



(3^{ème} partie)

PETITE HISTOIRE DU TELEPHONE

De l'expérimentation à l'exploitation

L'invention et les premières exploitations du téléphone restent attachées au nom de Graham Bell, même si, comme nous l'avons évoqué dans le numéro précédent, les travaux d'autres chercheurs comme Elisha Gray connurent un aboutissement moins heureux.

Alexander Graham Bell

Né à Édimbourg (Écosse) le 3 mars 1847 d'une mère musicienne et d'un père 'teacher of articulation', c'est à dire éducateur en orthophonie, Alexander Graham Bell reçoit une éducation à la fois classique et scientifique. C'est sans doute de ses parents qu'il hérite cette passion de l'acoustique comme de la physiologie de la voix et de l'ouïe, qu'il étudie principalement en autodidacte alors qu'il fré-

ALORS,
MONSIEUR
GRAHAM BELL,
ON ENTEND
DES VOIX ?



suite p 24

Signalisation rechargeable pour deux roues

PAGE 4

En matière de sécurité routière, il existe un principe fondamental qui pourrait se résumer par le précepte "voir et être vu". Cela est particulièrement vrai pour les cyclistes dont la sécurité repose beaucoup sur leur signalisation lorsque la visibilité est réduite. Le présent montage, très simple, répond efficacement à ce problème. De plus, il est économique étant donné son alimentation par mini-batteries rechargeables.

Le fonctionnement (figure 1)

Les batteries mises en œuvre se caractérisent par un potentiel de 1,2V et par une capacité de 110 mAh. Montées en série, on dispose ainsi d'une source de 3,6V avec une autonomie de fonctionnement de plusieurs heures.

Le montage est opérationnel dès que l'on ferme l'interrupteur de mise en service I.

Le cœur du montage est un circuit intégré très courant : il s'agit du célèbre "timer" NE555, monté ici

en oscillateur. Un cycle complet se caractérise par la charge suivie de la décharge de la capacité C1. Dans un premier temps, C1 se charge à travers R1.

On notera que R2 est shuntée par la diode D. Dans cette situation, l'entrée 7 est déconnectée de la structure interne du circuit intégré. C'est l'entrée 6 qui mesure le niveau de potentiel sur l'armature positive de C1. Lorsque ce dernier atteint la

demi-tension d'alimentation, la broche 7 passe à l'état bas. Il en résulte la décharge de C1 à travers R2. Le cycle se poursuit ainsi indéfiniment. Au niveau de la sortie (broche 3), on relève des créneaux de forme carrée se caractérisant par une période de l'ordre de 0,25 seconde. Cette période se détermine, dans le cas présent, par la relation : $T = 0,7 (R1 + R2) \times C1$. Grâce à la diode D, ce créneau présente la particularité de délivrer des états hauts et bas de même durée.

suite p 4

N°3 MAI 1998
NOUVELLE SÉRIE

SOMMAIRE

- 1 - PETITE HISTOIRE DU TÉLÉPHONE
- 2 - QU'EST-CE QUE C'EST ? COMMENT ÇA MARCHE ? LA PHOTO NUMÉRIQUE
- 4 - SIGNALISATION RECHARGEABLE POUR 2 ROUES
- 5 - COMMENT CALCULER SES MONTAGES ?
- 8 - TESTEUR DE DIODES
- 10 - LE COIN DE LA MESURE
- 12 - CONSTRUIRE UN MINI-LABO GÉNÉRATEURS DE NIVEAUX
- 14 - MISE EN ŒUVRE DE STRUCTURE : LES ASTABLES
- 16 - DÉCOUVREZ L'ANGLAIS TECHNIQUE : CONVERTISSEUR TENSION/FRÉQUENCE
- 17 - GÉNÉRATION INTERNET
- 18 - INTERFACE 8 ENTRÉES PAR PORT IMPRIMANTE
- 20 - TECHNOLOGIE : FIBRES OPTIQUES
- 21 - MINI-RÉGIE DE MIXAGE
- 22 - BOITES À DÉCADES

Generation

ELECTRONIQUE

PROJETS, INITIATION, ENSEIGNEMENT

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A au capital de 5 160 000 F
2 à 12 rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 01.44.84.84.84 - Fax : 01.42.41.89.40
Télex : 220 409 F
Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD

Président Directeur Général
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur général, Directeur de la Publication :
Paule VENTILLARD
Directeur général adjoint
Jean-Louis PARBOT
Directeur de la rédaction
Bernard FIGHIERA (84.65)

Comité pédagogique :
G. Isabel, P. Rytter, F. Jongbloet,
E. Félice, B. Andriot
Maquette et illustrations :
R. MARAI

Marketing :
Corinne RILHAC (84.52)
Ventes :
Sylvain BERNARD (84.54)

Département publicité :
2 à 12 rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 01.44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60
Directeur commercial
Jean-Pierre REITER (84.87)
Chef de publicité
Pascal DECLERCK (84.92)
Assisté de
Karine JEFFRAULT (84.57)

Abonnement
Anne CORNET (85.16)
Voir tarifs et conditions p.23
Prix de vente au numéro : 20 F
Commission paritaire en cours
Membre inscrit à Diffusion Contrôle (OJD)
«Loi N° 49 956 du 16 juillet 1949 sur les publications destinées à la jeunesse» mai 1998.





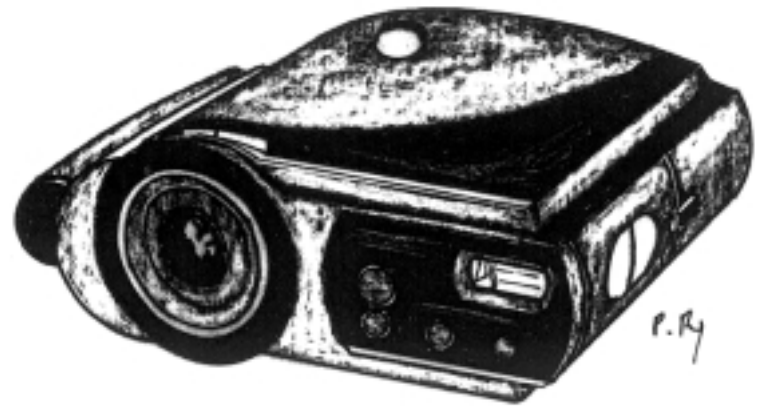
QU'EST-CE QUE C'EST ? COMMENT ÇA MARCHE ?

La Photo Numérique

Les appareils de photographie numérique, encore réservés à un nombre limité d'utilisateurs professionnels de l'image, ne vont pas tarder à envahir le marché (haut de gamme) du grand public comme l'annoncent les baisses de prix tout à fait spectaculaires de ces derniers mois.

Cette intrusion du numérique pour le traitement de l'image ne fait cependant qu'accompagner l'évolution technologique du monde des médias, à commencer par la presse quotidienne. En effet, des textes à la mise en page, l'outil informatique permet une souplesse et une rapidité de travail inégalables, les difficultés apparaissant lorsqu'il s'agit d'inclure les images. Afin de supprimer les étapes allant du développement de la pellicule à son passage au scanner (qui transforme en suites de 0 et 1 chaque point élémentaire ou pixel), les reporters d'agences utilisent des appareils qui transforment directement en données numériques les images capturées. Il devient ainsi plus aisé de recommander ou sup-

primer un cliché qui sera envoyé immédiatement au groupe de presse via le réseau téléphonique grâce à un modem. Si tout le monde ne se sent pas l'âme d'un chasseur d'images, l'intérêt de la transformation numérique réside dans la possibilité de visualiser le résultat d'une prise de vue directement sur écran puis de la stocker indéfiniment sur un support tel qu'une disquette sans risquer de voir les couleurs s'altérer puisqu'elles sont numérisées. De nombreuses petites boutiques de retouche d'image permettent déjà d'immortaliser les grands moments de notre vie en corrigeant les petits défauts ou de transférer sous la forme d'un CD ROM nos albums photos.



le chlorure d'argent était connu depuis le XVIème siècle, il faudra attendre l'année 1802 pour qu'un procédé de fixation d'une image sur un support en verre soit décrit par Thomas Wedgwood dans son "Account of a méthode of copying painting upon glass, and of making profiles by the agency of light upon nitrate of silver". Le français Nicéphore Niepce va produire ses premiers "dessins héliographiques" 17 ans plus tard. Les premiers négatifs et positifs sont l'œuvre de l'anglais W.H.Fox Talbot en 1839. C'est ensuite avec la mise au point des plaques photosensibles par George Eastman que la photographie va faire son entrée et saisir les instantanés de plusieurs générations. Le premier appareil photo

diodes montées en ligne, sera présenté en 1960 par J.W.Horton. L'intégration sur une seule surface de l'optoélectronique associée aux registres à décalage par Boyle et Smith en 1970 donnera naissance au Dispositif à Transfert de Charge (DTC), ou Coupled Charge Device (CCD) en anglais. La transmission d'images radiographiques par téléphone sera effective en 1985, la photo sur CD en 1992 et les premiers appareils photo numériques professionnels en 1993.

La cellule photosensible

Pour une cellule à capacité MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur) la partie photosensible se compose d'un substrat semi-conducteur dopé positivement, qui par conséquent est riche en trous de signe + (figure 2). Sur une couche de silice isolante, une électrode sur laquelle s'applique une tension de polarisation crée un champ électrique interne qui forme une zone de déplétion en repoussant les charges positives vers le fond de la cellule (figure 3).

Principe de la photo numérique

Sur une pellicule photographique

Frappé par un faisceau lumineux, le silicium va libérer, sous l'effet des photons incidents, des paires électron/trou qui correspondent respectivement à une charge négative et une charge positive. La polarisation de la cellule qui sépare cette paire (figure 4) va finalement provoquer une accumulation des charges négatives vers le haut puisqu'elles sont bloquées par la couche isolante. La quantité d'électrons accumulés correspond ainsi à la quantité de lumière reçue pendant la durée de l'exposition, appelée temps d'intégration.

Formation de l'image

Les photodétecteurs sont alignés en colonnes parallèles (figure 6). Pour lire l'image formée sur la matrice, on va donc envoyer la charge contenue dans chaque cellule vers un réceptacle (A, B, C) puis recueillir chaque ligne complète en effectuant un glissement des charges C vers 4 ou 2 alors que dans le même temps les charges B glissent en C et que les charges A glissent en B. Un convertisseur ana-

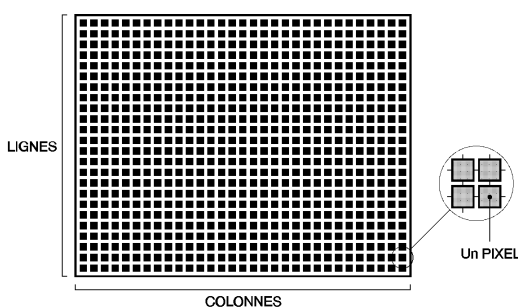


Fig 1 Cellules photosensibles déposées en matrice

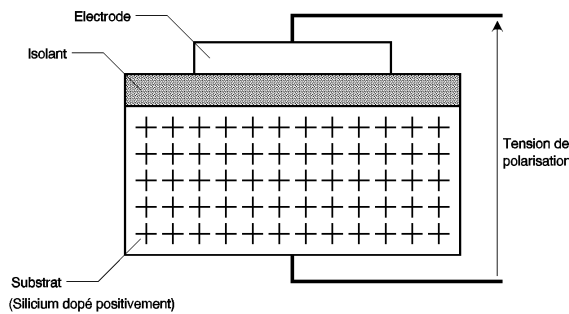
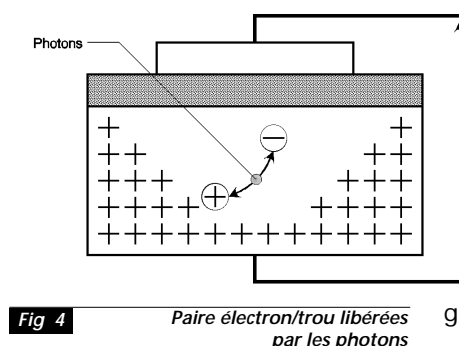
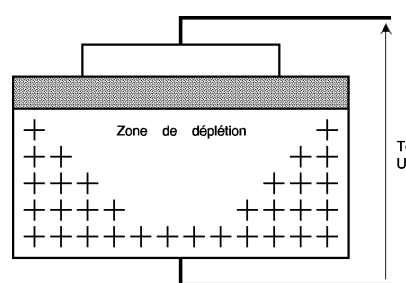


Fig 2 Structure de la cellule photosensible

fabriqué en 1888 par Kodak est suivi l'année suivante par l'invention du rouleau photographique Celluloid. Le Brownie, fabriqué en 1900, sera le premier appareil photographique destiné au grand public. Les photos seront en noir et blanc jusqu'en 1935, mais la couleur restera le privilège des professionnels puisque ce n'est qu'en 1942 que la pellicule couleur connaîtra son envolée. La numérisation alliée à la transmission va se faire par étapes puisque le scanner, un réseau de photo-

classique, on dispose une couche d'un produit chimique sensible à la lumière. Logé dans l'appareil, ce film sera impressionné par l'image se formant à sa surface au travers de l'objectif. Afin de ne pas surexposer la pellicule, on utilise un obturateur qui ne laisse passer la lumière que pour un temps très court (de la fraction de seconde à plusieurs minutes), le diaphragme permettant de doser la quantité de lumière. Un appareil numérique ne possède pas de pellicule mais un réseau de cellules photosensibles d'environ dix

Fig 2 Polarisation de la cellule



Un peu d'histoire

Si l'effet produit par la lumière sur

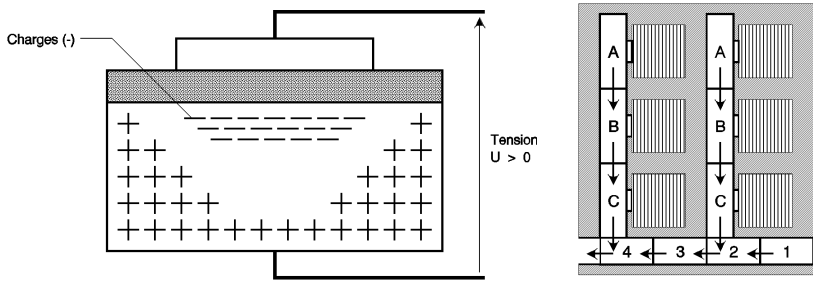
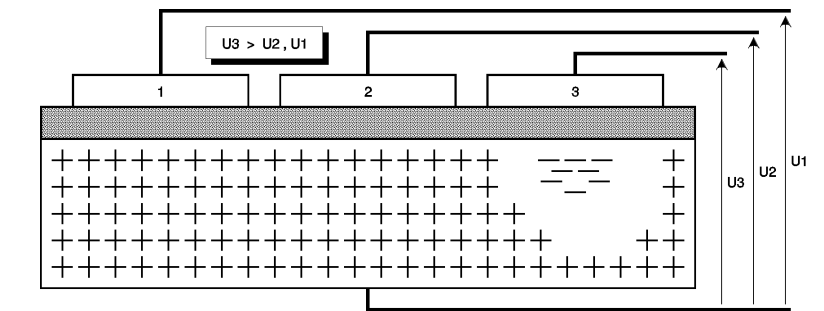


Fig 5 Intégration terminée **Fig 6** Transfert des points de l'image

logique/numérique code en langage binaire les valeurs des charges ligne après ligne, transformant ainsi la quantité de lumière perçue par

de différentes écluses en remplaçant les différences de niveau d'eau par des différences de potentiel. Le glissement de la charge (décrit



Etape 5 : transfert des charges de 1 vers 3 **Fig 11**

résultant d'une surexposition, s'ouvre sur un drain d'évacuation. A chaque intégration, les charges glissent vers la zone de stockage qui est masquée, tout comme les canaux de circulation. Cette architecture qui comporte de grandes zones masquées à la lumière (la zone active de capture de la lumière ne représente que le quart ou le tiers de la surface d'une cellule) est supplantée par une

technologie en profondeur qui a l'avantage d'augmenter le nombre de pixels pour une même surface.

La couleur

Des filtres sont utilisés pour déterminer la quantité de rouge, de vert et de bleu reçu sur chaque pixel.

La lecture doit donc s'effectuer en trois fois (ce qui augmente le temps de pose et ne permet donc pas de saisir les mouvements rapides) car l'emploi de cellules comportant un filtre sur chaque photodétecteur diminue du tiers la définition de l'image pour une même surface tout en augmentant les coûts de fabrication.

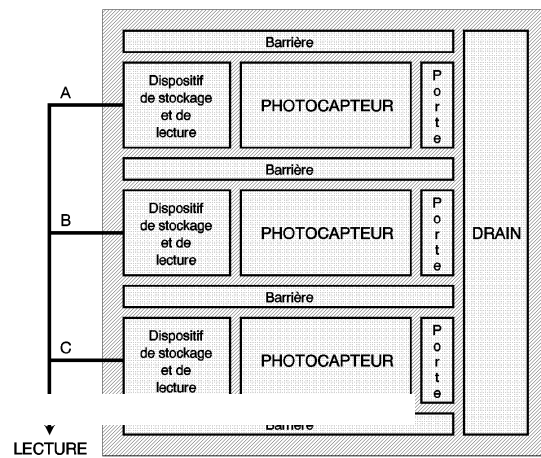


Fig 11 Transfert pour lecture des charges

P.RYTTER

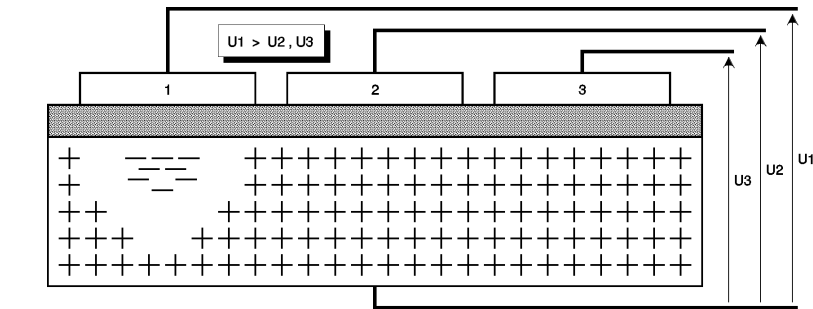


Fig 7 **Etape 1 : transfert des charges de 1 vers 3**

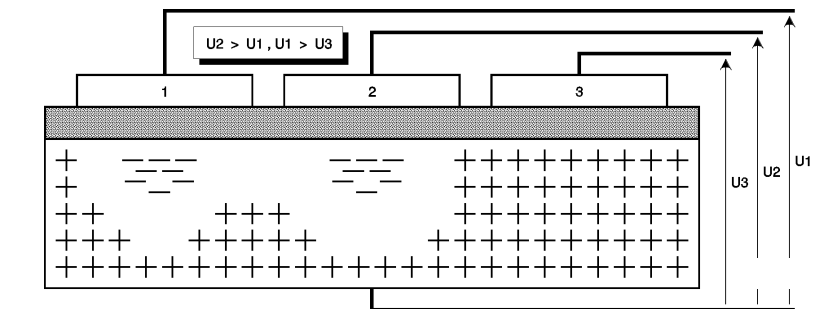


Fig 8 **Etape 2 : transfert des charges de 1 vers 3**

chaque cellule en un nombre qui pourra, par la suite, être stocké, modifié ou transmis via un modem.

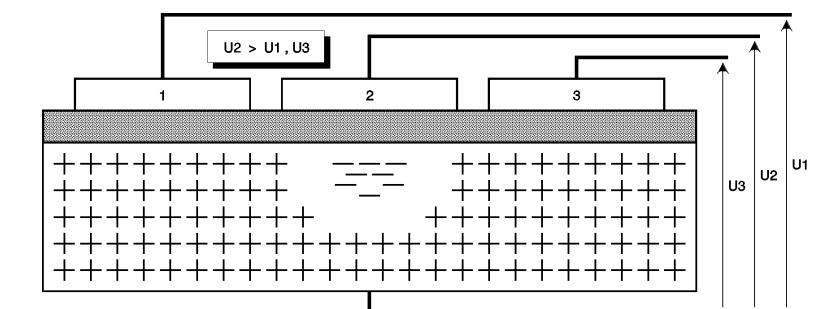
par les figures 7 à 11) nécessite un élément intermédiaire (noté 2 sur les figures) afin qu'il n'y ait pas de cumul possible lors du transfert en colonne.

Le transfert de charges

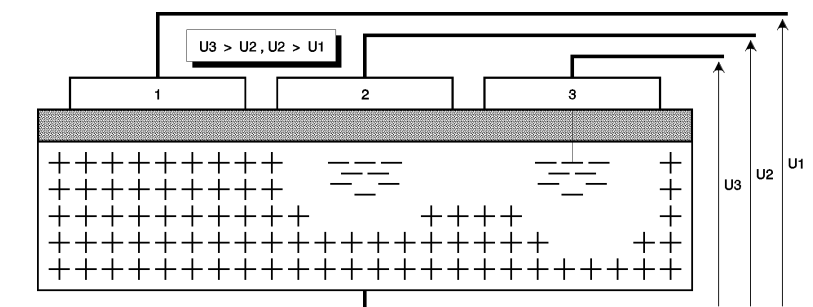
La circulation des charges est conditionnée par l'ordonnancement des différences de potentiel appliquées au substrat. En fait, pour bien comprendre le processus de transfert, il suffit d'établir un parallèle avec la circulation des péniches au travers

Organisation des cellules

Chaque photodétecteur est isolé de ses voisins grâce à des barrières infranchissables pour les électrons (figure 12). Une porte, par laquelle s'échappent les excès d'électrons



Etape 3 : transfert des charges de 1 vers 3 **Fig 9**



Etape 4 : transfert des charges de 1 vers 3 **Fig 10**

ABONNEMENT PARRAINAGE

Abonnés, parrainez vos relations à **Génération ELECTRONIQUE**

En remerciement, vous recevrez le CD-ROM dictionnaire anglais français des termes de l'électronique (d'une valeur de 149 F) dès l'enregistrement du client parrainé

Bulletins à retourner à : **Génération Electronique**, Service Abonnements 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 85 16

BULLETIN DE PARRAINAGE

Nom du parrain :
 Adresse :
 Code postal : Ville :
 N° d'abonné à Génération Electronique :

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nom :
 Adresse :
 Code postal : Ville :
 Jé désire m'abonner à partir du N° : (N°1-2-3-11 épuisés)

Oui, je souhaite m'abonner à **Génération Electronique** pour :

1 an (10 numéros) France + DOM-TOM au prix de 148 F
 + en cadeau mon CD-ROM le dictionnaire anglais français des termes de l'électronique (d'une valeur de 149 F)

1 an (10 numéros) étranger (par voie de surface) au prix de 192 F

Ci-joint mon règlement à l'ordre de Génération Electronique par :

chèque bancaire mandat-lettre carte bleue

signature :

date d'expiration

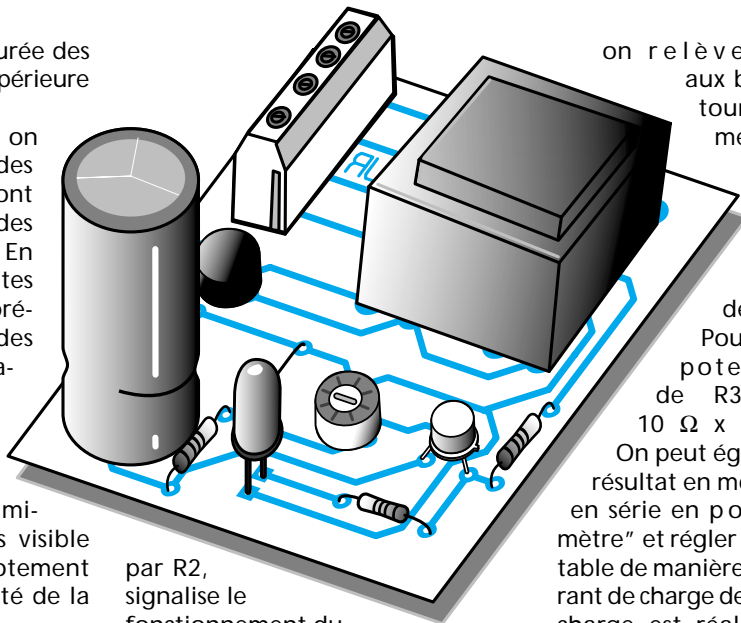
Nous acceptons les bons de commande de l'administration

Signalisation rechargeable pour deux roues

Sans la présence de D, la durée des états hauts serait en effet supérieure à celle des états bas.

Au niveau de l'utilisation, on peut remarquer que lors des états bas, les LED L1 à L4 sont alimentées. Le courant des quatre LED est limité par R3. En revanche, les LED sont éteintes lorsque la sortie 3 du 555 présente un état haut. Lors des phases actives, la consommation atteint 40 mA. Il en résulte donc une consommation moyenne de 20 mA.

