

PETITE HISTOIRE DE L'ATOME

(7e partie)

La découverte de la fission de l'atome, en décembre 1938, à l'institut Kaiser Wilhem de Berlin, ainsi que celles qui suivirent amenèrent certains chercheurs à la conclusion qu'une énergie colossale pouvait être déployée à des fins pacifiques ou militaires sous la forme d'une bombe d'une puissance encore inconnue.

De nombreux chercheurs quittèrent l'Italie ou l'Allemagne, fuyant la montée du nazisme et de l'antisémitisme qui s'étendit suite à la nouvelle législation de discrimination raciale introduite par l'alliance formée entre Mussolini et Hitler. Parmi eux, certains prirent rapidement conscience du danger que pouvait représenter la fabrication d'une arme atomique et entreprirent des démarches visant à en informer les diverses instances scientifiques, politiques et militaires.

Léo Szilard, d'origine hongroise, fit ses études au Technische Hochschule (Institut technique) de Berlin. La thèse qu'il présenta, dont le thème était le deuxième principe de la thermodynamique, ayant retenu l'attention d'Albert Einstein, il s'ensuivit une collaboration et des liens d'amitié entre les deux hommes. Réfugié aux Etats-Unis, Léo Szilard va s'attacher, dès 1939, à essayer de convaincre la communauté scientifique du danger potentiel que représentaient l'usage et la publication des travaux relatifs à l'utilisation de l'énergie nucléaire. Il adressera, le 2 janvier 1939, une lettre à Joliot Curie, lui faisant part de ses craintes de voir les travaux sur la



suite p 24

UNE MINUTERIE DE STATIONNEMENT

PAGE 3

Il n'existe rien de plus désagréable que de retrouver son véhicule avec un PV discrètement glissé sous l'essuie-glace pour cause de dépassement de durée de stationnement. Le montage proposé vous évitera ce genre de désagrément. Réglable par pas de 15 minutes, dans une plage pouvant aller jusqu'à deux heures, ce temporisateur vous rappellera à l'ordre par l'émission d'un signal sonore caractéristique.

I - COMMENT ÇA FONCTIONNE ?

(fig. 1 et 2)

a) Alimentation

La source d'énergie peut être soit une classique pile de 9V, soit une pile miniature de 12V que l'on trouve dans les magasins spécialisés en photographie. Dans le second cas, on gagne en encombrement, ce qui permet de diminuer d'autant les dimensions du boîtier dans lequel on logera le module.

La consommation est très faible: moins de trois milliampères, ce qui donne à la minuterie une très grande autonomie.

b) Base de temps

Le circuit intégré référencé IC₁ est un CD4060. Son brochage et son fonctionnement sont rappelés en figure 2. Il comporte un oscillateur interne dont la période dépend essentiellement des valeurs de l'ajustable A, du résistor R₄ et de la capacité C₂. A la suite, on trouve une succession en cascade de 14 bascules Flip-Flop. Il en résulte la constitution d'un compteur de 14 étages. Si la période de créneau disponible sur la sortie O₀ se caractérise par une valeur « t », celle que l'on relèvera sur Q₁₄ sera de:

$$t_{Q14} = 2^{14} \times t = 16384 \times t.$$

D'une façon générale, sur une sortie Q_i donnée, la période sera égale à:

$$t_{Qi} = 2^i \times t.$$

Pour des raisons que nous verrons au paragraphe suivant, il est nécessaire d'obtenir une période sur Q₁₄ de 15 minutes, soit 900 secondes. Dans ce cas, la période du signal relevé sur O₀ sera alors de:

$$\frac{900 \text{ s}}{16384} \approx 0,054 \text{ s}$$

soit environ 54 millisecondes.

suite p 3

N° 17 MARS 1995

SOMMAIRE

- 1 - PETITE HISTOIRE DE L'ATOME
- 2 - TECHNOLOGIE : LES DIODES EN ALIMENTATION
- 3 - UNE MINUTERIE DE STATIONNEMENT
- 4 - J'EXPERIMENTE : L'ELECTRICITE DYNAMIQUE
- 5 - QU'EST-CE QUE C'EST ? COMMENT ÇA MARCHE ? LES MODEMS
- 8 - PREAMPLIFICATEUR POUR MICRO
- 9 - LOGIQUE 17
- 12 - COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT
- 13 - LES « AOP »
- 16 - THERMOMETRE A VIN
- 18 - LES CALCULATRICES
- 20 - UN MANCHOT ELECTRONIQUE
- 21 - COMMENT CALCULER SES MONTAGES ?
- 23 - ABONNEMENTS