S'agissant de LED haute luminosité, l'ensemble est très visible d'autant plus que le clignotement des LED accentue l'efficacité de la signalisation.



par R2, signale le fonctionnement du

on relèvera le potentiel aux bornes de R3 et on tournera progressivement le curseur de l'ajustable dans le sens horaire. Il s'agit d'obtenir un courant de charge de l'ordre de 12 à 15 mA. Pour cette valeur, le potentiel aux bornes de R3 est égal à $10 \Omega \times 0,015 A = 0,15V$. On peut également obtenir ce résultat en montant le mesureur en série en position "ampère-mètre" et régler le curseur de l'ajustable de manière à observer un courant de charge de 15 mA. Une bonne charge est réalisée pendant une durée de l'ordre d'une dizaine d'heures.

NOMENCLATURE

Module de signalisation
 1 strap
 R1, R2 : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
 R3 : 47 Ω (jaune, violet, noir)
 D : diode-signal 1N4148
 L1 à L4 : LED rouges $\varnothing 5$ (haute luminosité)
 C1 : 4,7 $\mu F/10V$ électrolytique
 C2 : 0,1 μF céramique multicouches
 IC : NE555 (timer)
 1 support 8 broches
 BAT1 à BAT3 : batteries 1,2V/110 mAh
 1 embase CINCH femelle
 I : micro-switch

Module "chargeur"
 R1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R2 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R3 : 10 Ω (marron, noir, noir)
 A : ajustable 4,7 k Ω miniature
 Pont de diodes 0,5A
 Dz : diode zéner 5,6V/0,5W
 L : LED rouge $\varnothing 3$ mm
 T : transistor NPN 2N1711
 1 transformateur 220V/2x6V/1VA
 C : 2200 $\mu F/35V$ électrolytique sorties radiales
 1 bornier soudable 4 plots (2x2)
 Fil souple 2 conducteurs (1 conducteur + blindage)
 1 fiche mâle CINCH

Réalisation (figures 3 et 4)

Les circuits imprimés de ces deux montages sont représentés en

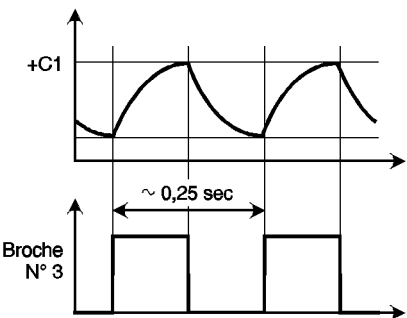
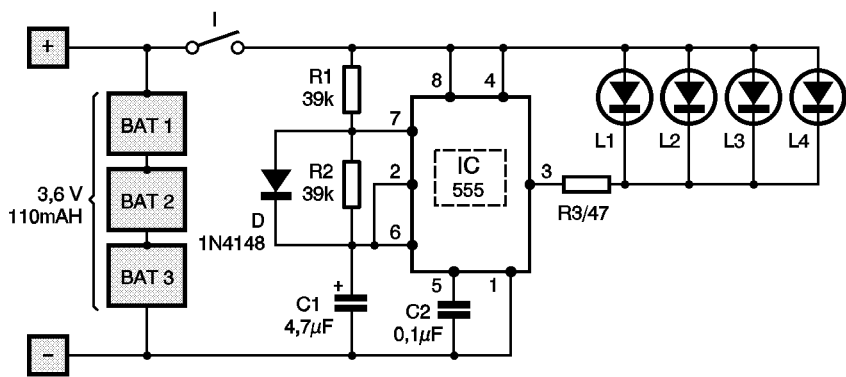


Fig 1 Schéma de principe

Le chargeur (figure 2)

L'énergie provient du secteur 220V par l'intermédiaire d'un transformateur qui délivre sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif de 6V. Un pont de diodes redresse les deux alternances, tandis que la capacité C réalise le filtrage. Sur la cathode de la diode zéner DZ, dont le courant est limité grâce à R1, on relève un potentiel stabilisé à 5,6V. Suivant la position angulaire du curseur de l'ajustable A, il est possible de prélever une fraction plus ou moins importante de ce potentiel. Ce dernier est présenté sur la base du transistor NPN T, monté en suiveur de potentiel. Ce type de montage réalise une amplification de courant tout en "suivant" son potentiel de base, avec toutefois un décalage de 0,6V dû à la jonction base-émetteur. C'est ce potentiel que l'on recueille au niveau de l'émetteur de T. La LED L, dont le courant est limité

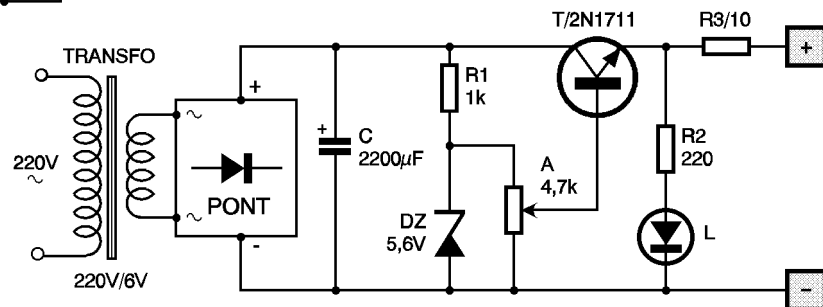
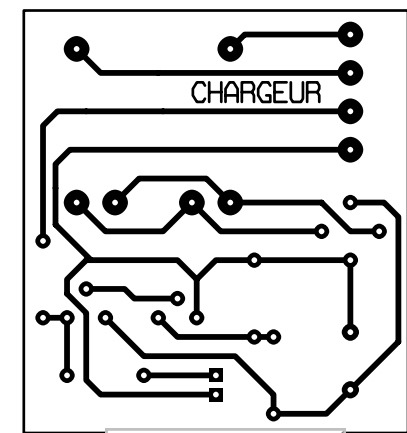


Fig 2 Le chargeur

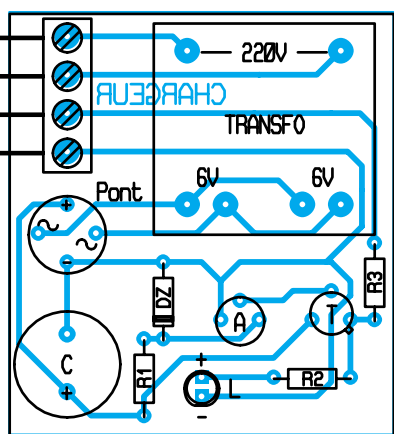
chargeur. Le courant de charge transite par la résistance de limitation R3, vers les batteries d'alimentation du montage évoquées au chapitre précédent. Pour le réglage, dans un premier temps, on placera le curseur de l'ajustable dans sa position extrême, sens anti-horaire. Le potentiel disponible sur l'émetteur de T est alors nul. La LED L est donc éteinte. A l'aide d'un mesureur,

figure 4. Leur réalisation n'appelle pas de remarque particulière. La figure 5 illustre l'implantation des composants. Attention surtout au respect de l'orientation des composants polarisés.

Au niveau du chargeur, on bran-



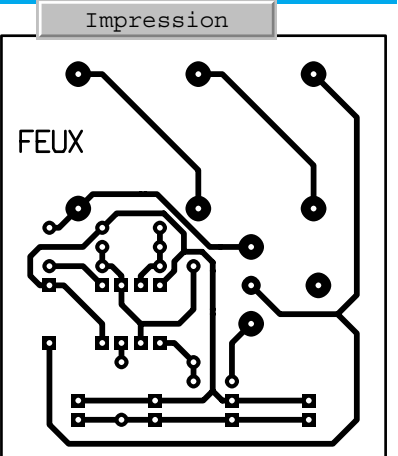
Tracé du circuit imprimé du chargeur Fig 3a



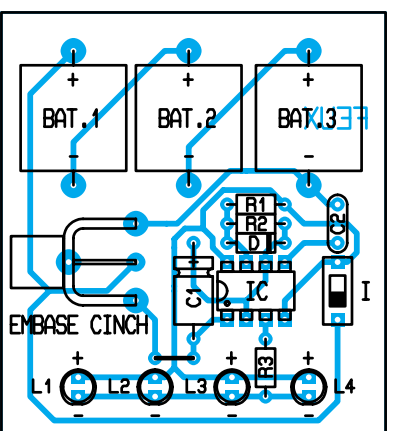
Implantation des éléments du chargeur Fig 4a

chera, par l'intermédiaire d'un bout de fil blindé (1 conducteur + blindage), la fiche mâle CINCH dont le plot central doit correspondre au "+".

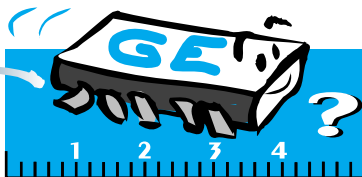
R. KNOERR



Tracé du circuit imprimé Fig 3b



Implantation des éléments Fig 4b



COMMENT CALCULER SES MONTAGES ?

3ème partie

Comme promis le mois dernier, nous entrons aujourd'hui dans le concret avec la réalisation complète de notre premier montage : un éclairage automatique. Ce circuit, que vous pourrez installer chez vous ensuite, se charge d'allumer la lumière dès que la luminosité ambiante tombe en dessous d'une certaine valeur et de l'éteindre dans le cas contraire. Afin de vous montrer que les quelques bases présentées dans nos deux précédents numéros peuvent déjà permettre de nombreux calculs, nous allons partir d'un schéma ne comportant aucune valeur d'élément et nous allons donc les calculer une à une.

Le schéma de principe

Il vous est présenté figure 1 et, même s'il fait appel à quelques composants dont nous n'avons pas encore parlé, nous allons voir que son principe de fonctionnement est très simple.

Le détecteur de lumière, puisqu'il en faut bien un pour mesurer la luminosité ambiante, est une LDR ce qui est l'abréviation de Light Dependent Resistor ou encore, mot à mot, résistance dépendant de la lumière. Un tel composant, que l'on classe habituellement dans les composants pas-

l'entourant, même s'il n'a pas exactement l'aspect présenté le mois dernier. La tension sur l'entrée inverseuse de IC1 est rendue réglable par P1. Ceci va nous permettre de modifier les seuils de ce trigger de Schmitt et donc de régler le niveau d'éclairage pour lequel notre montage va allumer et éteindre la lumière. Comme la sortie de IC1 ne peut pas fournir beaucoup de courant (nous allons y revenir) elle est suivie d'un transistor monté en commutateur



particularité d'avoir une résistance à froid beaucoup plus faible que lorsqu'elles

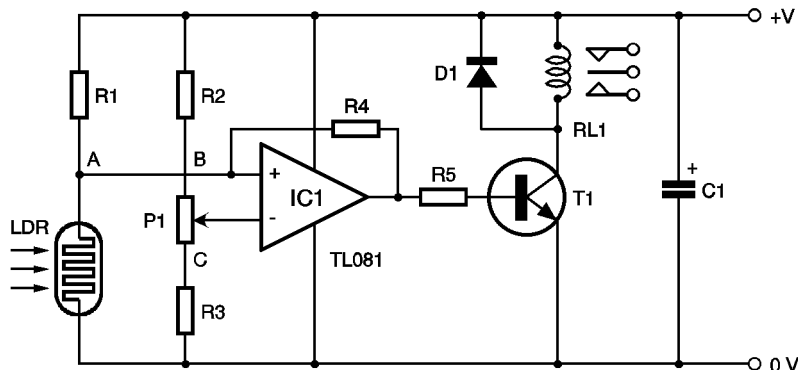
fonctionnent. Elles consomment donc un courant nettement plus important que leur courant normal lors de la mise sous tension. Cet appel de courant est certes très bref mais il faut que le relais utilisé soit capable de le supporter. Nous avons donc fixé notre choix sur un relais Finder type 40 (ou un de ses nombreux équivalents : Schrack RP 412, Zettler AZ 692). Ce relais est prévu pour fonctionner sous 12V et a une résistance de bobine de 330 Ω.

Compte tenu de cette tension de fonctionnement du relais, nous allons donc alimenter notre montage sous 12V. Nous verrons ultérieurement la source de tension que nous utiliserons pour cela.

Une certaine liberté de choix

En présence d'un tel projet, il faut bien savoir que tout ne se calcule pas et que l'on dispose donc d'une certaine liberté de choix. Ces choix vont bien sûr influencer sur les calculs qui vont suivre et devront parfois être remis en question. Nous verrons que ce ne sera pas le cas ici.

Nous allons commencer par choisir le relais. En effet, nous voulons pouvoir commander deux puissants projecteurs halogènes de 500 W chacun soit 1000 W en tout sous 220V. Cela nous donne un courant de : 1000 / 220 soit environ 5 A. Il nous faut donc un relais capable de couper largement plus. En effet, les lampes à incandescence ont la



Notre éclairage automatique dont il reste à calculer tous les éléments.

Fig 1

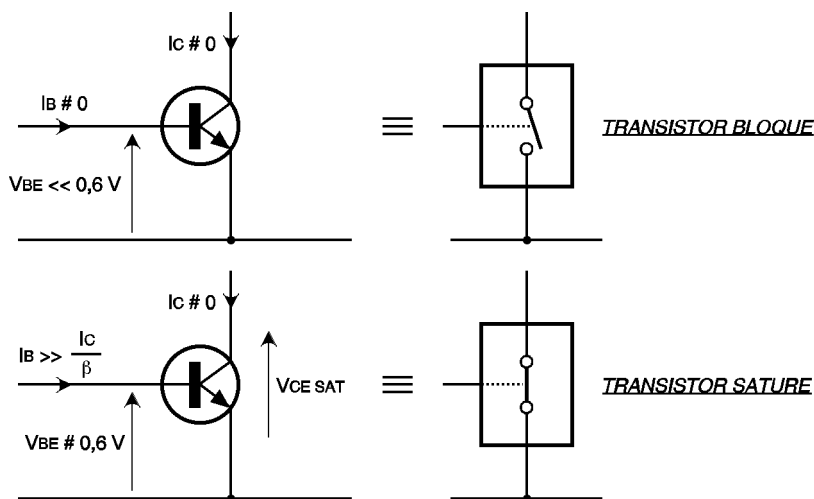
sifs, est en fait un semi-conducteur un peu particulier. Dans l'obscurité, notre LDR présente entre ses deux bornes une forte résistance, qui varie selon les modèles d'une centaine de kΩ à plusieurs MΩ. Lorsqu'elle est éclairée, cette résistance tombe à quelques kΩ voir même à quelques centaines d'ohms si l'éclairage est très intense.

Attention ! Une LDR est fondamentalement une résistance. Elle n'est donc pas polarisée et peut se monter dans n'importe quel sens. Ne la confondez pas avec une photodiode qui est, elle, une diode sensible à la lumière ou bien encore avec une photopile qui, elle, produit du courant lorsqu'on l'éclaire.

Revenons à la figure 1 pour constater que notre LDR est montée dans une des branches d'un pont diviseur formé avec R1. La tension disponible au point A va donc varier en fonction de l'éclairage de la LDR.

Si vous êtes observateur, vous aurez reconnu le trigger de Schmitt réalisé avec IC1 et les résistances qui

“de puissance”. Lorsque la sortie de IC1 est au niveau bas, c'est à dire à une tension voisine de zéro, le transistor T1 est bloqué et le relais qu'il commande est décollé. Lorsque la sortie de IC1 est au niveau haut, c'est à dire quasiment à la tension d'alimentation, T1 est fortement conducteur (on dit même saturé



Tout ce qu'il faut savoir du transistor en commutation.

Fig 2

Le transistor en commutation

Puisque nous sommes partis du relais, restons-y et calculons les éléments qui l'entourent en nous occupant tout d'abord du transistor T1. Il est utilisé ici non pas en amplificateur linéaire mais en commutateur “de puissance” ; c'est à dire que le faible courant de base fourni par la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1 va commander un courant collecteur beaucoup plus important. En première approximation, un transistor en commutation se résume à ce que vous pouvez voir figure 2. Si son courant de base est quasi nul, le transistor est bloqué. Il se comporte comme un interrupteur ouvert de bonne qualité puisque le courant circulant dans l'espace collecteur - émetteur est son seul courant de fuite qui n'est que de quelques nA à quelques μA dans le pire des cas.

Si son courant de base est suffisant (nous allons voir la valeur de ce “suffisant” dans un instant), le transistor est saturé et se comporte alors

TYPE	Pol. Mat.	Boît.	Broch.	VCB max	VCE max	VEB max	Ic max	TJ max	P.TOT max	ft min	COB max	hFE	Ic pour hFE	FCT	FAB	Equ. EUR.	Equ. USA
2N2219A	N S	TO5	L04	75V	50V	6V	800MA	175C	800MWF	300M	8P	100MN	150MA	RMG	SGS	BSW54	2N2219A
2N2219S	N S	TO39	L04	60V	30V	5V	800MA	175C	800MWF	250M	8P	100MN	150MA	RMG	MOT	BSW54	2N2219
2N2219AS	N S	TO39	L04	75V	50V	6V	800MA	175C	800MWF	300M	8P	100MN	150MA	RMG	MOT	BSW54	2N2219A
2N2220	N S	TO18	L01	60V	30V	5V	800MA	175C	500MWF	250M	8P	20MN	150MA	RMS	MOT	BFX95	2N2220A
2N2220A	N S	TO18	L01	75V	40V	6V	800MA	175C	500MWF	250m	8P	20MN	150MA	RMS	MOT	BFX95	2N2220A
2N2221	N S	TO18	L01	60V	30V	5V	800MA	175C	500MWF	250M	8p	40/120	150MA	RMG	SGS	BSW64	2N2222A
2N2221A	N S	TO18	L01	75V	40V	6V	800MA	175C	500MWF	250M	8p	40/120	150MA	RMG	SGS	BSW64	2N2222A
2N2222	N S	TO18	L01	60V	30V	5V	800MA	175C	500MWF	250M	8p	100MN	150MA	RMG	SGS	BSW64	2N2222A
2N2222A	N S	TO18	L01	75V	40V	6V	800MA	175C	500MWF	300M	8p	100MN	150MA	RMG	SGS	BSW64	2N2222A
2N2223	N S	TO77	N01	100V	60V	7V	500MA	200C	600MWF	50M	15P	50MN	10MA	DUA	TIS	BFX71	20% Dvbe

Les caractéristiques principales du 2N2222 A (extrait du "Répertoire mondial des transistors" édité chez Dunod).

Fig 3

comme un interrupteur fermé de qualité moyenne. En effet, il existe tout de même une chute de tension aux bornes de cet interrupteur, chute de tension qui a pour non V_{CEsat} si vous regardez la fiche technique du transistor. Cette chute de tension dépend en outre quelque peu du courant qui traverse le transistor.

Pour être sûr que le transistor est bloqué, il suffit de rendre son courant de base quasi nul, ce qui se fait très simplement en appliquant à la jonction base - émetteur une tension nettement inférieure à 0,6V. En effet, cette jonction n'est rien d'autre qu'une diode et, comme vous le savez peut être déjà, une diode ne commence à conduire que lorsque la tension à ses bornes dépasse son seuil qui est de 0,6V pour le silicium (0,3V pour le germanium mais les transistors de cette technologie ont quasiment disparu). Pour être sûr que le transistor est saturé, il faut que le courant injecté dans sa base soit nettement supérieur au courant que le transistor doit commuter, divisé par son gain

Tout cela est résumé sur la figure 2 et suffit largement pour calculer tout ce qui concerne un transistor en commutation comme nous allons le démontrer tout de suite.

Notre relais fonctionne sous 12V et a une résistance de bobine de 330 Ω ; il consomme donc un courant de : $I_{RL} = 12 / 330$ soit environ 36 mA.

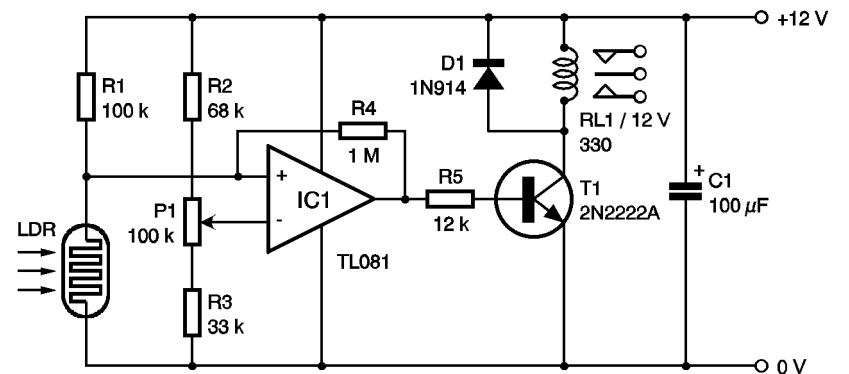
Un très large choix s'offre donc à nous pour T1 car un tel courant est à la portée de quasiment n'importe quel transistor. Nous choisirons un 2N2222A qui est un modèle robuste, plus particulièrement adapté à la commutation.

Si nous regardons ses paramètres principaux dont un extrait, provenant d'un simple tableau d'équivalence, est représenté figure 3, nous voyons que son gain en courant hFE est de 100 minimum.

En prenant une marge de sécurité de deux pour bien saturer notre transistor, nous voyons qu'il va falloir lui fournir un courant de base : $I_B = 2 \times (0,036 / 100)$ soit environ 730 μA . Ceci va nous permettre de déterminer R5 mais il nous faut tout d'abord revenir un court instant sur la structure de sortie d'un amplificateur opérationnel.

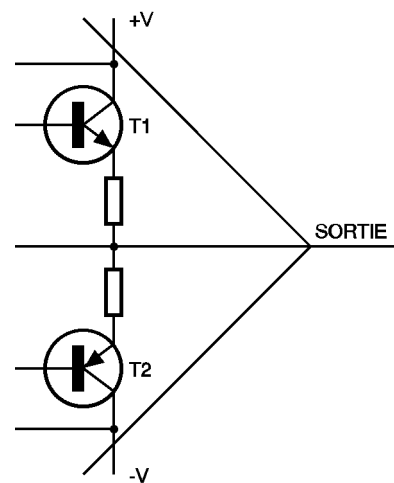
évolue de part et d'autre d'une valeur nulle.

Dans notre cas, l'amplificateur opérationnel IC1 est alimenté sous une tension unique positive. De plus, IC1 est câblé en trigger de Schmitt et sa sortie ne connaît donc que deux états extrêmes : un niveau "haut" et un niveau "bas". Au niveau haut, T1 est saturé et T2 est bloqué. La tension de sortie de l'amplificateur est donc voisine de +V. En pratique elle est égale à +V diminuée du V_{CEsat} de T1 et de la chute de tension dans sa



Ouf, c'est fini ! Tous les éléments de notre montage ont été calculés.

Fig



L'étage de sortie d'un amplificateur opérationnel.

■ Un amplificateur presque parfait

Examinons la figure 4 qui représente l'étage de sortie type de nombreux amplificateurs opérationnels. On y reconnaît, ou on y découvre si c'est la première fois que vous voyez ce schéma, une structure dite de type push-pull à symétrie complémentaire.

On constate que selon que T1 ou T2 est rendu plus ou moins conducteur, la tension de sortie peut évoluer entre les deux tensions d'alimentation. C'est l'idéal pour traiter des signaux alternatifs dont la polarité

résistance d'émetteur, de très faible valeur.

Au niveau bas, T1 est bloqué et T2 est saturé et la tension de sortie est donc voisine de zéro. En pratique elle est quasiment égale au V_{CEsat} de T2 soit quelques centaines de mV, augmenté de la chute de tension dans sa résistance d'émetteur, très faible elle aussi.

Notre amplificateur opérationnel monté en trigger de Schmitt est donc presque parfait puisque sa sortie évolue bien entre les deux valeurs extrêmes de la tension d'alimentation à quelques centaines de mV près.

■ Revenons à nos moutons !

Nous avons vu que pour que le relais colle il fallait fournir au moins 730 μA à la base de T1. Cela se produit lorsque la sortie de IC1 est au niveau haut. Compte tenu de ce que nous venons de voir, la tension de sortie de IC1 est alors voisine de 12V et R5 doit donc être inférieure ou égale à : $R5 \leq 12 / 0,00073$ soit environ 16 k Ω .

En pratique, et par mesure de sécurité, on prendra 12 k Ω voir même 10 k Ω . Dans un montage de ce type, il n'y a en effet pas d'inconvénient à "trop" saturer T1.

Lorsque la sortie de l'amplificateur

sera au niveau bas, sa tension de sortie sera de quelques centaines de mV seulement, ce qui est inférieur au seuil base - émetteur de T1 qui est de 0,6V. T1 sera donc bien bloqué dans ce cas.

■ Les éléments du trigger de Schmitt

Pour calculer les quelques résistances qui constituent le trigger de Schmitt, deux solutions nous sont offertes : soit utiliser les relations démontrées le mois dernier, soit partir de zéro en utilisant notre bon sens et en étudiant le comportement du montage. C'est évidemment cette deuxième méthode que nous allons employer ; ne serait-ce que pour vous montrer qu'en électronique, il existe bien souvent de multiples façons d'arriver au (même !) résultat.

La LDR que nous avons choisie est un modèle standard du commerce dont la résistance dans la pénombre

dépasse 200 k Ω pour tomber à seulement 20 k Ω dès que l'on commence à y voir suffisamment clair. La résistance R1 formant un pont diviseur avec la LDR peut être assez librement choisie mais doit tenir compte de ces valeurs "extrêmes" afin de permettre à la tension au point A de varier dans des proportions significatives. Une valeur égale à la moyenne des résistances extrêmes de la LDR est un bon choix ce qui nous donne :

$R1 \# (200\ 000 + 20\ 000) / 2$ soit environ 100 k Ω .