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au capital de 5 150 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40 Télex : 220 409 F
Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD
Comité de Direction :
Jean-Pierre VENTILLARD, Président
Jacqueline LEFÈVRE, Administrateur
Jean-Claude NOTTIN, Administrateur
Président-Directeur Général
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHERA
Comité de Rédaction :
R. KNOERR, G. ISABEL, P. RYTTER,
M. DELEPIERRE, A. BOUTEVILLE, A. SOROKINE
Maquette : R. MARAI
Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.84
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE, M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies, 75012 PARIS
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60
FAX : 42.41.89.40
Directeur général : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Pascal DECLERCK
Assisté de : Karine JEUFRUAULT
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Voir nos tarifs en dernière page
Préciser sur l'enveloppe
"SERVICE ABONNEMENTS" MENSUEL
Tél. : 44.84.85.16
Prix de vente au numéro : 15 F
Commission paritaire n° 74699
Membre inscrit à DIFFUSION CONTRÔLE (OJD)
Distribution : Transport Presse
I.S.S.N. : 1248 1154
« Loi n° 49-956 du 16 juillet 1949 sur les publications destinées à la jeunesse. » Mars 1995.



T 1767 - 17 - 15,00 F





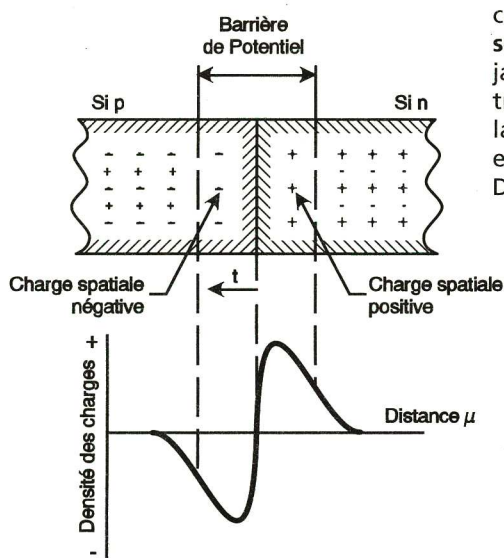
LES DIODES EN ALIMENTATION

Les diodes sont des composants constitués par une jonction P-N dans un cristal de silicium. Elles sont utilisées : en redressement du courant alternatif, en détection haute fréquence, en commutation, en régulation, en accord de circuits oscillants. C'est le premier point qui fait l'objet de cette étude.

PRINCIPE

La figure 1 montre le comportement d'une jonction P-N non reliée à un circuit extérieur. Les électrons libres de la région N diffusent dans la région P; les lacunes de la région P diffusent vers la région N où ils se recombinent. De ce fait, il reste des atomes ionisés, liés au réseau cristallin et qui ne peuvent se déplacer, ils forment une zone ionisée positive dans le cristal N et une zone ionisée négative dans le cristal P. Il en résulte une charge spatiale au niveau de la jonction qui fait apparaître un champ électrique e à cause interne qui s'oppose à la diffusion des lacunes vers la région N et des électrons libres vers la région P; il s'établit une barrière de potentiel qui bloque la jonction.

Dans la figure 2, la jonction a été réunie à une pile, le pôle plus à la zone P et le pôle moins à la zone N. La tension U de la pile crée un champ électrique E dans le sens du courant du plus vers le moins. Ce champ s'oppose à l'action du champ interne e . A partir d'une certaine tension, E devient plus grand que e , il permet à nouveau la diffusion des électrons et des lacunes. La barrière de potentiel est surmontée, un courant important prend naissance. On dit que la jonction est polarisée dans le sens passant.