Dans ces conditions, la relation classique du diviseur de tension que vous devez aujourd'hui connaître sur le bout des doigts nous permet de constater que V_A évolue de :

$V_{Aobs} = 12 \times R_{LDRobs} / (R_{LDRobs} + R1)$ soit environ 8V, à :

$V_{Alum} = 12 \times R_{LDRlum} / (R_{LDRlum} + R1)$ soit environ 2V.

R_{LDRobs} est évidemment la résistance de la LDR dans l'obscurité soit 200 k Ω et R_{LDRlum} sa valeur à la lumière soit 20 k Ω comme nous l'avons vu ci-dessus.

Pour que notre trigger de Schmitt puisse changer d'état pour n'importe quelle valeur d'éclairement de la LDR comprise entre ces deux extrêmes, il faut donc que la tension sur son entrée inverseuse ; c'est à dire encore la tension sur le curseur de P1, puisse être ajustée entre ces deux valeurs de V_A .

Ceci va nous permettre de détermi-

en courant. En effet, un transistor est caractérisé par un paramètre appelé gain en courant ou encore β (lettre grecque bêta) ou bien hFE, qui est le rapport entre son courant de collecteur et son courant de base : $\beta = h_{FE} = I_C / I_B$. Ce paramètre est hélas mal connu et les fabricants ne le garantissent que dans une fourchette assez large (100 à 300 par exemple, voir 100 à 900 pour certains transistors !). En outre, ce paramètre est défini pour un fonctionnement linéaire du transistor. Ici nous voulons être sûrs que le transistor est violemment conducteur ; nous le "forçons" donc en lui envoyant un courant de base "trop" important.

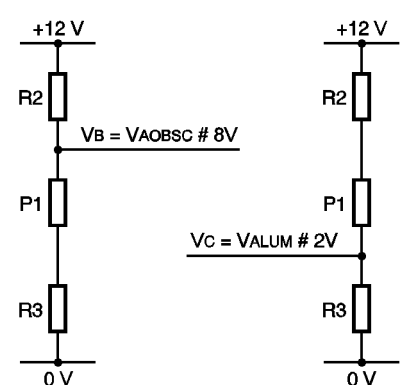


Fig 5 Les deux aspects du diviseur R2, R3, P1 pour les deux positions extrêmes de P1.

ner les valeurs de P1, R2 et R3 en utilisant, une fois encore, la relation du diviseur de tension à résistances. L'examen de la **figure 5** nous permet en effet d'écrire deux relations, selon que le curseur de P1 est du côté B ou du côté C.

Lorsqu'il est côté C nous avons :

$$V_C / 12 = R3 / (R2 + P1 + R3)$$

Lorsqu'il est du côté B nous avons :

$$V_B / 12 = R3 + P1 / (R2 + P1 + R3)$$

Comme nous voulons faire évoluer la tension sur l'entrée inverseuse entre les deux valeurs extrêmes de V_A , cela nous donne :

$$2/12 = R3 / (R2 + P1 + R3) \text{ soit encore}$$

$$R2 + P1 + R3 = 6 \times R3 \text{ et}$$

$$8/12 = (P1 + R3) / (R2 + P1 + R3)$$

$$\text{soit encore } 2 \times (R2 + P1 + R3) =$$

$$3 (P1 + R3)$$

En ajoutant membre à membre ces deux relations nous obtenons :

$$3 \times R2 = 6 \times R3$$

$$\text{soit encore } R2 = 2 \times R3$$

et si nous reportons cela dans une des deux relations précédentes nous en déduisons :

$$P1 = 5 \times R3 - R2 \text{ soit encore}$$

$$P1 = 3 \times R3.$$

Comme nous avons deux équations et trois inconnues, il était évident qu'un des éléments serait indéterminé et que nous pourrions donc le choisir librement. Dans une telle situation, on tient compte tout à la fois des relations obtenues, des valeurs normalisées des résistances et ... de ce que l'on a dans ses tiroirs pour faire ce choix. Nous vous proposons par exemple :

$R3 = 33 \text{ k}\Omega$ ce qui nous donne $R2 = 66 \text{ k}\Omega$ que l'on arrondit à $68 \text{ k}\Omega$ qui est la valeur normalisée la plus proche. Pour P1 nous obtenons $99 \text{ k}\Omega$ que l'on arrondit évidemment à $100 \text{ k}\Omega$.

Vous pouvez, si vous le désirez, vérifier que les valeurs ainsi calculées (et légèrement arrondies) conduisent bien aux tensions prévues pour V_B et V_C à quelques centaines de mV près. Hormis pour ce qui est de la valeur de R4, le calcul des éléments de notre montage est donc quasiment terminé.

■ Une pointe d'hystérésis

Comme nous l'avons vu le mois dernier, R4 est en fait la résistance qui transforme le comparateur réalisé avec IC1 en un véritable trigger de Schmitt en "accélérateur" en quelque sorte ses changements d'états du fait de la réaction qu'elle introduit dans le montage.

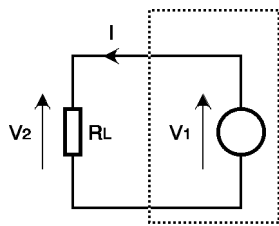
En effet, lorsque notre LDR commence à se trouver dans le noir, la tension au point A augmente. Lorsqu'elle arrive très près de celle de l'entrée inverseuse, l'amplificateur commence à changer d'état, c'est à dire encore que sa tension de sortie commence à augmenter. Cette augmentation est ré-injectée au point A via R4 ce qui fait à nouveau augmenter la tension en ce point et ainsi de suite. Le même phénomène s'observe bien évidemment lors de l'évolution du montage en sens inverse.

Même si la valeur de R4 peut théo-

riquement se calculer en connaissant de façon précise les seuils de basculement désirés pour le trigger de Schmitt réalisé autour de IC1 ; ce calcul est parfaitement inutile ici.

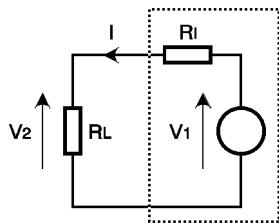
En effet, notre montage ne doit pas changer d'état pour une valeur très précise de l'éclairage, et ce d'autant qu'on ne connaît pas la relation exacte éclairage - résistance de la LDR et que ce seuil de changement d'état est ajustable grâce à P1.

La seule vraie fonction de R4 est donc ici de transformer notre com-



ALIMENTATION PARFAITE

$$V1 = V2 \text{ quelque soit } I$$



ALIMENTATION REELLE

$$V2 = V1 - I \times Ri$$

Fig 7 La résistance interne d'une alimentation et ses effets pervers.

parateur IC1 en un trigger de Schmitt. Cette valeur se "pifomètre" donc le plus souvent quitte à ce qu'une expérimentation sur plaquette de câblage rapide vienne compléter cette opération.

En pratique, on prend habituellement environ 10 à 20 fois la valeur de R1 soit, dans ce cas, de $1 \text{ M}\Omega$ à $2,2 \text{ M}\Omega$. Nous verrons, dans la suite de cette série d'articles lorsque nous réaliserons des générateurs de signaux rectangulaires et triangulaires par exemple, qu'il est des situations où cette résistance doit être précisément calculée et nous vous montrerons alors comment faire.

■ Et les autres composants alors ?

Arrivé à ce stade de notre article, tous les composants du montage ont été déterminés et conduisent donc à la **figure 6** que vous pouvez essayer sur une plaquette de câblage rapide si vous le désirez. Seuls trois composants n'ont pas encore été définis : IC1, D1 et C1.

En pratique, et comme on ne demande pas à IC1 de performances particulières, quasiment n'importe quel amplificateur opérationnel peut être utilisé. Comme nous n'avons pas tenu compte de ses éventuels courants d'entrée et que R1 et P1 sont de valeurs relativement élevées, un modèle BiFET ou BiMOS est conseillé tel qu'un TL 071 ou TL 081 par exemple.

La diode D1 quant à elle, a pour fonction d'éliminer les surtensions

qui se produisent aux bornes de la bobine du relais lorsque le transistor T1 se bloque. Nous verrons en effet lorsque nous étudierons les selfs que la coupure brutale du courant dans une bobine peut engendrer à ses bornes des tensions très élevées. D1 écrête donc ces tensions à une valeur sans danger pour le reste du montage en général et pour T1 en particulier. Cette diode peut être n'importe quelle diode "signal" au silicium telle qu'une classique 1N914 ou sa jumelle la 1N4148. Bien sûr, une diode de redressement de la série 1N400X conviendrait aussi dans ce rôle où les paramètres de la diode sont quasiment sans influence sur sa fonction.

Le condensateur C1 quant à lui a pour but de compenser les "défauts" de l'alimentation du montage. En effet, et même si nous n'en avons pas encore parlé, l'alimentation du montage présente nécessairement une résistance interne comme cela est schématisé **figure 7**. Cette résistance interne fait diminuer la tension effectivement appliquée au montage lorsque le courant consommé par ce dernier augmente. Cela résulte tout simplement de la loi d'ohm appliquée à R_i .

Lorsque le relais colle, il se produit un appel de courant qui se traduit donc par une brève diminution de tension d'alimentation qui, si elle est trop importante, peut faire basculer IC1 dans l'autre sens. Le relais décolle alors et la tension d'alimentation peut donc remonter ce qui

fait à nouveau basculer IC1 et coller le relais et ainsi de suite. Le relais "frétille" et le montage ne marche pas correctement.

C1 diminue la résistance interne apparente de l'alimentation en fournissant justement le supplément de courant nécessaire au moment du collage du relais. Un condensateur de forte valeur, comme c'est le cas ici, est en effet un véritable réservoir d'énergie dont le contenu est d'autant plus important que sa capacité est forte.

Le fait que nous ayons choisi $100 \mu\text{F}$ dépend ici encore du "pifomètre" d'autant que nous n'avons pas précisé la source d'alimentation du montage. Nous vous demandons d'admettre ce choix car nous aurons l'occasion de le préciser un peu mieux lors de l'étude des alimentations. Sachez tout de même que cela marcherait aussi bien avec un condensateur de $47 \mu\text{F}$ ou un de $1000 \mu\text{F}$. C'est ça la précision de certaines valeurs en électronique !

■ Le mois prochain

Notre montage est terminé et fonctionne et, si vous voulez l'essayer, il va vous falloir l'alimenter. C'est donc là l'occasion idéale de traiter de ce sujet oh combien important que sont les alimentations en électronique. c'est donc ce qui vous attend dans notre prochain numéro. ■



Testeur de diodes

Ce montage permet le test de diodes de commutation, de redressement ou électroluminescentes. Un bouton poussoir le met en fonction et deux diodes électroluminescentes indiquent l'état de la diode en test tout en identifiant son brochage ; l'arrêt est automatique au bout de vingt secondes environ, préservant ainsi la durée de la vie de la pile de 9V tout en simplifiant les commandes. Lors du test, le courant est limité à 10mA sous une tension maximum de 2,7V environ.

Le principe

Simple, mais il fallait y penser... On génère une tension alternative (positive et négative) aux bornes de la diode et on visualise le courant sur deux LED (diodes électroluminescentes). Si aucune LED n'est allumée, la jonction de la diode est détruite ; si les deux LED sont allumées, la jonction est en court-circuit ; dans ces deux cas, la diode est inutilisable et doit être jetée au rebut. Si une des LED s'allume, la jonction respecte la caractéristique d'une diode : passant dans un sens et bloquée dans l'autre ; la LED allumée identifie les broches Anode et Cathode selon le sens du courant.

tel au milieu de celui de l'alimentation (9V/2) tout en limitant son courant de sortie (à environ 10mA). On dispose donc d'une tension VM, entre ces deux dernières fonctions, variant alternativement entre les valeurs -4,5V (=9V-4,5V) et +4,5V (=0V-4,5V) ; cette tension est appliquée aux bornes de la diode en test à travers la fonction VISUALISATION ; si un courant ID circule à travers la diode, il est visualisé par deux LED, une pour chaque sens du courant. Cette double visualisation informe donc sur l'état de la diode ainsi que sa polarité.

T1 est bloqué ; en pressant K1, T1 se sature et +Vcc=9V ; la porte IC2A passe à l'état bas, assurant la conduction de D2 et maintenant donc la saturation de T1 lorsque K1 est relâché ; au bout de 20 s, IC2A fournit un état haut qui bloque D6 et aussi T1, mettant hors fonction le montage. Il faut noter que IC2 est toujours alimenté par la pile (en J2) mais sa consommation est pour ainsi dire nulle au repos. Le condensateur C1 découple l'alimentation.

La tension médiane est obtenue par le pont diviseur (R1, R2), soit $VMED = V_{cc} \times R2 / (R1 + R2) = V_{cc} / 2$ car $R1 = R2$. Le défaut d'un pont diviseur étant la variation de tension en

courant pour une chute de tension moindre. Normalement cette association parallèle est interdite, mais comme les opérateurs sont intégrés dans le même circuit, leurs caractéristiques sont très proches et les pics de commutation sont limités.

La visualisation s'effectue sur deux LED, D3 et D4, montées "tête-bêche", alternant ainsi leur conduction. La diode en test est connectée en J1 ; selon son branchement et son état, seule une LED est allumée, identifiant ainsi le sens du courant. La figure 3 complète l'analyse plus simplement que de longues explications en présentant ce qui se passe lors du test d'une diode.

Fabrication

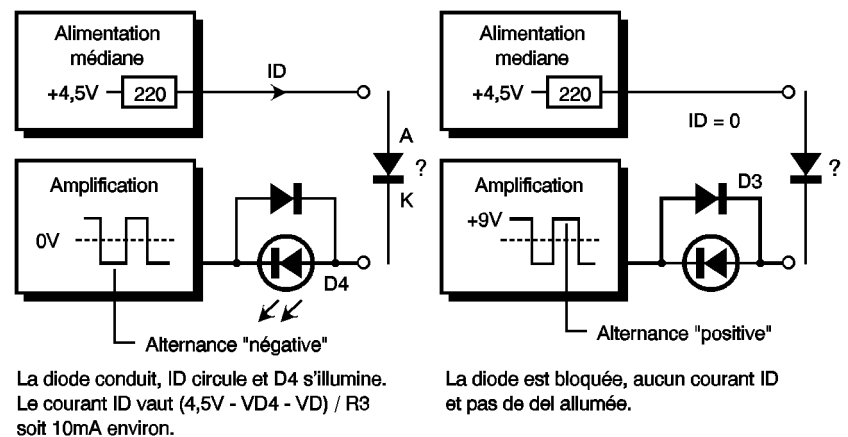
Le tracé du typon est fourni en figure 3 et l'implantation des composants en figure 4. Réalisez la carte

Analyse fonctionnelle

Un poussoir valide le fonctionnement pendant environ 20 secondes grâce à la fonction COMMUTATION TEMPORISEE. La fonction GENERATION DE SIGNAUX RECTANGULAIRES, appelée plus couramment "astable", fournit alors un signal carré qui est amplifié en courant par la fonction AMPLIFICATION. On obtient une tension continue de 4,5V grâce à la fonction ALIMENTATION MEDIANE qui crée un poten-

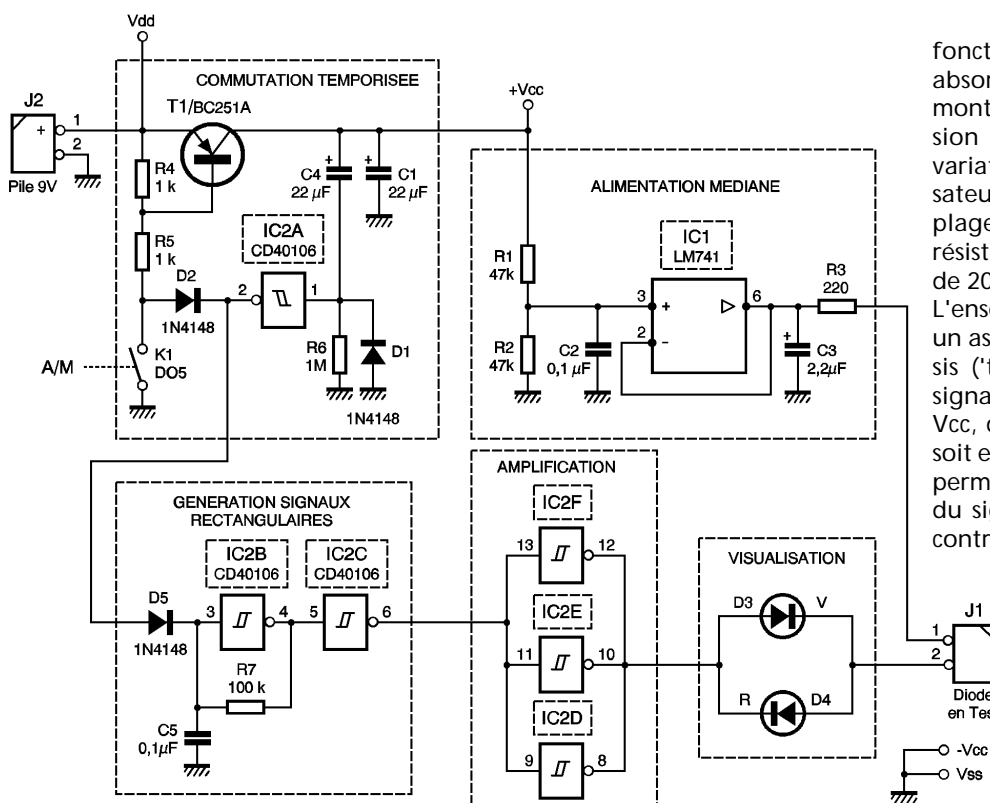
Analyse structurelle (figure 1)

Le transistor T1 fonctionne en commutation, donc comme un interrupteur commandé électriquement : au repos, il est "ouvert" ; il est "fermé" si un courant de base circule, donc si on ferme K1 ou si D2 conduit. L'opérateur IC2A (NON-CMOS) fournit un état bas d'une durée de 20 s lors de l'établissement de la tension +Vcc, par la constante de temps du circuit R6/C4 associé. Ainsi au repos,



Principe de retenu

Fig 2



Fonction et schéma de principe

Fig 1

fonction du courant fourni ou absorbé, un amplificateur linéaire monté en suiveur recopie cette tension en la rendant insensible aux variations de courant ; les condensateurs C2 et C3 assurent un découplage et filtrage additionnel. Le résistor R3 limite le courant à moins de 20mA.

L'ensemble (IC2B, C5, R7) constitue un astable à porte CMOS à hystérésis ("trigger") et fournit donc des signaux carrés, d'amplitude 0V ou Vcc, de fréquence $F = 1 / (1,4 \times R7 \times C5)$ soit environ 70 Hz. L'opérateur IC2C permet une première mise en forme du signal. La diode D5 permet de contrôler le fonctionnement de l'astable : au repos, D5 conduit, l'astable est inhibé, la sortie est fixée à l'état haut (+Vcc) ; pendant les vingt secondes, D5 est bloquée et l'astable fournit son signal carré.

Les trois opérateurs IC2D à IC2F, associés en parallèle, assurent une amplification en

imprimée par votre méthode usuelle (feutres, rubans et pastilles ou "photographique" de préférence), protégez les pistes par un vernis anticorrosion, ou mieux, un étamage à chaud, percez les trous à 0,8 mm en agrandissant à 1 mm ceux de J1, J2 et K1 ; vérifiez l'absence de courts-circuits (à couper au cutter) et l'absence de coupures de pistes (soudage fil fin) ; implantez les composants et soudez-les au fur et à mesure en respectant leur polarité et en utilisant des supports tulipes pour IC1 et IC2 ; les soudures doivent être fines et brillantes.

Attention à ne pas oublier le strap près de IC2 ; évitez aussi de bloquer mécaniquement K1 si un bornier est utilisé pour J2.

Tests

Cette méthode garantit le fonctionnement du montage et vous évitera la déception du "soude, branche et

ne marche pas !". On n'insère pas encore les circuits dans les supports, ainsi ces derniers servent de "relais" pour les connexions temporaires de test réalisées en fil rigide 0,6 mm isolé. Entre chaque essai, il faut supprimer les connexions temporaires et couper l'alimentation.

Reliez un voltmètre numérique sur les broches 7 et 4 du support de IC1 et reliez la pile en J2 en respectant la polarité ; vérifiez une tension nulle au repos, une tension de +9V (pile) en pressant K1 ; la tension décroît ensuite doucement par la charge de C1.

Reliez la broche 2 à la broche 8 du support de IC2 ; répétez la manipulation précédente et vérifiez le maintien de la tension après avoir libéré K1 ; supprimez la connexion broche 2/broche 8 de IC2 et vérifiez la décroissance (lente) de la tension à cause de C1.

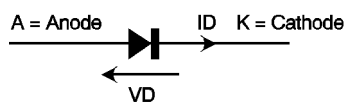


Fig A Symbole normalisé

Insérez IC1 ; vérifiez (en pressant K1) une tension de +4,5V entre la broche 1 de J1 et la masse (broche 7 de IC2).

Reliez les broches 1 et 2 de J2 ; reliez la broche 8 à la masse (broche 7 de IC2) ; en pressant K1, vérifiez l'allumage de la LED rouge D4 ; reliez la broche 8 de IC2 au +9V (broche 14 de IC2) pour vérifier de même l'allumage de la LED verte D3.

Insérez IC2 ; reliez les broches 1 et 2 de J2 à deux cordons munis de pinces crocodiles ; pressez K1, reliez les cordons et vérifiez l'allumage des LED pour environ 20 s ; pressez à nouveau K1 et vérifiez l'extinction des LED en supprimant la liaison des cordons ; insérez une diode 1N4004 sur le cordon et vérifiez l'allumage d'une seule LED, opération répétée en inversant la diode.

Conclusion

Les tests sont concluants, vous pouvez terminer la réalisation par la mise en coffret plastique muni de trois trous pour le poussoir K1 et les deux LED D3, D4. La connexion la plus simple vers la diode en test utilise deux cordons de couleur munis de pinces crocodiles miniatures isolées, l'un rouge pour la broche 2 de

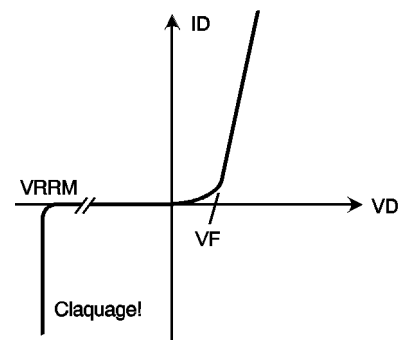


Fig B Caractéristiques de transfert

J1, l'autre vert pour la broche 1 de J1 (près de R3) ainsi, les LED permettront le repérage des broches ANODE et CATHODE : D3=VERT=cathode en broche 1, D4=ROUGE=cathode en broche 2. A noter la possibilité de modifier la durée de fonctionnement en retouchant la valeur de R6.

P. WALLERICH

Caractéristiques des diodes

La figure A rappelle le symbole normalisé, l'allure de son boîtier et l'identification de ses deux connexions : ANODE et CATHODE ; il existe plusieurs types de diodes caractérisées par leur emploi : signal (commutation), redressement, redressement à recouvrement rapide, électroluminescente, zéner, PIN, RF, ... une diode de commutation fonctionnera sous un courant faible mais sera rapide alors qu'une

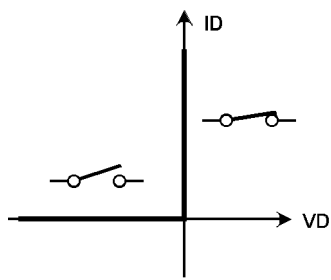


Fig D « Modélisation »

diode de redressement sera plus lente mais l'application n'est pas la même, ainsi une alimentation à découpage nécessitera une diode de redressement rapide ! Au niveau technologique, la plus courante est de type silicium ; les 'Shottky' détrônent les "vieilles" germanium...

La caractéristique de transfert $ID=f(VD)$ de la figure B représente la relation entre le courant qui traverse une diode et la tension qui s'y développe (VF) ; on considère une diode bloquée pour un courant négatif, mais elle claque si on dépasse sa tension limite inverse (tension de claquage inverse : VRRM) ; on considère une diode conductrice (passante) pour un courant positif, mais une chute de tension d'environ $VD=0,6-0,7V$ s'y développe, aussi généralement on complète la condition de conduction au franchissement de ce seuil car le courant reste très faible en deçà. On note que la

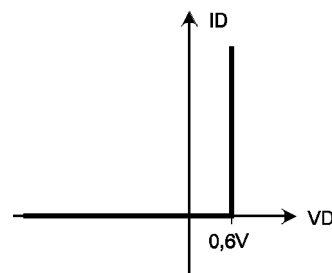


Fig C Simplification des paramètres

chute de tension croît avec le courant, aussi on la considère plus proche de 1V pour des diodes de redressement (une diode germanium ou 'Shottky') à un VD proche de 0,4V ; une LED est particulière puisqu'elle possède un seuil de 1,8V à 2,2V selon la couleur, un courant de polarisation plus élevé (1 à 20mA), sa tension de claquage

Référence	VRRM max	IF max	VF	Remarques
0A47	30V	110mA	0,5V	Germanium, commutation, signal
1N914	100V	75mA	0,8V	Silicium, commutation, signal
1N4148	75V	150mA	0,7V	Silicium, commutation, signal
BAT42	30V	100mA	0,4V	Shottky, toutes applications
1N4001	50V	1A	1V	Redressement standard
1N4002	100V	1A	1V	Redressement standard
1N4003	200V	1A	1V	Redressement standard
1N4004	400V	1A	1V	Redressement standard
1N4005	600V	1A	1V	Redressement standard
1N4007	1000V	1A	1V	Redressement standard
1N5624	200V	3A		Redressement
MR756	600V	6A		Redressement
BYW98-200	200V	3A		Redressement à recouvrement ultra-rapide (50 ns)

Note : IF, VF et VRRM sont les appellations courantes américaines (F= 'Forward'; RR= 'Reverse') de ID, de VD et de VINV.