Légende (pour les figures 1 à 3)

- Atomes négativement ionisés de la région p (fixes)
- + Atomes positivement ionisés de la région n (fixes)
- + Lacune (libre)
- Electron (libre)

Fig 1

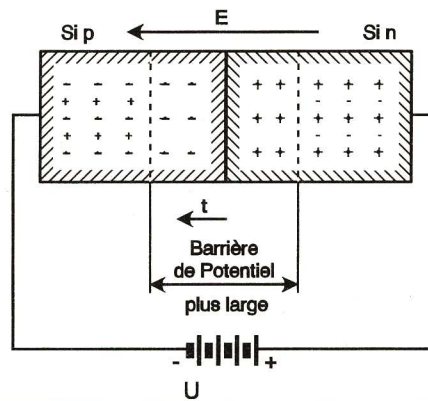
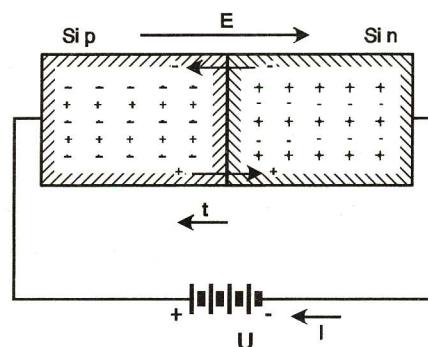


Fig 2

Jonction polarisée sans le sens passant.



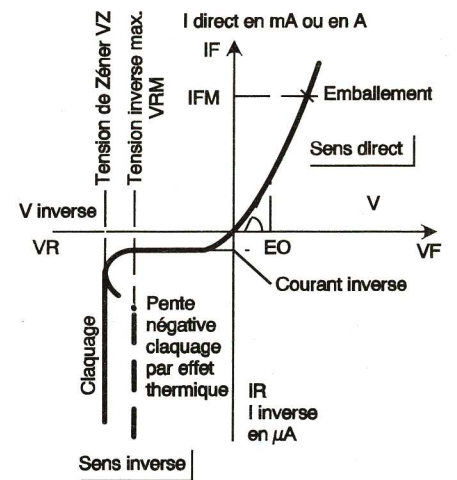
Jonction polarisée dans le sens bloqué.

Fig 3

Sur la figure 3, la pile est inversée, le pôle plus à la zone N et le pôle moins à la zone P. Le champ électrique E est orienté dans le même sens que le champ interne e ; il vient renforcer son action. La barrière de potentiel s'élargit. La jonction ne laisse pratiquement passer aucun courant, elle est polarisée dans le sens bloqué. Comme le cristal n'est jamais parfait, il reste quelques électrons dans la zone P et quelques lacunes dans la zone N, et ils sont entraînés par le champ électrique e . De plus, à la température de fonc-

tionnement, l'énergie thermique est suffisante pour faire passer quelques électrons de la bande de Valence à la bande de conduction. Ces deux causes créent le **courant inverse** dans une jonction bloquée. Il est très faible, cependant, il augmente avec la température.

Si le champ électrique E augmente de trop, il se produit le **claquage de la jonction** qui est détruite.



Caractéristique directe et inverse d'une diode. Fig 4

circuit. On note, tout d'abord, un coude qui détermine la tension de seuil E_0 (0,7 V pour le silicium). Puis, une grande zone linéaire qui est celle de l'utilisation normale dans laquelle la résistance directe est faible. Il ne faut jamais dépasser la valeur de l'intensité maximale I_{FM} , ce qui provoquerait la destruction de la jonction par emballement. Généralement, pour l'intensité directe nominale I_F de la diode, la chute de tension directe V_F est de l'ordre de 1 V, c'est un repère intéressant.

Caractéristique inverse

La jonction est polarisée en inverse, le courant inverse I_R est très faible. La courbe est linéaire, elle est utilisée pour le redressement jusqu'à la tension inverse maximale V_{RM} . Au-delà se trouve le coude de la caractéristique dû au claquage de la jonction. Si on ne dépasse pas la température maximale du silicium, ce claquage n'est pas destructif (175 °C) (effet Zener).

CARACTERISTIQUES

Les explications données, relatives au fonctionnement d'une jonction, permettent de tracer la courbe caractéristique d'une diode en la reliant successivement dans le sens passant, puis dans le sens bloqué (fig. 4).