NOMENCLATURE

RÉSISTANCES 1/4 W

- R1, R2 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R3 : 220 Ω (rouge, rouge, brun)
- R4, R5 : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
- R6 : 1 MΩ (brun, noir, vert)
- R7 : 100 kΩ (brun, noir, jaune)
- C1, C4 : 22 μF/16V électrochimique radial
- C2, C5 : 0,1 μF milfeuil
- C3 : 2,2 μF/16V électrochimique radial
- D1, D2, D5 : diodes commutation 1N4148
- D3 : LED verte 5 mm
- D4 : LED rouge 5 mm

T1 : transistor PNP type BC251A

- K1 : poussoir D05
- J1 : bornier 2 broches
- J2 : coupleur pile 9V ou bornier
- IC1 : amplificateur linéaire type LM741...
- IC2 : opérateurs NON-CMOS trigger CD40106
- 1 support tulipe 8 broches
- 1 support tulipe 14 broches
- 1 strap (fil cuivre dénudé) époxy 65x65 mm
- 1 boîtier plastique, fil câblage
- 2 cordons souples 25 cm (rouge et noir)
- 2 pinces crocodiles miniatures isolées (rouge et noire)

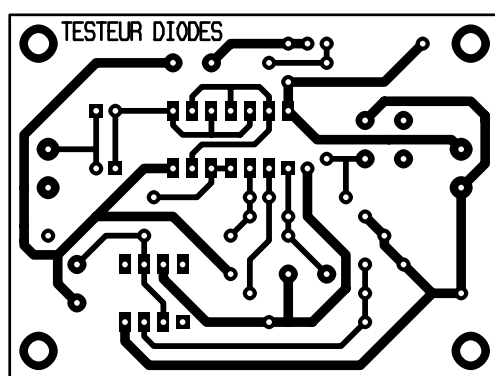


Fig 3 Tracé du circuit imprimé

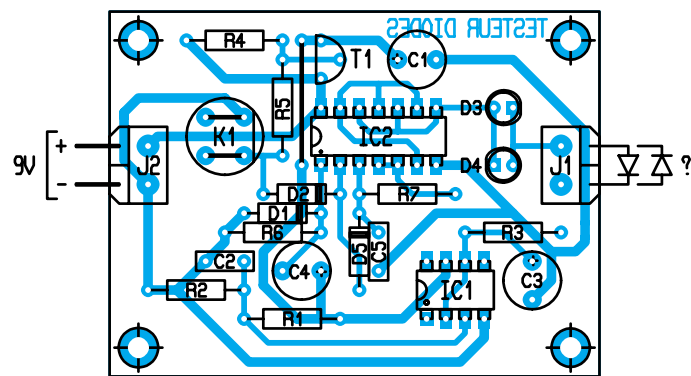


Fig 4 Implantation des éléments

Exploitation des caractéristiques d'un transistor

Nos fidèles lecteurs, qui ont réalisé le montage permettant de relever les caractéristiques des transistors bipolaires proposés dans le numéro précédent de GE et qui ont certainement profité de celui-ci pour relever quelques caractéristiques, vont maintenant pouvoir les exploiter grâce aux explications que nous allons leur fournir.

I Point de fonctionnement des transistors

Tous les transistors bipolaires, en bon état de fonctionnement, ont un réseau de caractéristiques analogues à celui que nous avons relevé pour un transistor NPN de type 2N2222A (figure 1). Les seules différences que l'on peut observer d'un modèle à l'autre, concernent les valeurs relatives des courants et des tensions. Nous avons évoqué dans notre précédent article la notion de point de fonctionnement et le lien qui unissaient entre elles les familles de caractéristiques composant le réseau. Rappelons, pour mémoire, que si le point de repos choisi dans le premier quadrant est défini par $V_{ce} = 5V$, $I_c = 20\text{ mA}$ cela donne le point A qui se situe sur la caractéristique tracée pour $I_b = 100\ \mu A$.

En partant du point A et en suivant l'horizontale correspondant à $I_c = 20\text{ mA}$, on aboutit au point A' situé sur la caractéristique $I_c = f(I_b)$ tracée pour $V_{ce} = 5V$. En nous déplaçant maintenant sur la verticale d'abscisse $I_b = 100\ \mu A$ à partir du point A', on aboutit au point A'' de

la caractéristique $V_{be} = f(I_b)$ tracée, elle aussi, pour $V_{ce} = 5V$ puisque c'est la valeur choisie comme le point de fonctionnement du transistor. Un nouveau déplacement horizontal à partir du point A'', conduit au point A''' du réseau $V_{be} = f(V_{ce})$ situé à la verticale du point A initial.

C'est l'ensemble de ces 4 points qui constitue en fait le point de fonctionnement (ou point de repos) du transistor, et pas seulement le point A pris au départ dans le premier quadrant.

II Paramètre d'un transistor

L'étude des caractéristiques d'un transistor autour du point de repos fournit un nombre important de renseignements.

Amplification en courant

En travaillant sur la caractéristique $I_c = f(I_b)$, on peut déterminer les amplifications statique (β_s) et dynamique (β_d) du transistor. L'amplification statique que l'on peut traduire par amplification en courant continu, correspond au rapport $\beta_s = I_c/I_b$ pour le point A' considéré. Sur l'exemple de la figure 1, comme le point A' a pour coordonnées $I_b = 100\ \mu A$ et $I_c = 20\text{ mA}$ cela donne $\beta_s = 200$.

L'amplification dynamique (traduire par amplification en courant alternatif) correspond au rapport des variations du courant collecteur et du courant base : $\beta_d = dI_c/dI_b$. Ce rapport représente la pente de la tangente à la courbe $I_c = f(I_b)$ au point A'. Comme la courbe $I_c = f(I_b)$ de la figure 1 est une droite, β_s et β_d sont égaux. Si le courant I_c ne varie pas linéairement en fonction du courant base, (cas de la figure 2), les

fait la pente de la caractéristique $I_c = f(V_{ce})$, est égal à l'inverse de la résistance de sortie du transistor que l'on note r_s . En tenant compte des valeurs lues sur la figure 3 on tire $dI_c/dV_{ce} = 1/r_s = 2\text{ mA}/6V$ soit $r_s = 3000\ \Omega$.

Résistance d'entrée

Un raisonnement analogue portant sur la caractéristique $V_{be} = f(I_b)$ autour du point A'' permet de déterminer la résistance d'entrée r_e du transistor. Celle-ci est égale à la pente de la caractéristique et vérifie la formule $r_e = dV_{be}/dI_b = 30mV/80\ \mu A = 375\ \Omega$.

Remarque

En travaillant sur les caractéristiques $V_{be} = f(V_{ce})$ du quatrième quadrant dont nous n'avons pas trop parlé jusqu'à maintenant, on peut définir un paramètre supplémentaire (noté h_{21}) qui traduit l'influence des variations de la tension V_{ce} sur la tension V_{be} . Or, si l'on examine avec soin ces caractéristiques, on s'aperçoit que pour la majorité des transistors actuels, celles-ci sont horizontales ce qui traduit tout simplement le fait que la tension V_{be} soit, à courant de base constant, insensible aux variations de la tension collecteur émetteur. En conséquence, on peut en général s'abstenir de relever ces caractéristiques et supposer, sans trop se tromper, que ce paramètre est nul.

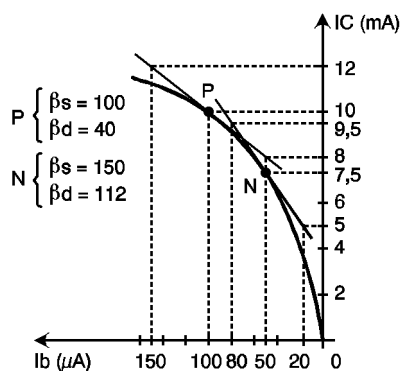


Fig 2 Les paramètres d'un transistor dépendent du point de repos choisi

paramètres β_s et β_d peuvent avoir des valeurs très différentes. Dans cet exemple, on tire pour le point P, $\beta_s = 10\text{ mA}/100\ \mu A = 100$ et $\beta_d = (12-8)\text{ mA}/(150-50)\ \mu A = 40$ alors que pour le point N, on trouve un $\beta_s = 7,5\text{ mA}/50\ \mu A = 150$ et $\beta_d = (9,5-5)\text{ mA}/(80-20)\ \mu A = 112$. On voit de toute évidence sur cet exemple que les paramètres statique et dynamique dépendent bien évidemment du point de repos choisi.

Quand on utilise la fonction "transistormètre" d'un multimètre numérique, celui-ci retourne la valeur de l'amplification statique β_s . Cette grandeur est utilisée pour le calcul des éléments de polarisation du transistor alors que l'amplification en courant dynamique β_d intervient dans le calcul de l'amplification de l'étage où figure le transistor.

Résistance de sortie

En effectuant un agrandissement de la caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ autour du point A (figure 3), on constate que le courant I_c évolue dans le même sens que la tension V_{ce} . Le rapport $dI_c/dV_{ce} = 1/r_s$, qui est en

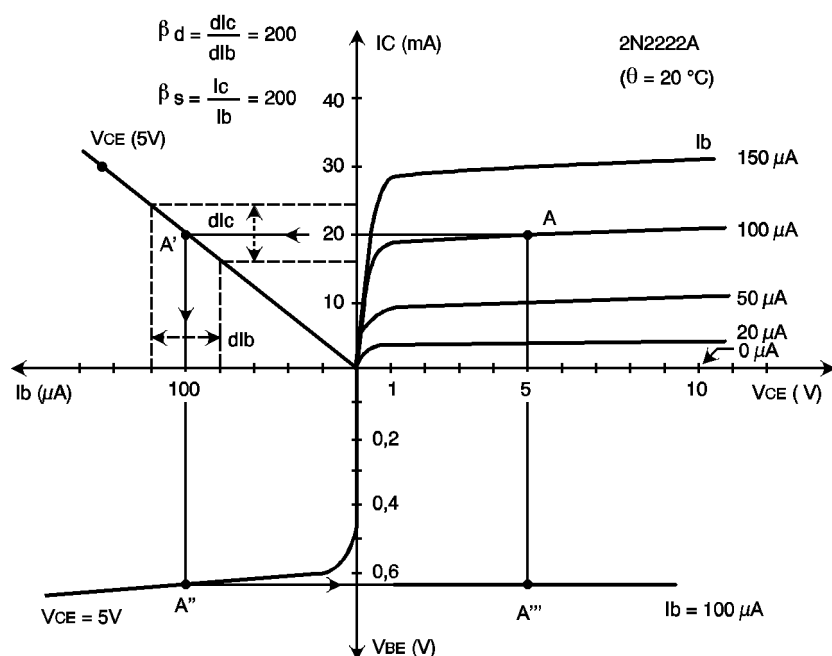


Fig 1 Réseau de caractéristiques d'un transistor : point de fonctionnement

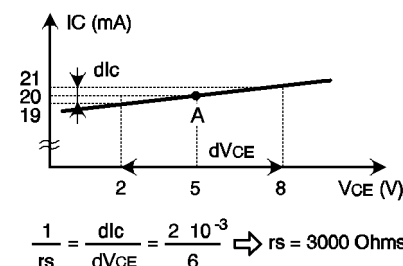


Fig 3 Détermination de r_s

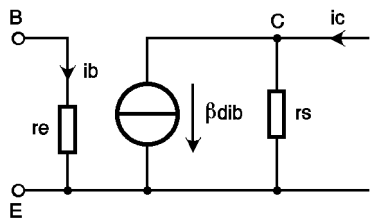


Fig 4 Schéma équivalent d'un transistor bipolaire pour les signaux alternatifs de faible amplitude

par le courant variable i_b injecté dans la base du transistor. Ce courant i_b n'a rien à voir avec le courant de polarisation I_b du transistor comme nous le verrons plus loin.

Si nous avons utilisé le terme "petits signaux", c'est parce que le calcul des paramètres, r_e , β_d et r_s fait intervenir les variations des grandeurs autour du point de repos choisi, donc en fait, les pentes des courbes relevées. Comme celles-ci ne sont pas toujours des droites, on doit s'assurer que les variations de courant ou de tension que l'on impose au transistor ne font pas sortir le point de fonctionnement du transistor de la zone semi-linéaire qui entoure celui-ci (figures 5a et 5b). Sans cette précaution élémentaire, outre le fait que les calculs d'amplification ont toutes les chances d'être faux, il en résulte généralement une déformation des signaux amplifiés qui entraîne des distorsions.

Sans le préciser jusque là, car on ne peut pas parler de tout en même temps, nous nous sommes, jusqu'à maintenant, uniquement intéressé à la zone d'amplification linéaire des transistors bipolaires. Cette étude nous a permis d'introduire le schéma équivalent utilisé pour calculer l'amplification d'un étage amplificateur sans toutefois savoir comment réaliser celui-ci. Cette phase de la conception d'un montage à transistor s'appuyant sur la polarisation du transistor, c'est à dire l'obtention du point de repos, nous allons maintenant nous pencher sur cet aspect des choses en commençant par envisager les limites du domaine amplificateur, à savoir l'état bloqué et l'état saturé.

III Blocage et saturation d'un transistor bipolaire

La caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ de la figure 1, tracée pour $I_b = 0 \mu A$, étant confondue avec l'axe des abscisses, le courant collecteur I_c est nul pour toutes les valeurs de V_{ce} . Dans cet état, le transistor est dit bloqué.

En analysant la caractéristique $V_{be} = f(I_b)$, on constate que le courant base I_b reste nul tant que V_{be} est inférieure à environ 0,5V. En prenant une marge de sécurité notable, le blocage efficace d'un transistor sera assuré lorsque la tension V_{be} ne dépassera pas + 0,25V pour un NPN et - 0,25V pour un PNP (cas d'un transistor au silicium).

Si nous incluons le transistor dont les caractéristiques sont données à la

figure 1 dans le montage de la figure 6, compte tenu de la valeur de $R_b = 82 \text{ k}\Omega$ et $V_{cc} = 9V$, nous en déduisons que le courant base $I_b = (V_{cc} - V_{be})/R_b$ est légèrement supérieur à $100 \mu A$ puisque V_{be} est de l'ordre de 0,7V. En tenant compte de la valeur de β_s soit environ 200, on en déduit que le courant collecteur I_c devrait théoriquement être égal à 20 mA. Or, avec un tel courant la tension aux bornes de la résistance R_c de $1 \text{ k}\Omega$ serait de 20V ($R_c I_c = 1 \text{ k}\Omega \times 20 \text{ mA}$) alors même que la tension d'alimentation V_{cc} du montage n'excède pas 9V. En supposant que la tension V_{ce} soit nulle, le plus grand courant que l'on peut faire passer dans R_c est $I_{cmax} = V_{cc}/R_c = 9 \text{ mA}$. Dans cet exemple nous constatons que $I_{cmax} = V_{cc}/R_c$ est inférieur à βI_b . Cette relation constitue en fait la condition de saturation d'un tran-

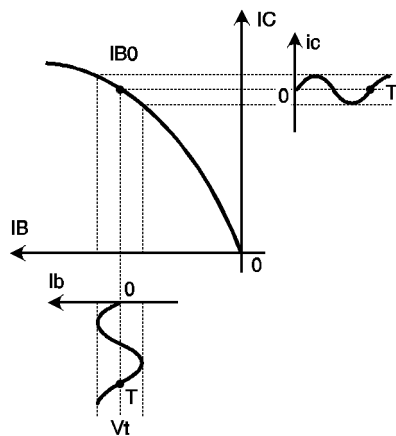


Fig 5a et 5b Quand les variations de i_b sont grandes par rapport à I_{b0} , le courant collecteur i_c n'est plus sinusoïdal

sistor. Lorsqu'on sature un transistor, la tension V_{ce} qui en résulte V_{cesat} est très faible (quelques dixièmes de volts pour des courants collecteurs de quelques dizaines de milliampères).

On peut déduire cette valeur du réseau de caractéristiques en y traçant la droite de charge du transistor dont l'équation est $I_c = (V_{cc} - V_{ce})/R_c$ qui passe par les points P (9V, 0 mA) et Q (0V, 9 mA). L'abscisse du point d'intersection B de cette droite avec la caractéristique $I_b = 100 \mu A$ est égale à V_{cesat} (figure 7).

Les conditions de blocage ($I_b = 0$ ou $V_{be} < 0,25V$) et de saturation ($I_b > V_{cc}/\beta R_c$) d'un transistor bipolaire doivent toujours être présentes à l'esprit de l'amateur, et respectées, s'il veut obtenir un fonctionnement correct des composants qu'il utilise. Remarquons au passage que dans l'état bloqué le schéma équivalent de l'espace collecteur/émetteur est celui d'un interrupteur ouvert alors

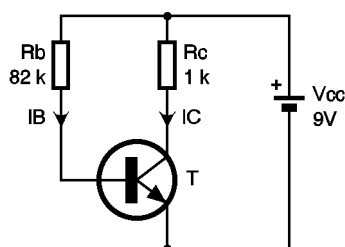


Fig 6 Pour saturer T on doit respecter la condition $I_b > V_{cc} / \beta R_c$

que dans l'état saturé c'est un interrupteur fermé. Ce fonctionnement s'apparente à celui d'un relais commandé par le courant base. Comme aucun élément mécanique ne se déplace au cours de la commutation, on parle de relais statique. Si l'absence de pièce mécanique en mouvement est un avantage par rapport au relais "mécanique", le transistor possède cependant quelques défauts. Le premier de ceux-ci est qu'à l'état passant, la tension (V_{ce}) à ses bornes n'est pas nulle, ce qui réduit d'autant la tension disponible pour la charge et provoque une dissipation de chaleur ($P = V_{ce} I_c$) qui, pour des courants de quelques ampères, peut atteindre plusieurs Watts car dans ce cas la tension V_{cesat} peut dépasser le Volt.

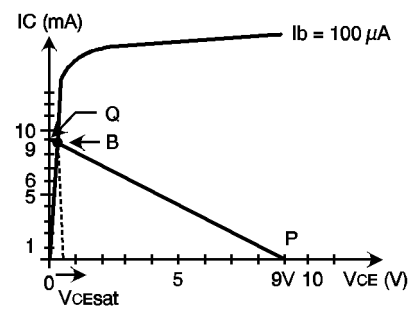
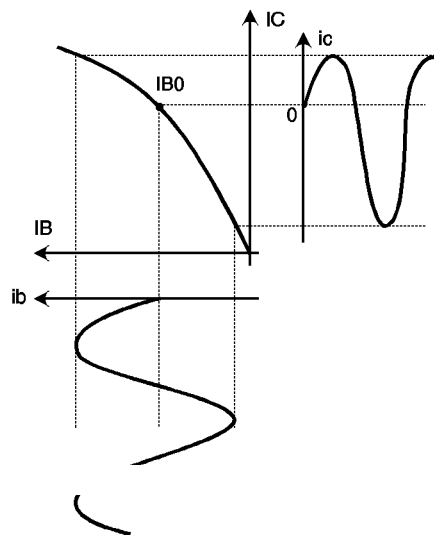


Fig 7 Détermination de $V_{ce sat}$

Le second défaut que nous évoquons concerne le fait qu'un transistor bipolaire ne puisse pas servir de relais pour des tensions alternatives puisqu'on ne peut pas inverser la tension V_{ce} pour un type de transistor donné.

Malgré ces quelques défauts, le transistor bipolaire remplit parfaitement sa fonction de relais statique (faible encombrement, puissance de commande faible, temps de réaction beaucoup plus court qu'un relais mécanique) quand les charges pilotées respectent son mode de fonctionnement unipolaire et restent de puissance modeste.

Le prochain volet de cette série sera consacré à la détermination des éléments de polarisation d'un petit amplificateur classe A à transistor, s'appuyant sur le réseau de caractéristiques que nous n'avons toujours pas fini d'exploiter comme vous le verrez alors.

F. JONGBLOET

ABONNEMENT

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nom :
 Adresse :
 Code postal : Ville :
 Jé désire m'abonner à partir du N° : (N°1-2-3-11 épuisés)

Oui, je souhaite m'abonner à Génération Electronique pour :

- 1 an (10 numéros) France + DOM-TOM au prix de 148 F
 + en cadeau mon CD-ROM le dictionnaire anglais français des termes de l'électronique (d'une valeur de 149 F)
- 1 an (10 numéros) étranger (par voie de surface) au prix de 192 F

Génération Electronique par :

- chèque bancaire mandat-lettre carte bleue signature :

date d'expiration [][] [][]

- Nous acceptons les bons de commande de l'administration

ABONNEMENT PARRAINAGE

Abonnés, parrainez vos relations à **Génération ELECTRONIQUE**

En remerciement, vous recevrez le CD-ROM dictionnaire anglais français des termes de l'électronique (d'une valeur de 149 F) dès l'enregistrement du client parrainé

Bulletins à retourner à : Génération Electronique, Service Abonnements
 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 85 16

BULLETIN DE PARRAINAGE

Nom du parrain :
 Adresse :
 Code postal : Ville :
 N° d'abonné à Génération Electronique :

Construire un mini-labo électronique (module 3)

De nombreux schémas proposés de nos jours font appel aux propriétés binaires des circuits logiques. D'ailleurs, le logiciel ACADEMUS offert avec votre abonnement y est entièrement consacré lui aussi. Pour mettre au point, facilement et confortablement ces composants aux règles particulières, il nous faut disposer de quelques outils spécifiques, à savoir divers générateurs de niveaux ou fronts logiques. Ce sera l'objet de notre réalisation de ce mois qui prendra place à côté du bloc d'alimentation et protection déjà proposé.

Rappels de logique binaire

Selon les règles établies depuis fort longtemps déjà par le mathématicien anglais Georges BOOLE en 1847, une variable binaire ne peut prendre que deux états et deux seulement. En outre, ces deux états sont opposés ou complémentaires. Ainsi donc, un contact électrique est fermé ou ouvert, ou encore une diode LED peut être allumée ou éteinte.

Habituellement, un état de fonctionnement est noté "état 1" alors que le repos au contraire est noté "état 0".

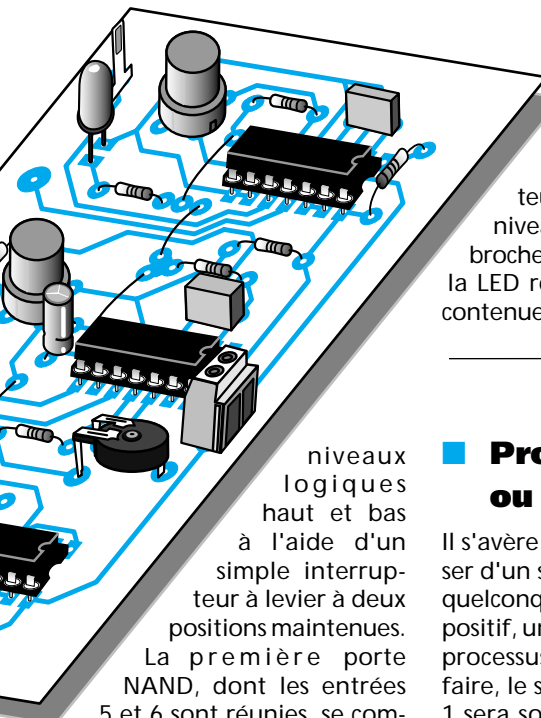
si la LED L = 1, alors son complément = 0 (on lira L barre = zéro)

Avec ces deux chiffres seulement s'est construite toute l'informatique moderne à partir d'un système de

comptage dit binaire très original, étant donné que par définition la base est précisément le chiffre 2.

Produire un niveau logique

Sur le schéma proposé à la figure 1, on pourra distinguer 3 sections bien distinctes : celle du bas, la plus simple, est chargée de générer des



niveaux logiques haut et bas à l'aide d'un simple interrupteur à levier à deux positions maintenues.

La première porte NAND, dont les entrées 5 et 6 sont réunies, se comporte comme une simple fonction NON encore appelée porte d'inversion logique. Lorsque l'interrupteur reste ouvert, la résistance R8 force à la masse ces deux broches et, en quelque sorte, leur applique un niveau 0. La sortie 4 de cette porte se trouve naturellement au niveau haut et illumine la diode électroluminescente rouge d'un ensemble bicolore noté L2, avec limitation du courant à travers la résistance R9. La succession d'autres portes inverseuses permet de disposer en sortie

des deux niveaux 0 et 1 simultanément.

La fermeture de l'interrupteur inverse complètement les niveaux appliqués sur les broches de sortie et, en éteignant la LED rouge, allume la LED verte contenue dans le même boîtier.

Produire une onde ou un train d'ondes

Il s'avère parfois très utile de disposer d'un signal unique, d'une durée quelconque, pour déclencher un dispositif, un compteur ou démarrer un processus électronique. Pour ce faire, le schéma central de la figure 1 sera sollicité : un simple générateur de signal monostable.

A chaque pression sur le poussoir d'entrée, on récupère, sur la broche 3 d'une porte NAND trigger de SCHMITT, un créneau négatif d'une durée dépendant à la fois du condensateur C2 et de la résistance R5. Aucun rebond intempestif ne vient perturber ce signal unique. Le reste du schéma en aval est une amélioration, en ce sens qu'une pression prolongée sur le même poussoir permet à une bascule astable de continuer à produire une série de créneaux bien réguliers. Cette option permettra de disposer d'un signal carré à une fréquence d'environ 1 Hertz après un petit délai d'inhibition. On pourra à volonté obtenir une onde seule ou une succession d'entre elles si le poussoir de commande reste actionné plus longtemps.

Produire un front logique

Certaines bascules logiques sont sensibles aux fronts montants ou positifs, d'autres ne réagissent qu'aux fronts descendants ou négatifs. Rien de plus simple que de faire appel à une classique bascule monostable construite autour de deux portes NOR selon un schéma désormais connu de tous. On le trouvera dans la partie haute du schéma figure 1. Une pression sur le poussoir NIVEAU génèrera un bref pic positif, non exempt d'ailleurs de quelques rebonds indésirables. Cela démarre la bascule monostable non redéclenchable pour une période T unique et nette d'environ 0,5 s, matérialisée d'ailleurs par l'allumage de la diode LED L1 jaune. Pour exploiter totalement le circuit intégré IC1 qui contient 4 portes NOR, on réalise deux inverseurs successifs présentant en sortie deux créneaux strictement complémentaires, dont l'un débute par un front positif et l'autre par un front négatif.

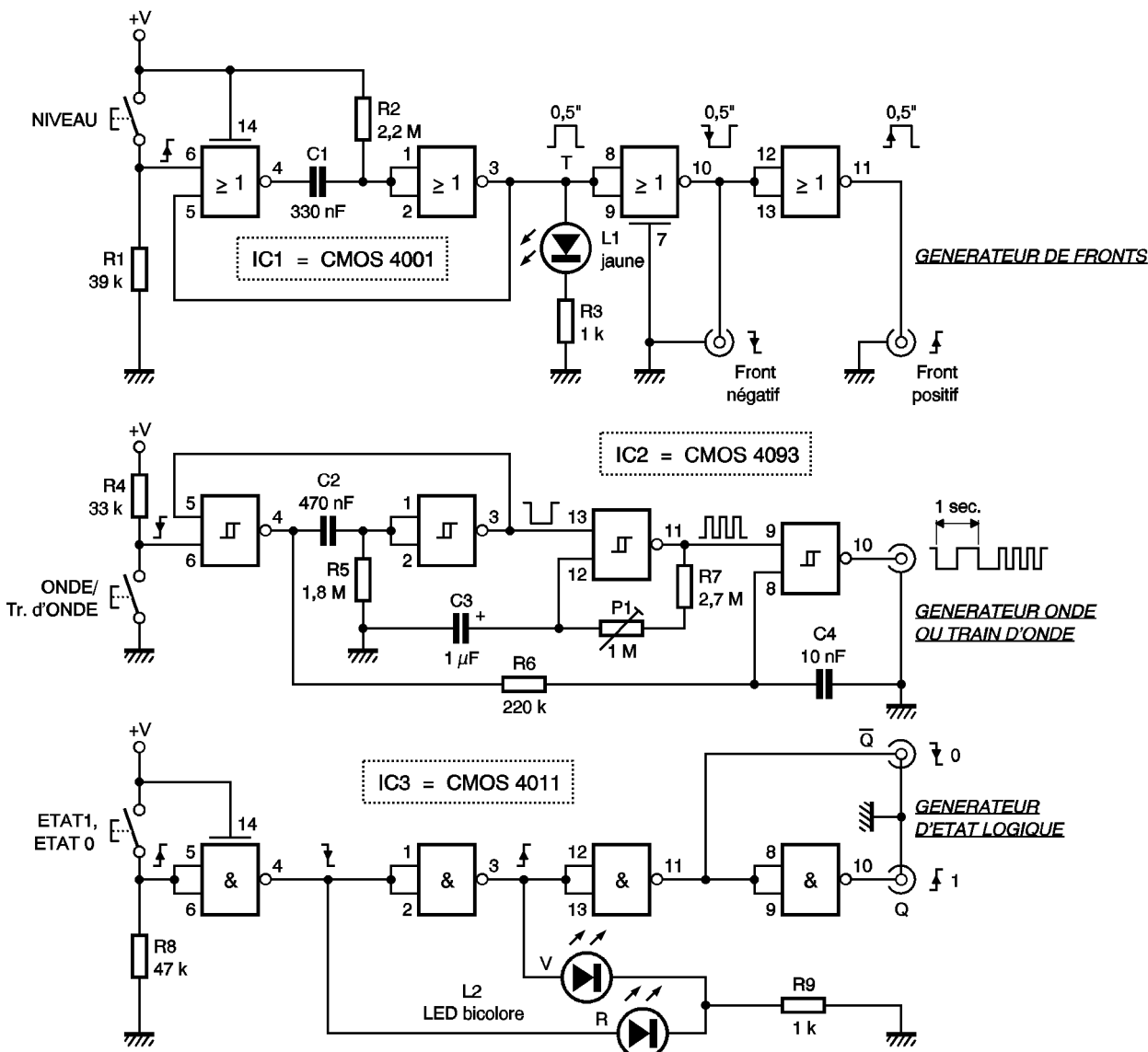
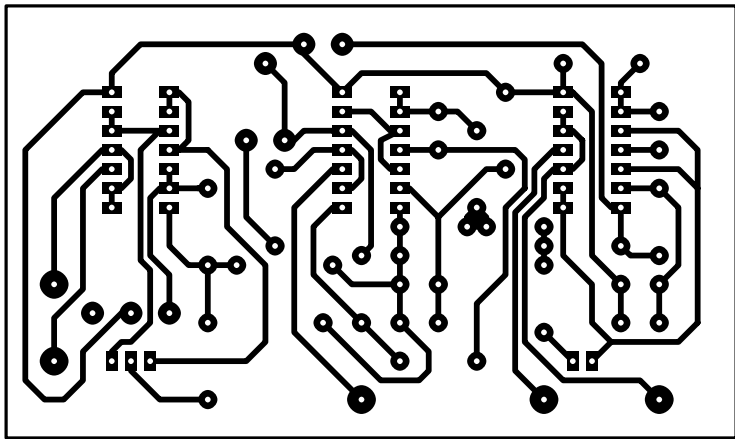


Fig 1

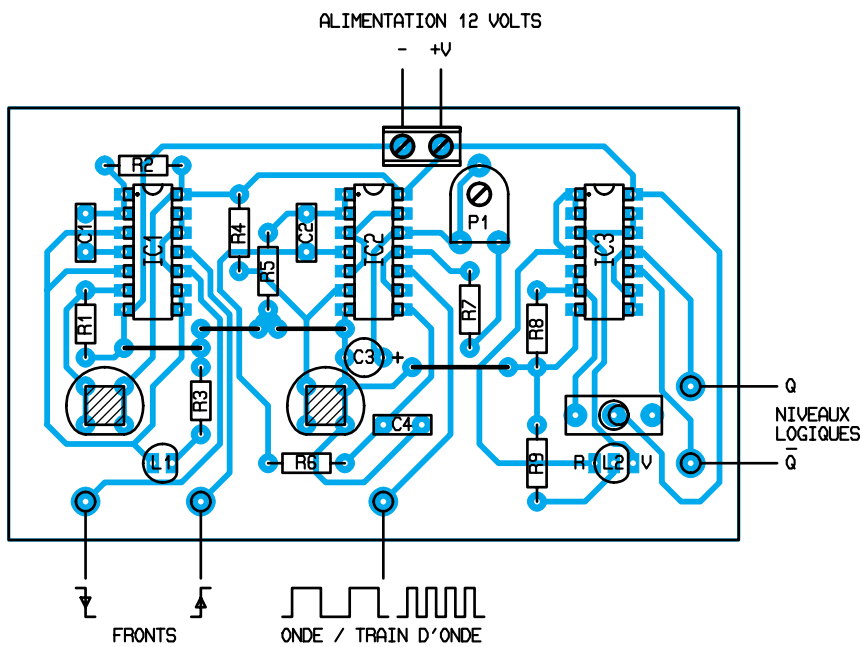
Schéma de principe



Circuit imprimé

Impression

Fig 2



Implantation des éléments

Fig 3

Réalisation pratique

La plaquette imprimée proposée sur la figure 2 regroupe la quasi-totalité des composants décrits. Une mise en boîtier est conseillée pour une exploitation agréable, de manière à disposer en face avant des diverses bornes de sortie (modèles normalisés SVP !), les diodes de signalisation ainsi que les poussoirs et l'interrupteur de commande.

Pour l'alimentation, on pourra simplement prélever par deux fils une tension continue de 12V à partir du bloc d'alimentation déjà construit. Cet ensemble de commande logique sera particulièrement apprécié pour tester et assembler, sur une plaquette LAB de montage rapide, des fonctions logiques variées ou lors de la mise au point de schémas logiques faisant appel à cette technologie incontournable.

G. ISABEL

NOMENCLATURE

IC1 : quadruple NOR CMOS / 4001
 IC2 : quadruple NAND trigger CMOS / 4093
 IC3 : quadruple NAND CMOS / 4011
 L1 : diode électroluminescente jaune 5 mm
 L2 : diode bicolore rouge/vert 5 mm

RÉSISTANCES (1/4 de watt)
 R1 : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
 R2 : 2,2 MΩ (rouge, rouge, vert)
 R3 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R4 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
 R5 : 1,8 MΩ (marron, gris, vert)
 R6 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)

R7 : 2,7 MΩ (rouge, violet, vert)
 R8 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 R9 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 P1 : ajustable horizontal 1 MΩ, pas de 2,54 mm

CONDENSATEURS
 C1 : plastique 330 nF/63V
 C2 : plastique 470 nF/63V
 C3 : chimique vertical ou tantale 1 μF/25V
 C4 : plastique 10 nF/63V

DIVERS
 3 supports à souder 14 broches
 bloc de 2 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm
 2 poussoirs miniatures pour C.I.
 inverseur miniature à levier, sortie à picots
 picots à souder

A CHAQUE NUMÉRO, RETROUVEZ LES PRINCIPALES RUBRIQUES DE



TECHNOLOGIE :
 les afficheurs à cristaux liquides



COMMENT CALCULER SES MONTAGES ?
 tous les conseils,
 toutes les valeurs des composants



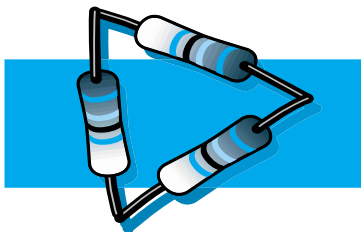
QU'EST-CE QUE C'EST ? COMMENT ÇA MARCHE ?
 la photo numérique



GÉNÉRATION INTERNET :
 les sites qui vous concernent



LE COIN DE LA MESURE :
 de véritables outils de travail



MISE EN ŒUVRE DE STRUCTURE :

Clignotant = Astable

Cette série a un objectif très simple : présenter une fonction électronique et les structures les plus couramment rencontrées. Vous pourrez ainsi les expérimenter par la mise en œuvre, vérifier un montage et modifier ses caractéristiques le cas échéant, intervenir sur votre réalisation en cas de dépannage ou de mise au point et créer vos propres montages par l'association des fonctions proposées dans cette série.

■ Définition de la fonction

La fonction, production de signaux périodiques rectangulaires, est appelée plus couramment astable (parfois générateur d'impulsions ou oscillateur). En sortie S1, le signal oscille entre un état bas et un état haut, à une cadence définie par sa période ou sa fréquence. Certains astables peuvent être contrôlés ; ainsi un signal de commande E2 active ou inhibe la sortie S2. La figure 1 définit deux représentations fonctionnelles simples.

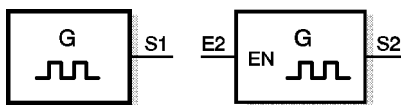
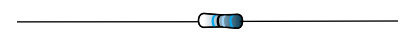


Fig 1 Les deux représentations

Comme exemples d'usage de cette fonction, citons : le clignotant utilisé par exemple sur un véhicule, la base de temps d'un système de comptage, un métronome électronique, un "buzzer", une sirène... de nombreuses applications donc, en jouant simplement sur les paramètres : tension de sortie, fréquence et rapport cyclique.

Le signal est rectangulaire et caractérisé par deux tensions : celle à l'état bas et celle à l'état haut (souvent 0V et Vcc) ; le signal dure une période T, et est donc répété à une fréquence $F = 1/T$. On nomme rapport cyclique le rapport de la durée de l'état haut sur celle de la période, exprimé en %, donc $rc = T1 \times 100/T$; si $rc = 50\%$, le signal est carré (cas particulier d'un signal rectangulaire). Le chronogramme de la figure 2 représente graphiquement le signal en fonction du temps, comme le visualiserait l'oscilloscope.



■ Structures simples

La structure la plus simple (figure 3) utilise un opérateur NON-CMOS à détection de seuils ('trigger'), circuit CD40106. A la mise sous-tension, C1 est déchargé, la tension VC1 (en PT1) vaut 0V, soit un état bas "0" ; en sortie, S1 est à l'état haut "1", donc à Vcc. Le condensateur C1 se charge à travers R1 ; quand VC1 atteint 2/3 de

Vcc, l'opérateur bascule, S1 passe à "0", VS1 = 0V. Maintenant le condensateur se décharge via R1 ; quand VC1 atteint 1/3 de Vcc, l'opérateur bascule et S1 passe à "1". Le cycle se répète, la tension VC1

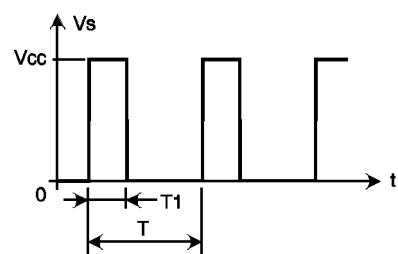


Fig 2 Chronogramme

variant exponentiellement entre (1/3) Vcc et (2/3) Vcc. La durée T1 est égale au temps que met VC1 pour passer de (1/3) Vcc à (2/3) Vcc, charge de C1 via R1 avec asymptote Vcc, soit $T1 = R1 \times C1 \times \ln((Vcc - (1/3) Vcc)/(Vcc - (2/3) Vcc)) = R1 \times C1 \times \ln 2 = 0,7 \times R1 \times C1$. Pour la durée T0 où S1 = 0, VC1 évolue de (2/3) Vcc à (1/3) Vcc, décharge de C1 via R1 avec asymptote 0V, soit $T0 = R1 \times C1 \times \ln((0 - (2/3) Vcc)/(0 - (1/3) Vcc)) = R1 \times C1 \times \ln 2 = 0,7 \times R1 \times C1$. On obtient donc une période $T = 1,4 \times R1 \times C1$. Pour le choix des composants, préférez R1 entre 10 kΩ et 10 MΩ et C1 dans une plage 100 pF à 100 μF (faibles fuites si électrochimique et respectez sa polarité).

La structure en figure 4 utilise deux opérateurs NON-CMOS, type CD4069. L'analyse est un peu plus complexe ; négligeons R2' car elle n'a qu'un rôle de protection. Au départ, considérons C2 déchargé et l'état "1" en PT2' ; donc S2 = 0, la tension en PT2 vaut 0V, ce qui confirme l'état de PT2' ; le condensateur C2 se charge via R2 ; quand la tension en PT2 atteint Vcc/2, les opérateurs basculent et PT2' = "0" et S2 = "1" ; comme la charge du condensateur n'évolue pas instan-

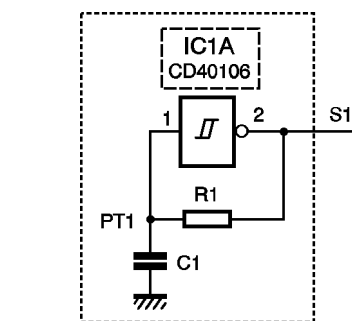


Fig 3 La structure simple

tanément, le potentiel en PT2 passe à 3Vcc/2. Avec les états en PT2' et en S2, le condensateur C2 se "décharge" via R2, le potentiel en PT2 décroît ; à Vcc/2 les opérateurs basculent, PT2' = "1" et S2 = "0". La charge instantanée de C2 porte la tension en PT2 à -Vcc/2 ; C2 se charge comme précédemment et le cycle se répète.

T0 est donc égal au temps que met la tension en PT2 pour passer de (-Vcc/2) à (Vcc/2), charge C2 via R2 avec asymptote Vcc, soit $T0 = R2 \times C2 \times \ln((Vcc - (-1/2) Vcc)/(Vcc - (1/2) Vcc)) = R2 \times C2 \times \ln 3 = 1,1 \times R2 \times C2$. La durée T1 où S2 = 1 est égale au temps pour passer de (3/2) Vcc à (1/2) Vcc, décharge de C2 via R2 avec asymptote 0V, soit $T1 = R2 \times C2 \times \ln((0 - (3/2) Vcc)/(0 - (1/2) Vcc)) = R2 \times C2 \times \ln 3 = 1,1 \times R2 \times C2$. On obtient donc une période $T = 2,2 \times R1 \times C1$. Le résistor R2 protège l'opérateur en limitant la tension à ses bornes à celle d'alimentation et sa valeur est égale à R2. Pour le choix des composants, préférez R2 entre 10 kΩ et 10 MΩ et C2 dans une plage 100 pF à 1 μF, car on ne peut utiliser de condensateur polarisé (tension "alternative" positive/négative à ses bornes).

Ces deux structures simples ont pourtant des inconvénients, à relativiser toutefois : les seuils varient d'un circuit à un autre, ce qui nécessite un ajustage pour une fréquence

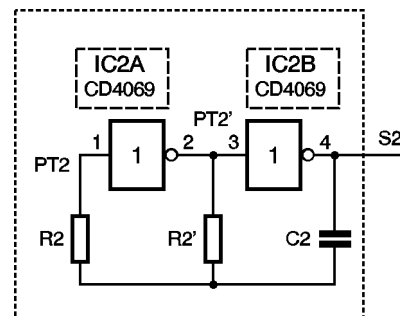
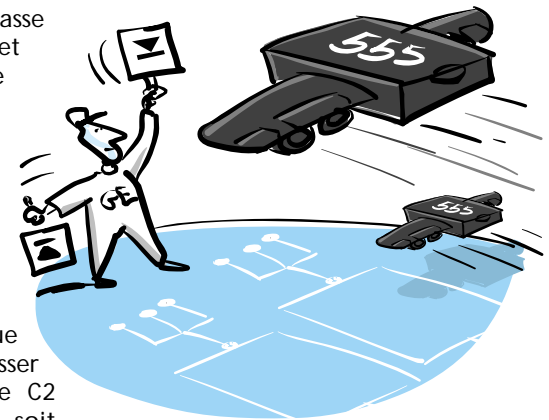


Fig 4 Structure à deux opérations

précise ; les seuils varient avec l'alimentation, mais pas aussi linéairement que prévu, d'où une variation de la fréquence avec la tension d'alimentation, ce qui nécessite une tension d'alimentation régulée, ce qui est souvent le cas ; le courant consommé sur la sortie modifie les tensions de sortie des opérateurs et donc la fréquence, aussi il sera nécessaire d'ajouter un opérateur supplémentaire pour s'en affranchir. La structure en figure 5 utilise le classique 555, comme variante de la figure 3 ; ainsi câblé, le 555 fonctionne comme une porte NON à seuils, mais contrairement aux montages précédents, les seuils restent constants à (1/3) Vcc et (2/3) Vcc ; l'analyse est identique à celle de la figure 3 ; la fréquence est constante indépendamment de la tension d'alimentation et définie par la formule $F = 1/(0,7 \times R3 \times C3)$. En fait, cette structure est une astuce qui permet la transition vers la structure plus



classique de la figure 6. Les éléments seront choisis dans la plage (10 kΩ-10 MΩ) et (100 pF-470 μF) ; le 555 sera un modèle bipolaire type NE555 ou

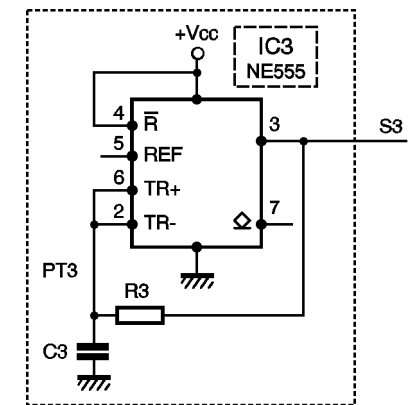


Fig 5 Structure à 555

CMOS de type TLC555 pour des valeurs de R3 élevées. Le seul inconvénient est une variation de la fréquence pour des courants de sortie qui modifient les tensions de sortie du 555.

La figure 6 présente la structure classique du 555 qui garantit la stabilité de la fréquence indépendamment de la charge ; on utilise la sortie supplémentaire du 555, sortie collecteur ouvert pour la décharge du condensateur. Ainsi C4 se charge via (R4 + R5), mais il se décharge via R4 uniquement ; $T1 = 0,7 \times (R4 + R5) \times C4$ et $T0 = 0,7 \times R4 \times C4$; la fréquence vaut donc $F = 1/(0,7 \times R3 \times C3)$ et

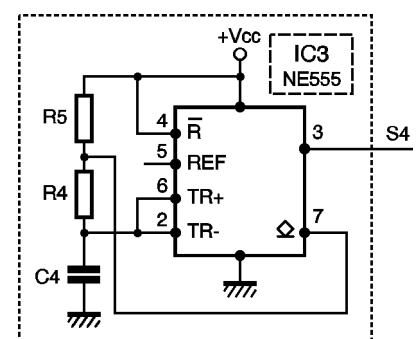
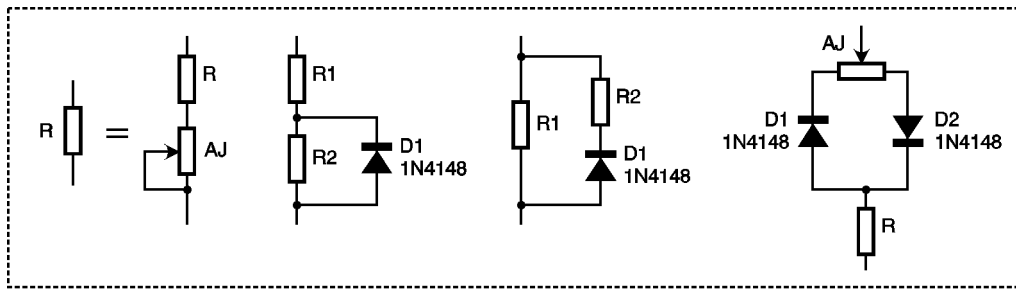


Fig 6 Montage classique

le rapport cyclique vaut $rc = (R4 + R5)/R4$. Pour le choix des valeurs, C4 reste choisi entre 100 pF et 470 μF, le résistor R4 entre 10 kΩ et 10 MΩ, et $R5 > 100 \Omega$ sous peine de griller la sortie collecteur ouvert. L'inconvénient de cette structure est le rapport cyclique toujours supérieur à 50%.



Solution pour modifier les paramètres

Fig 7

■ Définition des éléments

Pour définir les éléments de ces structures, il convient de choisir en premier C depuis la formule donnée (donc $C = T/(kxR)$), tout en conservant une valeur pas trop extrême pour R. Un autre critère de choix est la technologie (céramique 10 pF-100 nF, plastique 1 nF-1 µF ou électrochimique 1 µF-470 µF) et l'encombrement; n'oubliez pas qu'un condensateur électrochimique a le défaut de son courant de fuite, aussi préférez des tantales ou des modèles faibles fuites en présence de résistances R élevées.

■ Variantes

Les structures précédentes permettent de générer un signal constant à rapport cyclique également constant; la figure 7 propose des solutions pour modifier ces para-

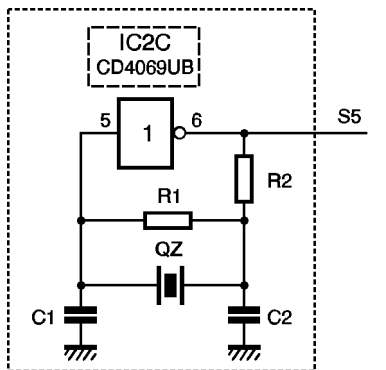


Fig 8 Emploi d'un quartz

mètres. Pour modifier la fréquence, il suffit de remplacer le résistor R par une association série d'un résistor fixe R et d'un résistor ajustable ou variable AJ; la valeur de la résistance variera donc de R à (R + AJ); pour la définition, on détermine AJ depuis la plage de variation souhaitée et R pour la valeur minimum lorsque AJ = 0. Une autre solution est une commutation du condensateur par bonds, en utilisant un commutateur; on réalise donc un générateur de signal à peu de frais...