Caractéristique directe

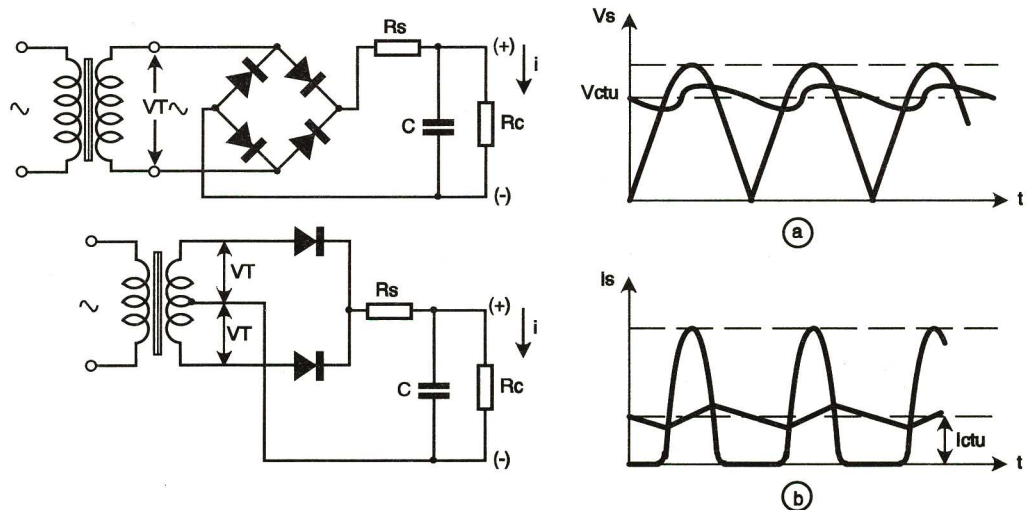
On applique une tension croissante aux bornes de la diode et on relève l'intensité correspondante dans le

REDRESSEMENT DU COURANT ALTERNATIF

Redressement mono-alternance sur charge résistive (fig. 5)

La figure montre l'élimination d'une alternance sur deux. Ce montage

suite page 7 →



Redressement deux alternances sur charge capacitive : a) tension, b) courant. Montage en pont et à prise médiane.

Fig 6

UNE MINUTERIE DE STATIONNEMENT

Les valeurs de R_4 , A et C_2 sont calculées en conséquence. En particulier, cette période peut être obtenue pour une position proche de la médiane du curseur de l'ajustable. Nous en reparlerons au paragraphe consacré au réglage.

Ce compteur CD 4060 ne peut fonctionner que si l'entrée RESET (broche 12) est soumise à l'état bas, ce qui est le cas grâce au résistor R_5 . Au moment de la fermeture de l'interrupteur I , la capacité C_4 se charge à travers R_5 . Il en résulte une brève impulsion positive sur l'entrée « RESET », ce qui remet toutes les sorties des étages binaires à l'état bas : c'est l'initialisation automatique du compteur.

c) Comptage et programmation

Le circuit IC_2 est également un compteur. Il s'agit d'un CD 4017, un compteur-décodeur décimal qui a déjà fait l'objet de plusieurs descriptions dans notre journal. Dans le montage réalisé, l'entrée « CLOCK » est soumise à un état haut permanent. Le CD 4017 avance dans ce cas au rythme des fronts négatifs des créneaux délivrés par la sortie Q_{14} de IC_1 . Cette disposition permet d'obtenir le déplacement du niveau logique 1 de la sortie S_0 sur la sortie S_1 , au bout de 15 minutes de fonctionnement du minuteur. En effet, au moment de la mise sous tension, l'entrée RAZ de IC_2 reçoit la même impulsion d'initialisation que l'entrée RESET de IC_1 .

En fermant un interrupteur de rang « n » donné, parmi les huit que contient le boîtier « micro-switch », on obtient un état haut au point commun des contacts au bout de : 15 minutes x n.