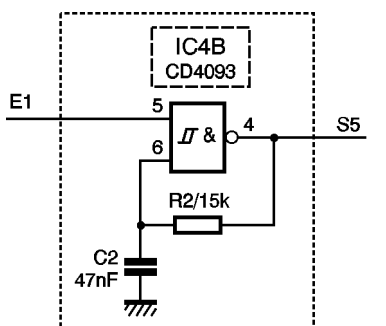


Fig 9 Structure commandée

Pour modifier le rapport cyclique, on utilise une diode (qui fonctionne en commutation et s'assimile à un interrupteur ouvert ou fermé) associée à deux résistors R1 et R2, en série ou en parallèle. Montage série, la diode est en parallèle à un résistor, ainsi selon l'état de sortie, le résistor prend la valeur R1 ou (R1 + R2). Montage parallèle, la diode est en série avec un résistor, et la résistance prend la valeur R1 ou (R1//R2 = R1xR2/(R1 + R2)). Selon le sens de câblage, vous changerez le rapport cyclique dans la plage 0-50% ou 50%-100%.

Pour un réglage du rapport cyclique, on utilise deux diodes et un résistor variable. Selon la position du curseur, la résistance vaut (axAJ) dans une branche et ((1-a) xAJ) dans l'autre branche; en variant la position du curseur, donc a de 0 à 1 (en fait un rapport angulaire de 0° à 270°), on varie le rapport cyclique en conservant la fréquence constante car le résistor vaut toujours (R + AJ); le rôle de R est de limiter le rapport cyclique pour la proximité de 0% et 100% car on serait alors en présence d'un signal continu. On peut finalement combiner réglage de rapport cyclique et de fréquence en rajoutant un résistor ajustable supplémentaire.

■ Structure à quartz

Pour assurer une stabilité en fréquence rigoureuse, l'emploi d'un quartz est nécessaire; sa mise en œuvre reste très simple comme en témoigne la figure 8. On utilise un opérateur NON-CMOS en amplificateur, donc en régime linéaire; bien que ce soient des circuits logiques,

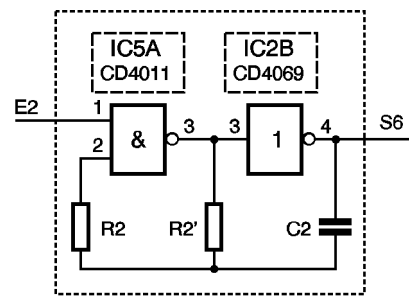


Fig 10 Autres variétés

c'est possible avec un résistor de contre-réaction qui polarise l'entrée autour de Vcc/2. Pour assurer l'oscillation, la contre-réaction inclut le quartz QZ, un résistor supplémentaire R2 de compensation et deux condensateurs C1 et C2. Les valeurs des composants sont définies par les constructeurs dans une fourchette dépendante des

caractéristiques du quartz utilisé (souvent méconnues!): R1 = (2,2 MΩ-22 MΩ), R2 = (1 kΩ-470 kΩ) et C1 = C2 = (22 pF-60 pF); en général, il suffit de se fixer ces valeurs: R1 = 10 MΩ, R2 = 4,7 kΩ, C1 = C2 = 22 pF; pour plus de stabilité, il faudra ajuster C1 et C2; et retoucher R2 ou R1 que si l'oscillation ne s'établit pas.

Comme on fonctionne en régime analogique, il est conseillé de remettre en forme le signal de la sortie S5 en la faisant suivre d'un second opérateur NON. De même, il convient d'utiliser des circuits de type CD4069UB (F < 5MHz) ou 74HCU04 (F < 35MHz), versions 'UnBuffered' (non-amplifiées), mais on peut utiliser également des portes OU-NON ou ET-NON (CD4001, CD4011)...

Structures commandées

Il est souvent intéressant d'assurer le contrôle d'un astable, par exemple

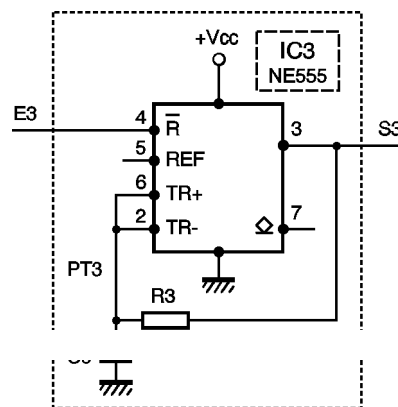


Fig 11 La commande d'un 555

pour générer un signal sonore intermittent ou commander une LED clignotante. La figure 9 est une variante de la figure 3; si E1 est à l'état bas "0", la sortie S5 est forcée à "1"; si E1 = "1", l'opérateur est équivalent à un opérateur NON, donc fonctionne comme l'analyse de la figure 3. Il faut juste noter le temps d'établissement du signal au démarrage et la fin aléatoire par rapport à la période.

La figure 10 est la variante de la figure 4; en utilisant un opérateur ET-NON CD4011, l'astable est inhibé quand E2 = "0" (S6 = "0") et fonctionne pour E2 = "1"; en utilisant un opérateur OU-NON CD4001, l'astable est inhibé pour E2 = "1" (S6 = "1") et validé avec E2 = "0"; l'opérateur NON (CD4069) est remplacé avantageusement en reliant les deux entrées d'un CD4001 ou d'un CD4011 (optimisation de la structure).

La figure 11 présente la commande d'un 555. Il suffit d'agir sur sa broche 4 de remise à zéro; pour E3 est relié à Vcc, le 555 oscille; si E3 est reliée à la masse, le 555 est forcé à zéro, donc S3 = "0" et la sortie collecteur-ouvert est ouverte. Il faut noter que cette broche de contrôle est sensible au niveau puisqu'il suffit que la tension soit inférieure d'environ 0,7V à celle d'alimentation pour qu'elle soit active.

■ Conclusion

Il existe aussi des circuits spécialisés, comme les 74LS124 en technologie TTL, le CD4047 en technologie CMOS, le NE556 double 555, oscillateurs à quartz intégrés... on les utilise dans des applications spécifiques et il faut se reporter à la fiche technique du composant qui fournit toutes les précisions nécessaires à sa mise en œuvre (formules, schémas et notes d'applications...).

P. WALLERICH

ABONNEMENT PARRAINAGE

Abonnés, parrainez vos relations à



En remerciement, vous recevrez le CD-ROM dictionnaire anglais français des termes de l'électronique (d'une valeur de 149 F) dès l'enregistrement du client parrainé

Bulletins à retourner à : Génération Electronique, Service Abonnements 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex 19 - Tél. : 01 44 84 85 16

BULLETIN DE PARRAINAGE

Nom du parrain :
 Adresse :
 Code postal : Ville :
 N° d'abonné à Génération Electronique :

Convertisseur tension/fréquence de précision

Le LM331 est un circuit **monolithique étudié** pour être **utilisé** en tant que convertisseur tension/fréquence. Il est particulièrement bien **adapté** dans des circuits à **bas prix** pour la **conversion analogique/digitale**, la **conversion fréquence/tension** de précision, l'**intégration sur une longue unité de temps**, la **modulation** ou la **démodulation** de fréquence **linéaire** et beaucoup d'autres **fonctions**. Lorsqu'il est utilisé en tant que convertisseur tension/fréquence, la sortie est un **train d'impulsions** à une fréquence **précisément proportionnelle** à la tension d'entrée **appliquée**.

La figure 1 représente un schéma fonctionnel simplifié du LM331 monté en convertisseur tension/fréquence qui contient une source de courant commutée, un comparateur en entrée et un compteur à un seul coup de comptage. Les opérations effectuées par ces différents blocs peuvent être plus facilement comprises en parcourant le déroulement du cycle opératoire d'un convertisseur tension/fréquence de base, en se référant à la figure 1.

cycle commence. Le courant s'écoulant dans CI est exactement $I(ave) = i \times (1,1 \times R_t \times C_t) \times f$, et le courant ressortant de CI est exactement $(V_x / R_I) \approx (V_{in} / R_I)$. Si V_{in} est multipliée par deux, la fréquence doublera pour maintenir cet équilibre. Même un simple convertisseur tension/fréquence peut fournir une fréquence avec **précision proportionnelle** à sa tension d'entrée sur une **large gamme** de fréquences.

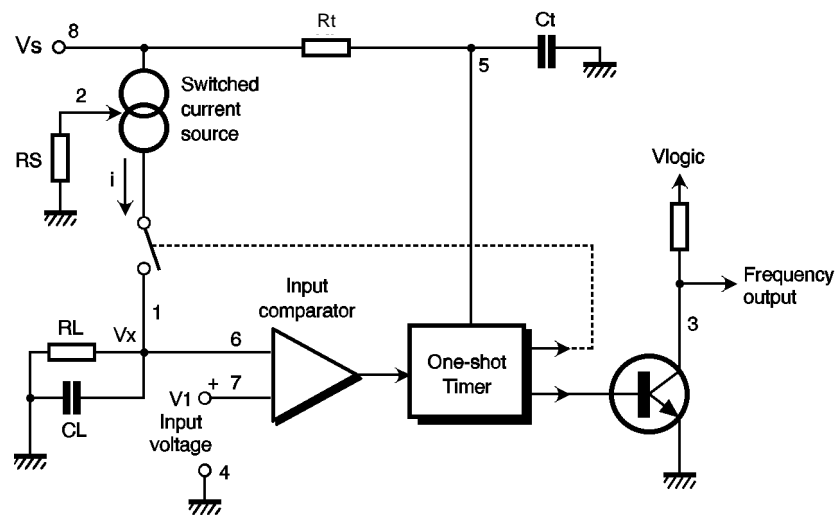


Schéma fonctionnel

Fig 1

Le comparateur de tension compare une tension positive en entrée V1 sur la broche 7 du LM331 à une tension Vx sur la broche 6. Si V1 est la plus grande des deux valeurs, le comparateur déclenche le compteur à un seul coup de comptage.

Le simple convertisseur tension/fréquence autonome représenté à la figure 2 comprend tout le circuit de base de la figure 1 plus quelques

En conséquence, la sortie du compteur met en conduction à la fois le transistor de sortie de fréquence et la source de courant commutée pour une période égale à $t = 1,1 \times R_t \times C_t$. Durant cette période le courant i s'écoule de la source de courant commutée et fournit une quantité fixe de charge, $Q = i \times t$, dans la capacité CL. Cette quantité de charge entraîne une tension Vx à un niveau supérieur à celui de V1. A la fin de la période de chronométrage du compteur, le courant i s'arrête de circuler et le compteur s'initialise tout seul. A présent il n'y a plus aucun courant qui s'écoule de la broche 1 et la capacité CL est déchargée petit à petit à travers RL jusqu'à ce que Vx tombe en dessous du niveau de V1. Ensuite, le comparateur redéclenche le compteur et un nouveau

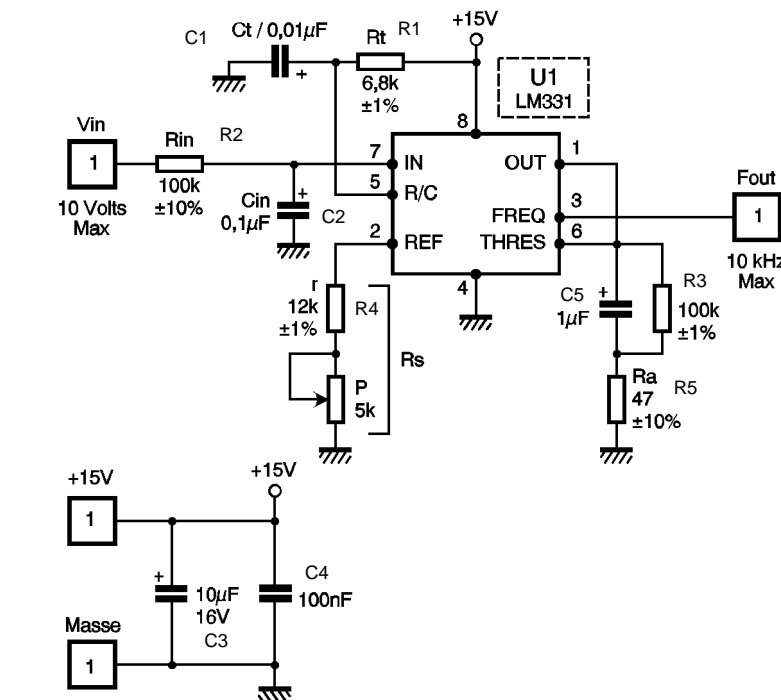
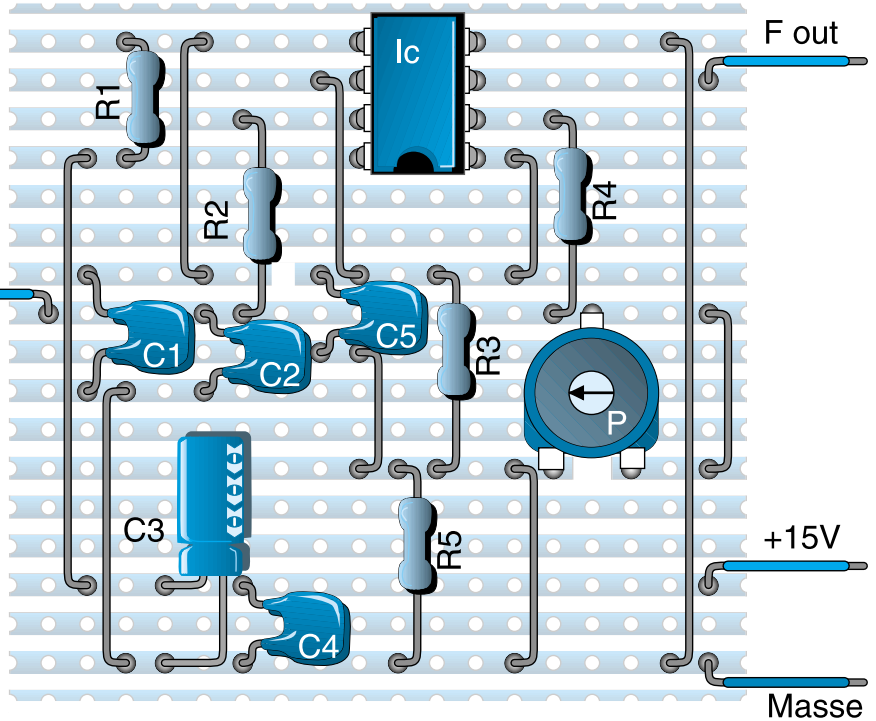


Schéma de principe

Fig 2



Mise en place des éléments

Fig 4

composants pour améliorer la performance du circuit. Une résistance $R_{in} = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ a été ajoutée sur le trajet de la broche 7 de manière à ce que le courant de polarisation de la broche 7 (-80 nA en typique) annule l'effet du courant de polarisation de la broche 6 et aide ainsi à fournir un décalage en fréquence minimum. La résistance Rs sur la broche 2 se compose d'une résistance fixe de 12 kΩ et d'un potentiomètre de 5 kΩ.

La fonction de cet ajustement est de régler précisément la tolérance du gain du LM331 ainsi que la tolérance de R_t , R_I et C_t . Afin d'obtenir de meilleurs résultats, tous les composants doivent être stables en température, en prenant par exemple des résistances à film métallique. Les capacités doivent avoir une faible absorption diélectrique ; suivant les caractéristiques en température désirées, des capacités en NPO céra-

mique, polystyrène, Téflon ou polypropylène sont recommandées. Une capacité C_{in} est ajoutée entre la broche 7 et la masse pour agir comme un filtre pour V_{in} . Une valeur de 0,01 à 0,1 µF sera suffisante dans la plupart des cas ; cependant, les situations dans lesquelles un meilleur filtrage est exigé, une capacité de 1 µF peut être utilisée. Quand les constantes de temps RC sont égales sur les broches 6 et 7, un saut de tension sur V_{in} entraînera un saut de la valeur de la fréquence F_{out} . Si C_{in} est beaucoup plus faible que C_I , un saut de tension sur V_{in} peut causer l'arrêt de F_{out} momentanément.

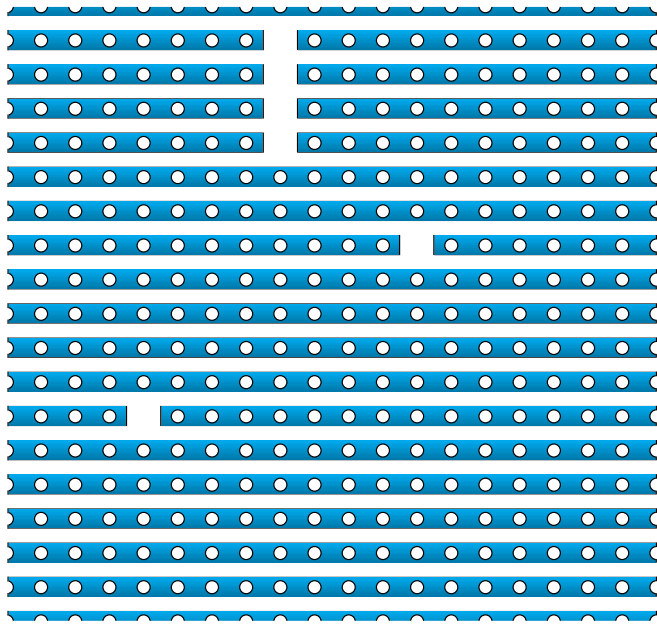
Une résistance de 47 Ω, en série avec la capacité C5 de 1 µF, est ajoutée pour produire un effet d'hystérésis qui aide le comparateur d'entrée à fournir une excellente linéarité (0,03% en typique). Lors de la réalisation pratique sur la plaquette d'essai, ne pas oublier de couper les pistes sous le circuit afin d'éviter les courts-circuits et assurer ainsi un fonctionnement correct.

M. LAURY

Glossaire

NOMENCLATURE

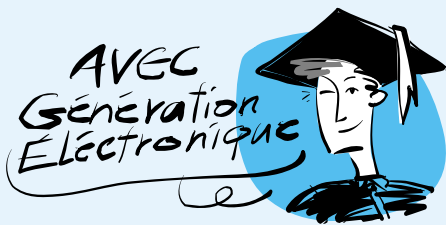
- 1 circuit LM331
- 1 résistance 47 Ω +/-10%
- 1 résistance 100 kΩ +/-10%
- 1 résistance 6,8 kΩ +/-1%
- 1 résistance 12 kΩ +/-1%
- 1 résistance 100 kΩ +/-1%
- 1 potentiomètre 5 kΩ
- 1 capacité 100 nF
- 1 capacité 0,01 µF
- 1 capacité 0,1 µF
- 1 capacité 1 µF
- 1 capacité 10 µF/16V
- 4 connecteurs



Préparation de la plaquette

Fig 3

Découvrez l'anglais technique



Français/Anglais

- Convertisseur : **Convert**
- Tension/Fréquence : **Voltage-to-Frequency**
- Monolithique : **Monolithic**
- Étudié : **Designed**
- Utilisé : **Used**
- Adapté : **Suitable**
- Bas prix : **Low cost**
- Conversion analogique/numérique : **Analog-to-digital conversion**
- Conversion numérique/analogique : **Digital-to-analog conversion**
- Conversion tension/fréquence : **Voltage-to-frequency conversion**
- Conversion fréquence/tension : **Frequency-to-voltage conversion**
- Intégration sur une longue unité de temps : **Long-term integration**
- Modulation : **Modulation**
- Démodulation : **Demodulation**
- Linéaire : **Linear**
- Fonction : **Function**
- Train d'impulsions : **Pulse train**
- Précisément : **Precisely**
- Proportionnel : **Proportional**
- Appliqué : **Applied**
- Schéma fonctionnel : **Block diagram**
- Simplifié : **Simplified**
- Source de courant commutée : **Switched current source**
- Compérateur : **Comparator**
- Compteur à un seul coup : **One-shot Timer**
- Cycle opératoire : **Operating cycle**
- De base : **Basic**
- Broche : **Pin**
- Déclencher : **To trigger**
- Mettre en conduction : **Turn on**
- Mettre hors conduction : **turn off**
- A la fois : **Both**
- Période : **Period**
- S'écouler : **To flow**
- Fournir : **To provide**

- Quantité : **Amount**
- Capacité : **Capacitance**
- Résistance : **Resistor**
- Composant : **Component**
- Niveau : **Level**
- Période de chronométrage : **Timing period**
- S'initialiser : **Reset**
- Déchargée : **Discharged**
- Petit à petit : **Gradually**
- Équilibre : **Balance**
- Précision : **Accuracy**
- Proportionnel : **Proportional**
- Large gamme : **Wide range**
- Autonome : **Stand-alone**
- Quelques : **A few**
- Améliorer : **To improve**
- Performance : **Performance**
- Trajet : **Path**
- Courant de polarisation : **Bias courant**
- Décalage : **Offset**
- Se composer de : **To make up**
- Potentiomètre : **Potentiometer**
- Ajustement : **Adjustment**
- Régler précisément : **To trim out**
- Tolérance : **Tolerance**
- Afin : **In order**
- Obtenir : **To obtain**
- Résultat : **Result**
- Film métallique : **Metal-film**
- Absorption diélectrique : **Dielectric absorption**
- Recommandé : **Suitable**
- Filtre : **Filter**
- Suffisante : **Adequate**
- Exigé : **Required**
- Constante de temps : **Time constant**
- Saut : **Step**
- Momentanément : **Momentarily**
- Série : **Serial**
- Hystérésis : **Hysteresis**
- Linéarité : **Linearity**
- Plaquette : **Board**
- Piste : **Track**
- Court-circuit : **Short-circuit**



GÉNÉRATION INTERNET

Une attente téléphonique sur Internet

Dans le précédent numéro de G.E., nous avons eu le plaisir de vous présenter un site Internet au Collège suscitant un intérêt pour la technologie. A présent, et toujours grâce à G.E. au travers de sa rubrique Internet "comment naviguer sur le Web" du numéro d'avril 1998, vous maîtrisez à présent les principes et les astuces de recherche sur les sites. Aussi nous vous proposerons régulièrement d'aller explorer les sites qui concernent votre discipline et d'en extraire l'essentiel à des fins pédagogiques. La rubrique Génération Internet a pour vocation de vous offrir tous les mois une aide dans la pratique de votre pédagogie de tous les jours.

■ Exploration du site d'un professeur de Technologie Collège

Nous vous proposons d'aller explorer le site présenté lors du précédent numéro de Génération Électronique (G.E. numéro 2 d'avril 1998). La page de présentation du site Internet www.union-fin.fr/usr/jmdefais offre le menu suivant aux travers de différentes rubriques :

- Mécanique - Gestion - Informatique - Dossiers - Électronique
- L'oscilloscope - Option Techno 4°
- Me contacter - Automatismes 5°.

Nous nous intéresserons ce mois-ci à la rubrique DOSSIERS.

Cette rubrique propose plusieurs dossiers s'intégrant dans la démarche de projet pouvant être mis en œuvre dans une classe de Techno Collège.

■ Le dossier Attente téléphonique

Cliquons sur le dossier "Attente téléphonique", l'écran de présentation du projet fait apparaître le contenu du dossier pédagogique comprenant les documents suivants :

- le dessin d'ensemble de l'attente téléphonique,
- La pièce est en polystyrène de 1 mm.
- le dessin du support de l'interrupteur,
- La pièce permet la fixation de l'interrupteur fin de course sur l'enveloppe par collage.
- le dessin d'implantation,
- Dessin d'implantation et nomenclature des composants.
- le dessin de l'enveloppe côté,
- le schéma fonctionnel,
- le plan de câblage extérieur,
- le dessin du fond,

Le fond supporte le C.I. et le haut-parleur.

- le schéma structurel.

Le circuit C11 est un générateur multi-mélodies. Il est monté en boucle pour permettre l'enchaînement des mélodies et commande sur sa sortie le transducteur piézo-électrique BZ1, via le transistor T1.

Si ce projet retient votre attention, il vous est nécessaire de disposer du matériel suivant pour le mettre en œuvre avec vos élèves :

- une pièce thermoformée indispensable en tant que boîtier (ce matériel est disponible chez les fournisseurs habituels de composants électroniques travaillant avec les Collèges) associée à son moule,
- une fraiseuse automatisée pour l'usinage du boîtier en vue de l'aménagement des éléments constitutifs du projet,

- les composants présentés sur le schéma structurel.

L'approche pédagogique du thème pourra être présentée aux élèves sous forme de découpage des fonctions utilisées dans le projet. On identifie alors les fonctions suivantes : alimenter, commander, protéger, générer des mélodies, ajuster la vitesse de défilement, adapter le signal du circuit spécialisé, sonoriser. Le dossier disponible sur le site Internet constitue ainsi un projet complet de part la diversité des fonctions utilisées dans le montage. Le professeur de technologie Collège y trouvera ainsi un développement fort intéressant pour ses élèves.

Les documents présentés sur le site www.union-fin.fr/usr/jmdefais sont téléchargeables sur votre P.C. au format .DRW.

E. FELICE



Rubrique DOSSIERS du site www.union-fin.fr/usr/jmdefais

Interface 8 entrées par port imprimante

Les ordinateurs récents, de type PENTIUM, disposent d'une interface parallèle (ou port imprimante) configurable. Cette interface est en effet réglable à partir du SETUP de l'ordinateur en mode unidirectionnel ou bidirectionnel, ce qui simplifie nettement la conception des cartes électroniques qui y sont connectées. Malheureusement, les ports parallèles des autres ordinateurs (8 lignes de données) sont unidirectionnels et, quand on désire connaître l'état logique de huit entrées, on se trouve confronté à un problème de nombre de lignes de lecture. Le petit montage que nous proposons dans cet article permettra de combler cette lacune en n'utilisant qu'une entrée de contrôle de l'imprimante.

Le port parallèle du PC

Le port parallèle du PC dispose de trois groupes de lignes :

- huit lignes de données qui permettent l'envoi des informations vers l'imprimante ou vers tout autre périphérique, comme les lecteurs de disquettes de haute capacité,

- cinq lignes de lecture d'état du périphérique :

- BUSY, qui signale que l'ordinateur ne peut plus envoyer de données,
- ACKNOWLEDGE, ligne indiquant l'attente de données par le périphérique,
- PAPER END, manque de papier,
- SELECT indique à l'ordinateur que le périphérique est prêt,
- ERROR signale une anomalie de fonctionnement.

- quatre lignes de contrôle du périphérique :

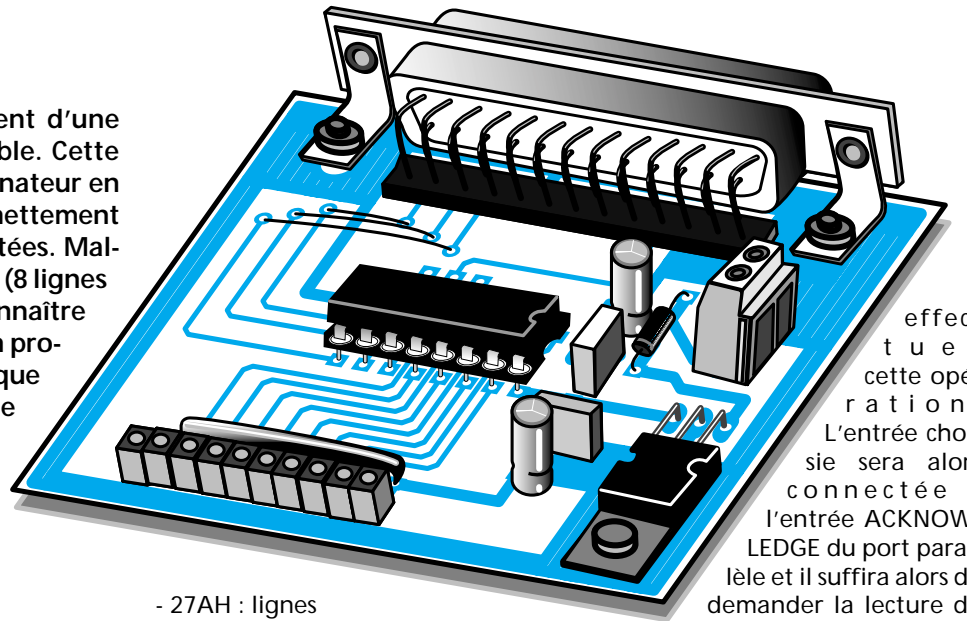
- STROBE indiquant à l'imprimante

qu'une donnée est disponible sur le bus,

- AUTOFEED permettant un saut de ligne durant l'impression,
- INIT occasionnant un reset du périphérique,
- SELECT IN sélectionnant le périphérique par le PC.

Les interfaces imprimantes du PC peuvent se situer à trois adresses différentes :

- 3BCH-3BFH : interface incorporée sur les cartes vidéo de type HERCULES, que l'on rencontre de plus en plus rarement,
- 378H-37FH : interface LPT1, la plus couramment utilisée
- 378H : port de données 8 bits,
- 379H : lignes de lecture,
- 37AH : lignes de contrôle.
- 278H-27FH : interface LPT2
- 278H : port de données 8 bits,
- 279H : lignes de lecture,



effectuer cette opération. L'entrée choisie sera alors connectée à l'entrée ACKNOWLEDGE du port parallèle et il suffira alors de demander la lecture de cette ligne. Chacune des

huit entrées est connectée au + (plus) alimentation à l'aide de résistances de 10 kΩ, ce qui permet de définir un niveau logique franc sur ces lignes. Un inverseur a été placé en sortie des lignes W et Y afin de pouvoir choisir, comme nous le verrons lors des essais de la carte, quel niveau logique nous désirons lire lorsque les lignes seront au repos.

L'ensemble de la carte est alimenté

- 27AH : lignes de contrôle.

Pour information, et sans entrer outre mesure dans le détail des interruptions du BIOS, c'est l'une d'entre elles qui régit le fonctionnement des interfaces parallèles. L'interruption 17H dispose de trois fonctions qui permettent le contrôle de ces ports :

- fonction 00H : envoi d'un caractère,
- fonction 01H : initialisation de l'imprimante,
- fonction 02H : lecture de l'état de l'imprimante.

Le schéma de principe

Le schéma de principe de notre réalisation est donné en figure 1. Nous n'utiliserons que quatre lignes de l'interface parallèle : trois lignes de données (D0 à D2) et ACKNOWLEDGE et, bien évidemment, la ligne de masse.

La conception du montage est d'une grande simplicité, simplicité due à l'utilisation d'un circuit intégré multiplexeur de type 74LS151. Ce composant dispose de :

- huit entrées numériques,
- deux sorties complémentaires, ce qui signifie que l'état de l'une est toujours le complément logique de l'autre,

- trois lignes d'adresses permettant de sélectionner une entrée parmi 8,
- une ligne de sélection du boîtier. Lorsque l'une des entrées est sélectionnée au moyen des trois lignes d'adresses, l'entrée concernée est connectée aux deux sorties, ce qui permet de prendre en compte l'état logique appliqué sur l'entrée correspondante.

Notre montage fonctionnera donc de la manière suivante : il conviendra d'envoyer l'adresse de l'entrée que l'on désire lire sur le bus de données huit bits, ce qui consistera à écrire un chiffre compris entre 0 et 7. Nous verrons plus loin, au moyen d'un petit programme, comment

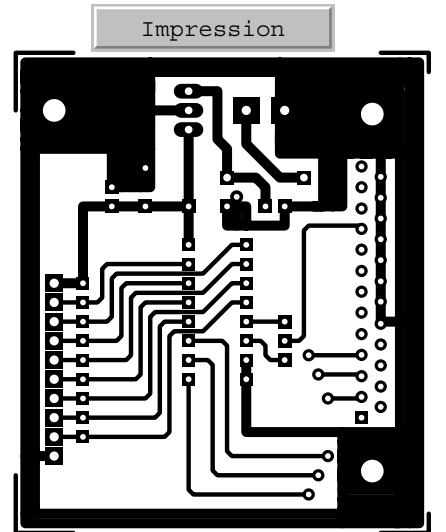


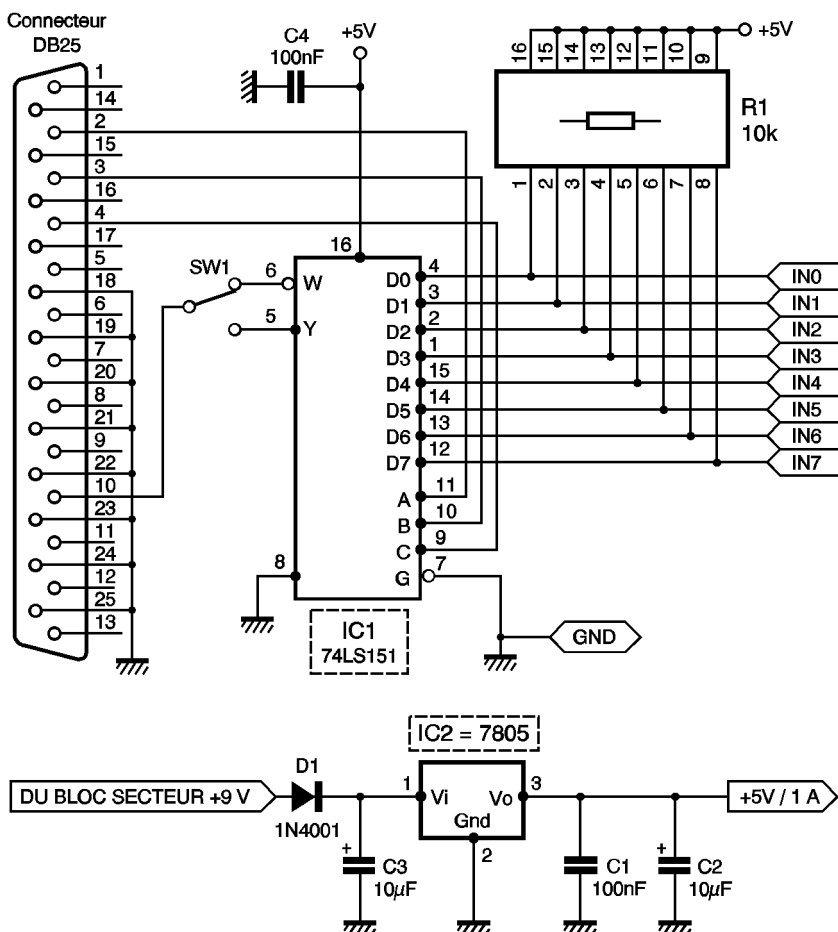
Fig 2 Tracé du circuit imprimé

à l'aide d'un régulateur de tension générant une tension de + 5V. Divers condensateurs filtrent la tension d'entrée et celle de sortie du 7805. Un condensateur de 100 nF découpe la broche d'alimentation du 74LS151.

La tension primaire sera issue d'un bloc secteur fournissant une tension pouvant être comprise entre + 9V et + 15V. Le courant demandé est très faible. La diode D1 a été placée en entrée afin de protéger le régulateur contre une éventuelle inversion de polarité.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé, au demeurant très simple, est donné en figure 2. La figure 3 représente le



Le schéma de principe

Fig 1

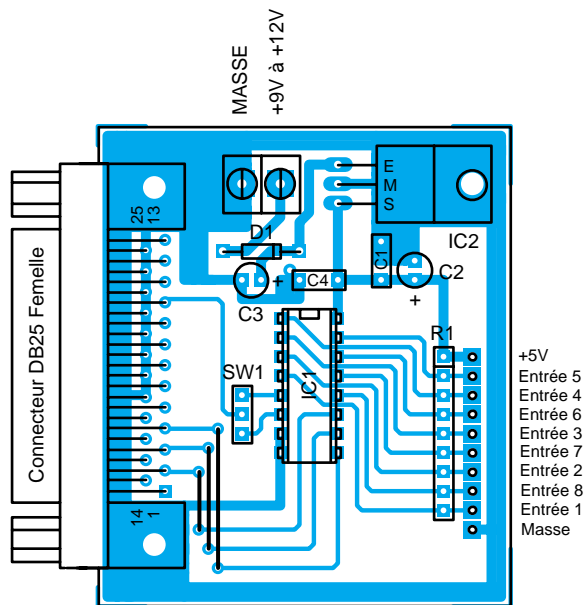


Fig 3 Implantation des éléments

schéma de l'implantation des composants. Le circuit imprimé pourra être réalisé soit par méthode photographique, soit, plus simplement, en effectuant une photocopie sur transparent du typon. Dans ce dernier cas, nous recommandons toujours de réaliser deux transparents que l'on superposera afin d'obtenir une opacité suffisante.

On implantera d'abord les composants de petite taille : réseau de résistances, condensateurs, diode. Le circuit intégré 74LS151 sera placé sur un support, ce qui facilitera son échange en cas d'incident. On soudera enfin le régulateur de tension, le connecteur SUBD25 et le

bornier à vis à deux points qui permettra de relier le bloc secteur à la platine.

Le câblage achevé, on vérifiera soigneusement les soudures afin de déceler un éventuel court-circuit, puis on pourra passer à la phase des essais.

■ Les essais

On reliera un bloc secteur à la platine. On saisira ensuite le programme donné ci-dessous sous QBASIC ou QUICK BASIC :

```
REM *** PROGRAMME D'ESSAI DE
LA CARTE 8 ENTRES ***
REM *** INTERFACE CONNECTEE
SUR LE PORT LPT1 ***
```

```
Programme :
CLS
OUT & H378,0 : REM mise à 0 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 1
GOSUB LECTURE
OUT & H378,1 : REM mise à 1 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 2
GOSUB LECTURE
OUT & H378,2 : REM mise à 2 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 3
GOSUB LECTURE
OUT & H378,3 : REM mise à 3 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 4
GOSUB LECTURE
OUT & H378,4 : REM mise à 4 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 5
GOSUB LECTURE
OUT & H378,5 : REM mise à 5 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 6
GOSUB LECTURE
OUT & H378,6 : REM mise à 6 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 7
GOSUB LECTURE
OUT & H378,7 : REM mise à 7 des
lignes de données et adressage de
l'entrée 8
GOSUB LECTURE
GOTO Programme
LECTURE :
A = INP (&H379) AND 64 : REM effec-
tue un ET logique
IF A = 64 THEN PRINT "ENTREE NON
```

```
CONNECTEE"
IF A = 0 THEN PRINT "ENTREE ACTIVE"
FOR T = 0 TO 300 : NEXT T
RETURN
```

Le programme adresse chacune des entrées à tour de rôle puis effectue un ET logique. La ligne ACKNOWLEDGE correspondant au bit 6 du port de lecture 379H, la valeur 64 doit être utilisée.

Signalons que si l'on désire relier cette interface au port LPT2, l'adresse de base utilisée devra être 278H.

P. OGUIC

■ NOMENCLATURE

- R1 : réseau de huit résistances de 10 kΩ
- C1, C4 : 100 nF
- C2, C3 : 10 µF/25V
- D1 : 1N4001 à 1N4007
- IC1 : 74LS151
- IC2 : régulateur de tension 7805
- 1 support pour circuit intégré 16 broches
- 1 connecteur SUBD femelle à 25 broches pour circuit imprimé (broches coudées à 90°)
- 1 bornier à vis à deux points



Fibres optiques

Les fibres optiques sont un moyen de transmission de la lumière et des données. On distingue :

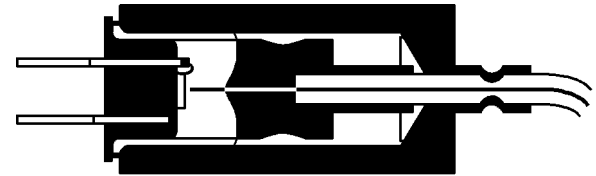
Les fibres optiques en plastique

Elles sont employées pour transmettre de la lumière sur de courtes distances, par exemple : pour l'illumination de voyants dans un montage, pour le tableau de bord d'une voiture, ou pour former un bouquet de points lumineux en décoration. Elles sont aussi utilisées pour la transmission d'informations sur des courtes distances dans des milieux perturbés explosifs, électromagnétiques ou nucléaires. Leur affaiblissement minimal se situe entre 520 et 650 nm, selon les modèles, avec 150 dB/km d'atténuation.

centre. On réduit ainsi la dispersion intermodale. Diamètre du cœur 50 μm , manteau 125 μm . Bande passante jusqu'à 200 MHz/km. Pertes 2 à 4 dB/km. Elles sont très utilisées pour le matériel professionnel et pour des distances importantes

Les fibres monomodes (figure 1c)

Le diamètre du cœur et l'ouverture numérique sont suffisamment faibles pour ne permettre la transmission que d'un seul mode. Les fibres précédentes transmettent plusieurs modes, c'est pourquoi leurs pertes sont plus importantes. Diamètre du cœur 5 à 8



Recepteur photo diode

Fig 3

Composants actifs

Émetteurs DEL

Première fenêtre 800 à 900 nm

Émetteurs au Ga Al As à hauts rendements quantiques optimisés pour fibres optiques à faible diamètre émissif. Caractéristiques moyennes : P/I 20 mW/A, puissance optique couplée dans une fibre 50/125 μm à 100 mA = 30 μW . Bande passante 50 MHz. Longueur d'onde réalisable 810 à 880 nm, largeur spectrale à mi-hauteur 50 nm.

Deuxième et troisième fenêtres à 1300 et 1550 nm

Émetteurs au Ga In As P : gamme 900 à 1700 nm. Caractéristiques moyennes : P/I = 15 mW/A, puissance optique couplée dans une fibre 50/125 μm à 100 mA : 15 à 25 μW . Bande passante : 50 à 70 MHz. Largeur spectrale à mi-hauteur : 100 nm.

Fibre plastique à 650 nm

DEL en boîtier métallique TO46 avec lentille de focalisation. Puissance optique : 12 mW à 100 mW.

Émetteur laser

Les liaisons monomodes à 1300 et 1550 nm, à grande distance et à haut débit utilisent un laser en émetteur. Il nécessite un circuit de régulation et un refroidisseur efficace. Ce qui rend son emploi plus complexe.

Boîtiers spéciaux

1) Le boîtier métallique comporte une lentille de focalisation à sa face supérieure. La fibre doit être collée à l'aide d'une résine souple sur cette lentille avec beaucoup de précision.

2) Le boîtier est équipé d'une fibre amorce dont une extrémité est appliquée sur la partie active de la DEL ; la seconde est disponible hors du boîtier pour une liaison parfaite. Ce type de boîtier existe aussi pour la photodiode de réception.

Récepteurs photodiodes

Première fenêtre 800 à 900 nm

Photodiode PIN au silicium

On intercale une zone intrinsèque I entre les zones p + et n +. En polarisation inverse, les photons sont absorbés dans la zone intrinsèque et donnent une paire électron-trou qui sont récupérés par les zones p + et n + produisant le courant électrique de réception. Caractéristiques : sensibilité 500 à 900 nm, 0,4 A/W à 10V inverse, temps de réponse 1 ns, capacité 1 pF.

Photodiode à avalanche

Dans cette diode, les porteurs libres acquièrent une telle énergie cinétique qu'ils ionisent les atomes du réseau produisant une multiplication des paires électron-trou. Caractéristiques : facteur de multiplication 100, sensibilité à 850 nm : 60A/W, temps de réponse 0,5 ns.

Deuxième et troisième fenêtres 1300 et 1550 nm

Photodiode PIN au Ga In As de même type de fabrication, mais en remplaçant le silicium par le Ga In As par suite de la plus grande longueur d'onde dans l'infrarouge.

R. BESSON

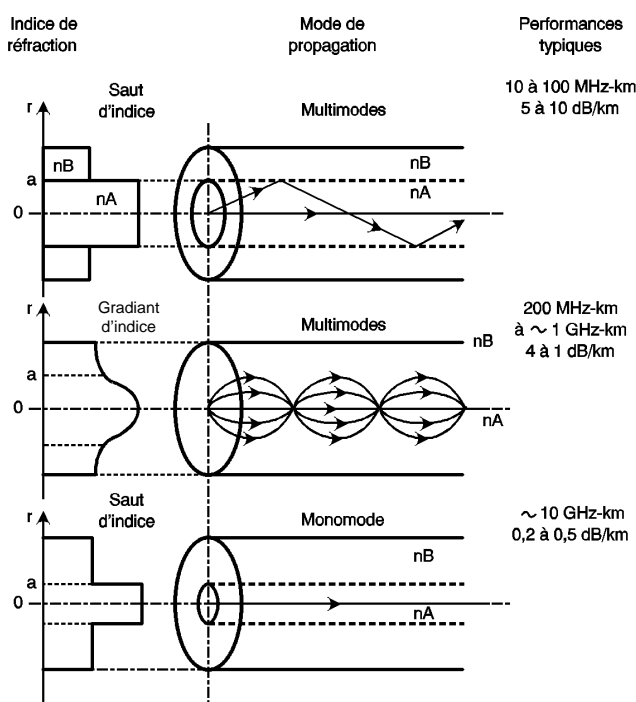


Fig 1

Trois types de fibres

Les fibres optiques à la silice

Il en existe trois types :

Les fibres à saut d'indice (figure 1a)

Elles sont constituées par un cœur homogène d'indice nA et par une gaine d'indice nB ; Le passage de nA à nB est brutal. Diamètre du cœur 100 à 200 μm , manteau jusqu'à 600 μm . Bande passante 10 à 100 MHz/km. Pertes 5 à 10 dB/km.

Les fibres à gradient d'indice (figure 1b)

Le cœur est constitué d'un matériau inhomogène de l'axe à l'interface ; l'indice du cœur décroît jusqu'à la gaine. Les rayons obliques se propagent plus vite que ceux près du

μm , manteau 125 μm . Bande passante jusqu'à 1 GHz/km. Pertes 0,2 à 0,5 dB/km. Elles sont adoptées pour les liaisons à grande distance et à haut débit, telles que les câbles sous-marins et ceux des Télécom. Bien entendu, ces fibres sont protégées par un gainage efficace en fonction de l'emploi.

Fenêtres optiques

Les pertes de transmission sont variables en fonction de la longueur d'onde de la lumière (figure 2). Sur la figure, on constate la présence de trois zones à faibles pertes, appelées "fenêtres". La première à 850 nm, la seconde à 1300 nm, la troisième à 1550 nm. Les pics sont dus aux impuretés dans la silice.

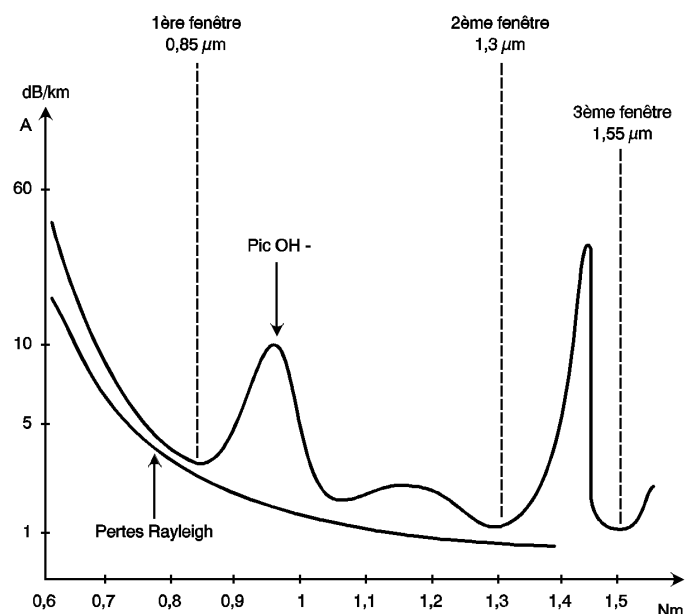


Fig 2

Variation de l'atténuation en fonction de la longueur d'onde

Une mini régie de mixage

Le mois dernier, nous vous avons proposé une réalisation destinée aux amateurs de Karaoké. Pour la compléter voici un accessoire indispensable : un petit mélangeur.

Au Karaoké, il est indispensable de pouvoir mélanger le son issu d'un micro à la bande son d'origine. Le petit montage que nous vous proposons de réaliser assure cette fonction. De plus, il fait office de mini régie de mixage. Il comporte deux entrées destinées à recevoir des lecteurs de disque compact, de cassette, voire de simples baladeurs. Ces deux premières entrées sont stéréophoniques. La troisième entrée, destinée au micro, est monophonique et répartit la voix du chanteur sur les deux canaux. Les potentiomètres qui

tion. Nous utiliserons la troisième pour pré-amplifier le signal issu du micro. En effet, l'amplitude de ce dernier est très inférieure à celle délivrée par un lecteur de CD ou de cassettes. Au final le signal du micro est multiplié par plus de 360 par rapport aux autres sources. Ce gain se décompose en deux sections. La cellule du LM 324 utilisée en pré-amplificateur fournit un gain de 47 auquel il faut ajouter un gain de 4,7 lié aux valeurs données à R6 et R7. La dernière cellule amplificatrice du LM 324 reste, pour sa part, inutilisée.

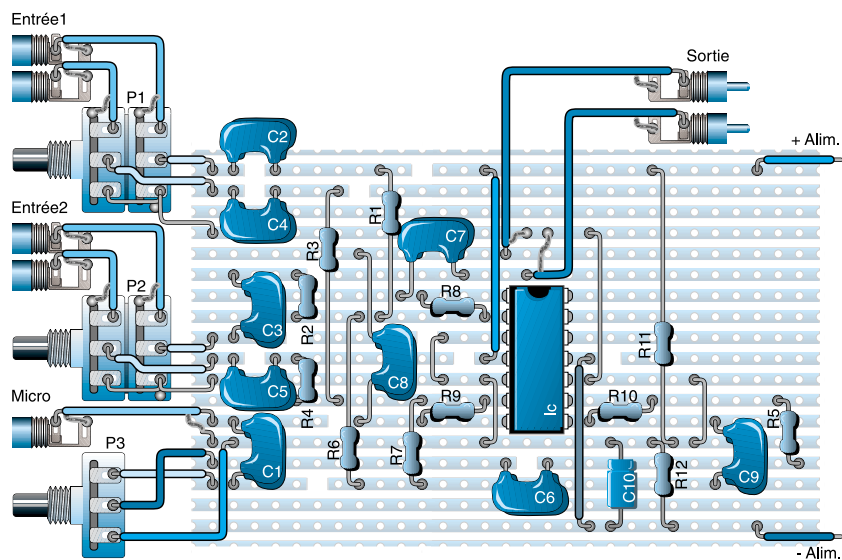
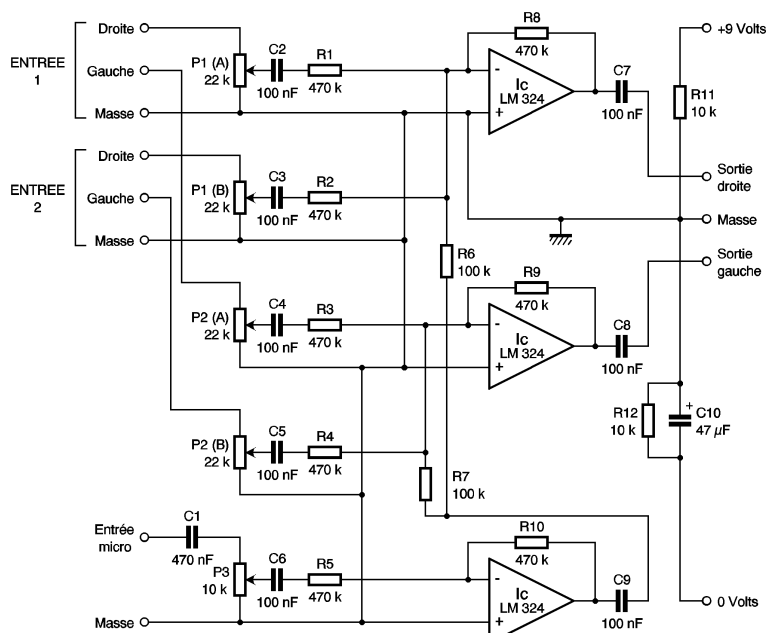


Fig 3

métallique des potentiomètres à la masse. Si vous souhaitez utiliser des potentiomètres à course rectiligne il faut bien repérer les broches correspondant aux curseurs.

Le volume des appareils devra être placé à mi-course. Réglé trop bas un bruit de fond important peut apparaître, trop haut une forte distorsion risque de se produire.



Le schéma de principe

Fig 1

équipent notre montage permettent, d'une part, de réaliser des fondus-enchaînés entre les lecteurs et, d'autre part, de doser le son provenant du micro. Pour notre part nous avons utilisé des potentiomètres rotatifs. Cependant rien ne s'oppose à l'utilisation de potentiomètres à course rectilignes.

Le câblage :

Comme toujours, ce montage est réalisé sur une petite plaquette d'essai pré-perforée munie de bandes conductrices. Le travail commencera donc par la préparation de cette plaquette **figure 2**. Pas de recommandations particulières sinon d'utiliser du fil blindé. En cas contraire des ronflements parasites risquent de se manifester. De même, si les potentiomètres sont éloignés de la plaquette de câblage, toutes leurs liaisons devront également être réalisées en fil blindé. Nous vous conseillons aussi de relier le corps

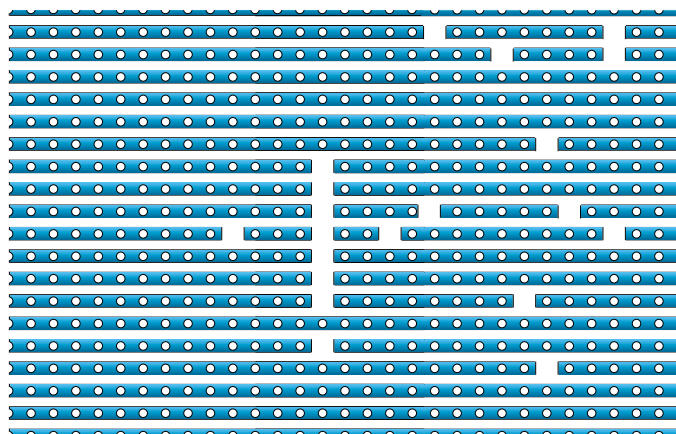
L'utilisation :

Notre mini régie se raccorde sur l'entrée ligne ou auxiliaire de toute chaîne haute fidélité. Elle ne présente aucun gain global vis à vis des lecteurs. Leur volume doit donc rester inchangé par rapport à une liaison directe lorsque les potentiomètres du montage sont tournés au maximum. Une pile de 9 volts assure l'alimentation de ce montage. Néanmoins la tension d'alimentation de ce montage n'est pas critique. Il accepte une tension comprise entre 9 volts et 24 volts. Signalons qu'il est parfaitement possible de "cascader" cette mini-régie et le SingerKiller présenté le mois dernier. La seule condition à respecter est de connecter notre générateur de dub en entrée de la régie et non en sortie. Si tel était le cas, le son issu du micro serait purement et simplement éliminé au même titre que le chanteur de la bande son d'origine.

Enfin, si vous souhaitez utiliser des baladeurs en tant que sources, il est possible de remplacer les fiches RCA d'entrée directement par des fiches Jack stéréo d'un diamètre de 3mm. On les connectera en lieu et place du casque d'écoute et le réglage de

Le principe :

Un mélangeur, quel qu'il soit, n'est en somme qu'un additionneur de signaux. Notre réalisation ne déroge pas à cette règle. C'est un jeu de résistances qui réalise la somme des signaux issus des diverses sources. Dans notre cas R1, R2 et R6 concernent le canal droit alors que R3, R4 et R7 gèrent le gauche. Le seul problème, lors que l'on réalise un tel sommateur résistif est qu'il engendre une perte de signal. Pour la compenser il faut donc ré-amplifier les signaux mixés. Nous confions cette tâche à un quadruple amplificateur opérationnel : le LM 324. Seules deux de ces cellules ampli op assurent cette amplifica-



Préparation de la plaquette

Fig 2

NOMENCLATURE

Nomenclature Mini régie

- R1 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R2 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R3 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R4 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R5 = 10 kilohms (brun, noir, orange, or)
- R6 = 100 kilohms (brun, noir, jaune, or)
- R7 = 100 kilohms (brun, noir, jaune, or)
- R8 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R9 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R10 = 470 kilohms (jaune, violet, jaune, or)
- R11 = 10 kilohms (brun, noir, orange, or)
- R12 = 10 kilohms (brun, noir, orange, or)

- C1 = 470 nanofarads
- C2 = 100 nanofarads
- C3 = 100 nanofarads
- C4 = 100 nanofarads
- C5 = 100 nanofarads
- C6 = 470 nanofarads
- C7 = 100 nanofarads
- C8 = 100 nanofarads
- C9 = 100 nanofarads
- C10 = 47 microfarads

16 volts

Ic = LM 324

- P1 : potentiomètre 2 fois 22 kilohms
- P2 : potentiomètre 2 fois 22 kilohms
- P3 : potentiomètre 10 kilohms

Un coupleur pour pile 9V
Deux fiches RCA mâles
cinq fiches RCA femelles

Triple décade de résistances

Une résistance, en tant que composant passif, fait partie des nombreux éléments que l'on peut rencontrer dans un montage électronique, même le plus simple. Lors de la mise au point des montages, on est parfois amené à rechercher une valeur de résistance bien précise pour un effet optimal. S'il est fastidieux d'avoir sans cesse à souder une résistance pour la tester et, bien entendu, à la dessouder pour aussitôt la remplacer par une autre, il n'est guère plus pratique d'implanter des résistances ajustables. Il y a mieux à faire : réaliser notre triple décade de résistances qui permettra, en un tour de bouton, de disposer d'une valeur normalisée comprise entre 10 W et 6,8 MW. Et ce n'est pas tout ! Par une mise en série judicieuse, il sera même possible de construire d'autres valeurs ohmiques. Cet outil, fort simple et donc économique, ne quittera bientôt plus votre poste de travail.

A propos de la résistance

Son unité, représentée par le symbole grec oméga = Ω , nous provient en hommage au physicien allemand Geog Simon OHM (1789 -1854) qui présente en 1827 la loi fondamentale des courants électriques :
Loi d'OHM : une différence de

Valeurs normalisées des résistances

La valeur nominale d'une résistance est portée en clair sur son corps ou, plus souvent, selon le fameux code des couleurs. Toutes les valeurs ne sont pas disponibles dans le com-

merce ; en outre, pour des valeurs très précises, on dispose d'éléments ajustables. Les fabricants proposent des valeurs normalisées de résistances selon le degré de tolérance. On parle de série E6 (= précision +/- 20%), E12, E24, E48 à E96 (précision +/- 1%). En consultant un catalogue de composants électroniques, au chapitre composants passifs, on peut remarquer que la série de résistances E6 est bien peu fournie en valeurs différentes entre 1 et 10 (une décade) ou entre 10 et 100.

Dans la série E96, la raison est de $q = 1,024$. On trouve donc des valeurs bien plus nombreuses de 102 Ω à 976 Ω . Essayez donc de reconstituer cette série hyper précise.

Principe de la triple décade

Pour cette réalisation, nous avons opté pour la série E12 d'une précision de +/- 10%, très facile d'approvisionnement et bien suffisante dans nos applications courantes. Une autre raison a motivé notre choix : puisqu'il y aura 12 valeurs dans chaque décade, la sélection des résistances pourra se faire aisément à l'aide d'un commutateur rotatif à 12 positions, facile à trouver lui

En fait, pour cette série économique, on ne trouvera que 6 valeurs dans chaque décade, par exemple :

100 Ω 150 Ω 220 Ω 330 Ω 470 Ω 680 Ω (1000 Ω)
 <-----6 valeurs----->

Le choix de ces valeurs ne se fait pas au hasard, mais au contraire, exploite les logarithmes d'une progression géométrique comprise entre 1 et 10 après arrondi et multiplication par un multiple de 10 (série RENARD). La raison q , ou facteur multiplicateur de cette progression, est déterminée par la relation :

$$q = \sqrt[s]{10} \text{ avec } q = \text{raison et } s = \text{nombre de valeurs dans la série.}$$

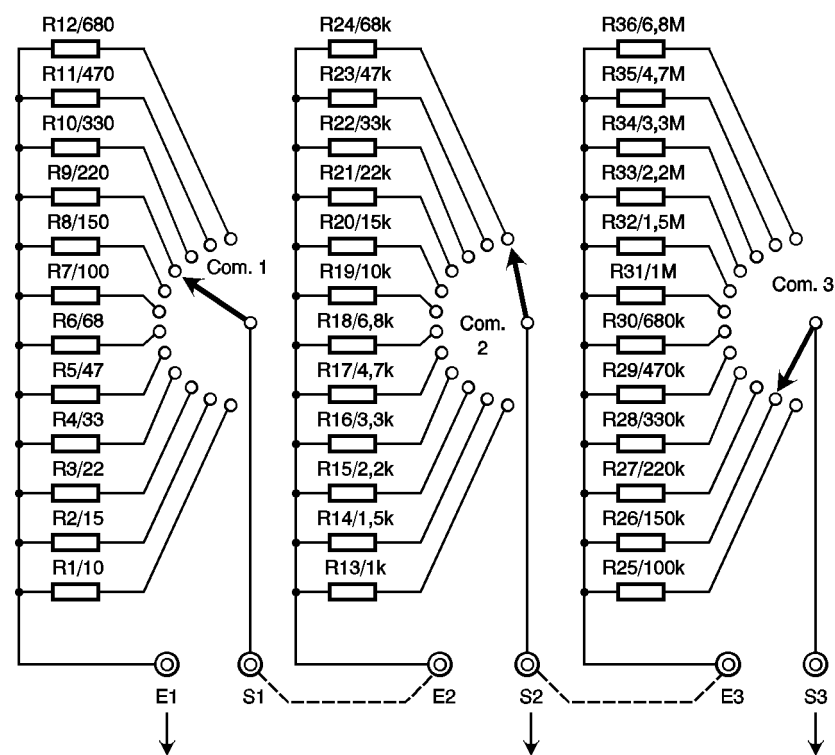
Ainsi dans la série E6, on obtient $q = 1,4677$ et ensuite

- 100 x 1,47 = 147 arrondi à 150
- 147 x 1,47 = 216 arrondi à 220
- 216 x 1,47 = 317 arrondi à 330
- 317 x 1,47 = 465 arrondi à 470
- 465 x 1,47 = 683 arrondi à 680

aussi. Avec trois décades, donc trois commutateurs, nous couvrons la plage de mesure comprise entre 10 Ω et 6,8 M Ω . La mise en série des décades est, elle aussi, aisée et permettra d'obtenir des valeurs différentes si nécessaire. Composer la valeur de 3,77150 M Ω ne pose aucun problème en associant 3,3 M Ω + 470 k Ω + 1,5 kW. Le schéma correspondant est proposé à la figure 1.

Réalisation pratique

Nous avons développé en figure 2 un circuit imprimé accueillant à la fois les 36 résistances de la série E6 et les 3 commutateurs, des modèles



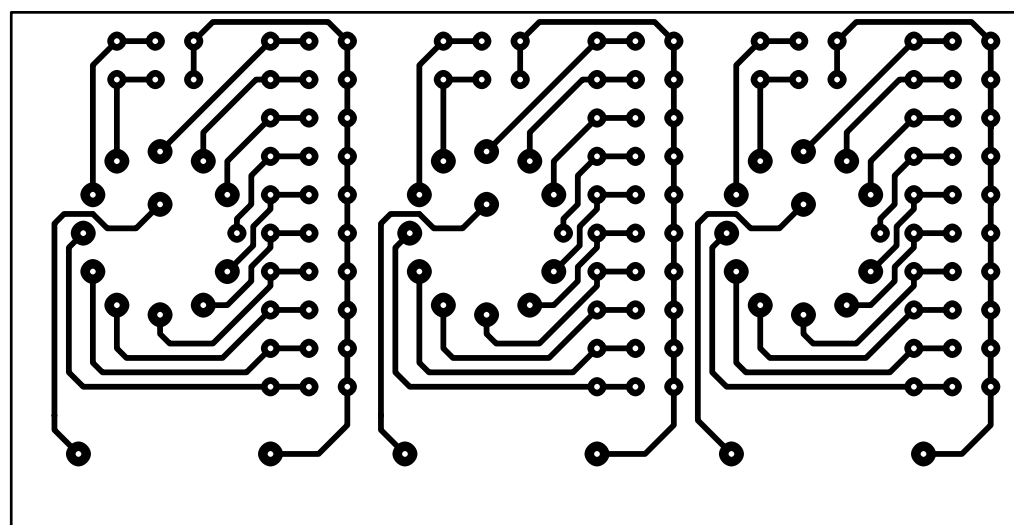
Le schéma de principe

Fig 1

potentiel de 1V aux bornes d'un élément présentant une résistance de 1 Ω produit dans cet élément un courant de 1 ampère. On note $U = R \cdot I$

Le rôle d'une résistance est de limiter l'intensité du courant qui la traverse, donc de provoquer une chute de tension à ses bornes. Pour des valeurs plus faibles, on pourra utiliser le milliohm = m Ω ; de même on dispose du k Ω ou du M Ω .
 1000 m Ω = 1 Ω ; 1000 Ω = 1 k Ω ;
 1000 k Ω = 1 M Ω

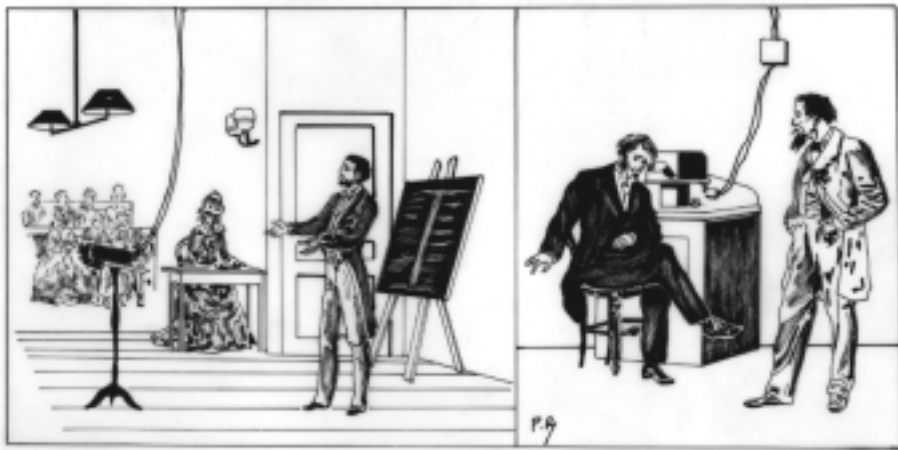
Il faut savoir qu'en principe une résistance ne présente ni capacité, ni inductance, et de ce fait, n'occasionne donc pas de déphasage entre courant et tension.



Le tracé du circuit imprimé

Impression

Fig 2



La conférence de Bell à Salem est écoutée 22 km plus loin à Boston

quente les universités d'Édimbourg et de Londres.

Il raconte à ce propos dans ses mémoires qu'il fut particulièrement impressionné par l'ouvrage du baron de Kempelen que Charles Wheatstone (1803-1875), l'inventeur du pont de mesure de résistances, présenta au cours de l'une de ses visites à ses parents. Parmi les instruments décrits par Kempelen se trouvait en effet la description d'un automate parlant, capable de faire entendre des mots à l'aide d'un ingénieux système de soufflets et de anches. C'est afin d'en comprendre le mécanisme que Graham entreprend de réaliser cette machine parlante dont il dira plus tard qu'il réussit à obtenir quelques sons articulés. L'intérêt qu'il développe au cours de sa jeunesse pour les sourds et les malentendants est à l'image des préoccupations de son père. C'est donc tout naturellement qu'il est conduit à exercer le métier de professeur de déclamation et de musique au sein de la Weston-House Academy d'Elgin, au Nord de l'Écosse, à partir de 1868.

■ Produire des sons

Désireux d'approfondir ses connaissances des phénomènes tant physiologiques que physiques que produisent nos cordes vocales, Graham Bell prend connaissance des travaux d'Helmholtz (1821-1894), un physicien allemand à l'origine d'une *Théorie physiologique de la musique*. Il s'informe du rôle que jouent les harmoniques dans la production des sons, ainsi que des études sur la musique galvanique (produite par les aimantations et désaimantations rapides d'une tige métallique par un électro-aimant). Dès lors ses travaux prennent une nouvelle orientation car Bell manifeste un intérêt grandissant pour l'électricité et la télégraphie, qu'il étudie au cours d'un stage d'opérateur télégraphiste à Bath.

C'est au cours du mois d'août 1870, alors qu'il a 23 ans, que ses parents décident de s'installer au Canada, en Ontario où il séjourne quelques temps avant de se rendre aux U.S.A. Son père étant à l'origine d'une

méthode du *Parler par l'image* (Visible speech) destinée aux sourds-muets, Graham est invité, en avril de l'année 1871, à en faire la démonstration dans l'école municipale de Boston. C'est en octobre 1872, après une série de cours donnés sur ce sujet dans d'autres écoles du pays, qu'il ouvre sa propre école dans Boston. Il y exercera les fonctions d'éducateur, de formateur et de directeur, tout en poursuivant ses expérimentations sur divers appareils qu'il tente de mettre au point.

■ Le télégraphe harmonique

Au cours de l'hiver de 1872-73, Bell entreprend de réaliser quelques expériences directement inspirées par celles d'Helmholtz. Il s'installe pour cela dans les toilettes de son école où il construit un appareil comportant un diapason dont il



Le poste expérimental de Bell

place les branches entre les pôles d'un électroaimant, son alimentation étant assurée par une batterie. Le circuit s'ouvre et se ferme au rythme des vibrations des lames du diapason, car un conducteur soudé sur l'une de ses lames effleure la surface d'un récipient contenant du mercure. Dès lors, la vibration du diapason est auto-entretenu et peut être reproduite par un appareil distant comportant un diapason de même hauteur.

Bell va donc disposer ses appareils sur une ligne télégraphique en utilisant non pas un, mais plusieurs diapasons de hauteurs différentes,

espérant en cela réaliser un télégraphe harmonique multiple par lequel il pourrait transmettre une mélodie. En 1873, il simplifie ce système de transmission en remplaçant les diapasons par de simples lames métalliques de longueurs différentes. C'est en 1874 qu'interviennent quelques modifications importantes à son dispositif. Bell décide en effet de produire une aimantation permanente de l'ensemble récepteur. Les électroaimants sont alimentés par une batterie qu'il remplace ensuite par de simples aimants. Ces expériences lui permettent de constater ces deux éléments capitaux qui sont que, d'une part ce dispositif permet de supprimer les fréquences doubles, mais qu'en outre le récepteur peut s'utiliser comme émetteur, car la vibration de la lame sur le noyau de l'électroaimant génère des courants induits.

Il reste dès lors à trouver le moyen de remplacer la série de lames par un seul élément, ce que Bell fera en s'inspirant du phonotrope de Scott. Cet appareil (qui sert à reproduire le graphe de la voix sur une plaque de verre fumé à l'aide d'un stylet actionné par une série d'osselets semblables à ceux de l'oreille humaine) est équipé d'un tympan humain par Bell avant qu'il ne le remplace par une membrane souple sur laquelle il colle une plaque de métal permettant d'induire les variations de courant d'un électroaimant placé à proximité.

■ L'expérience du 2 juin 1875

La Western Union Télégraph Company, alors désireuse de ne pas se laisser distancer par la Pacific Line (qui avait adopté un procédé par lequel 4 messages en morse pouvaient circuler simultanément sur un seul fil de ligne), s'intéressait déjà aux travaux de Bell concernant son télégraphe harmonique multiple. De fait, c'est au cours de l'essai d'une transmission simultanée de 3 messages en morse vers 2 récepteurs différents que Watson, l'adjoint de Bell, tapote sur une lame afin de la débloquent. Le son produit au niveau du récepteur étant parfaitement audible, c'est avec une certaine excitation que les deux hommes se mettent en quête de reproduire cette "anomalie". Ils construisent donc un émetteur et un récepteur électromagnétiques alimentés par une batterie électrique.

■ Le brevet du téléphone

Au cours du mois de septembre 1875, alors qu'il se repose au Canada afin de laisser tomber la fatigue nerveuse que ses recherches lui procurent, Bell commence la rédaction d'une demande de brevet pour un télégraphe parlant, ou

encore téléphone. De retour à Boston en octobre, Bell n'en continue pas moins son travail sur ses appareils avant de déposer une demande de brevet au bureau de Washington dans la matinée du 14 février 1876. Gray, son principal concurrent, ne déposera un brevet similaire que quelques heures plus tard. Ce simple retard permettra à Bell d'obtenir les droits sur cette invention par la validation de son brevet le 7 mars, sous le numéro 174465. Ce n'est cependant que le 10 mars 1876 que Bell peut enfin transmettre à distance cette phrase maintenant historique "Monsieur Watson, veuillez venir dans mon bureau je vous prie".

■ Les démonstrations publiques

Bell n'a de cesse de faire connaître son invention dès lors qu'il en détient les brevets. C'est au cours de l'exposition de Philadelphie de 1876 qu'il rencontre William Thomson (1824-1907), lequel plaidera pour Bell et contribuera à ce qu'il obtienne le bénéfice du prix Volta, fondé par Bonaparte en 1802 pour "encourager quiconque fera faire à l'électricité et au galvanisme un pas comparable à celui qu'ont fait faire à ces sciences Franklin et Volta".

En 1877, Gaston Tissandier, alors rédacteur en chef de la revue des sciences *La Nature*, commente l'essai de transmission effectué le 26 novembre 1876, sur une ligne télégraphique de la Western Railroad Compagny, entre Boston et Salem comme suit : "La première figure montre l'amphithéâtre de Salem, où le professeur Bell exposa récemment son invention devant un nombreux auditoire. Le téléphone est placé devant les spectateurs : à un moment donné, M. Bell s'approche de l'ouverture de l'appareil. Il parle à haute voix. Dans l'intérieur de la boîte, comme on l'a dit ici même, une membrane de fer doux entre en vibration devant un électroaimant ; elle induit ainsi une série de courants magnétoélectriques dans l'hélice qui l'enveloppe, et ces courants sont transmis au loin par les fils conducteurs. Ces fils, lors de l'expérience que nous reproduisons, aboutissaient à Boston, à 22 km de distance ; ils se rattachaient au récepteur que l'on voit enveloppé dans sa gaine sur la figure 2. Un des assistants s'approche du tube, au fond duquel les vibrations correspondant à celles du fer doux de Salem, sont imprimées à une armature de fer, qui donne naissance à des ondes sonores reproduisant les mots articulés à la station de départ..."

Cette communication n'est pas simultanée puisqu'une opératrice se tient à proximité de l'estrade pour prévenir du début de l'expérience, mais tous les éléments nécessaires à l'exploitation du téléphone sont désormais réunis.