Par exemple, si l'on ferme l'interrupteur 6, l'état haut apparaîtra après une temporisation de $15 \times 6 = 90$ minutes.

d) Signal sonore

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur. Tant que l'entrée de commande 6 est soumise à un état bas (grâce à R_6), le multivibrateur est bloqué. Sa sortie présente un état bas permanent. Dès que l'entrée 6 passe à un état haut, le système entre en oscillation. En particulier, il délivre sur la sortie des créneaux de forme carrée dont la période dépend de R_7 et de C_3 . Dans le cas présent, cette période est de l'ordre de 0,15 seconde. Les portes NAND III et IV constituent un second multivibrateur. A chaque fois que l'entrée 13 est soumise à un état haut, il délivre sur sa sortie des créneaux car-

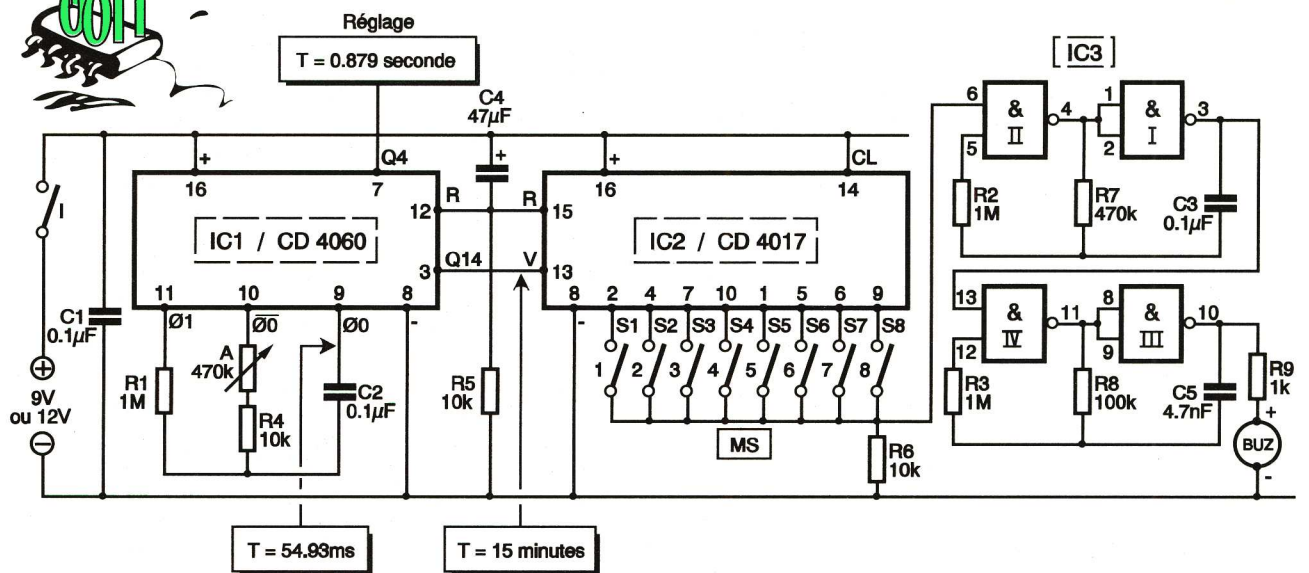


Fig 1

rés dont la période est déterminée par les valeurs de R_8 et de C_5 . Compte tenu de ces valeurs, la période du signal généré est de l'ordre de la milliseconde, ce qui correspond à une fréquence de 1 kHz. Il s'agit d'une fréquence musicale qui est restituée par un buzzer piézo-électrique miniature. Le son émis se caractérise par un discret mais très audible « bip-bip ». On l'arrêtera par l'ouverture de l'interrupteur de mise en service.

2 - LA REALISATION

a) Circuit imprimé et montage

La figure 3 reprend le circuit imprimé du montage. Il appelle peu de remarques. Quant à la figure 4, elle illustre l'implantation des com-

posants. Attention surtout à l'orientation des composants polarisés tels que les circuits intégrés, la capacité C_4 et le buzzer piézo-électrique.

b) Réglage

Pour obtenir la valeur adéquate de la période de la base de temps, la méthode consistant à tester la période de 15 minutes sur la sortie de Q_{14} est trop longue et trop fastidieuse.

Mieux vaut brancher un contrôleur sur la sortie Q_4 (broche 7) pour laquelle la période est de 0,879 seconde. En comptant dix battements consécutifs de l'aiguille, on arrive facilement au réglage souhaité. Cette dernière augmente si l'on tourne le curseur de l'ajustable dans le sens anti-horaire.

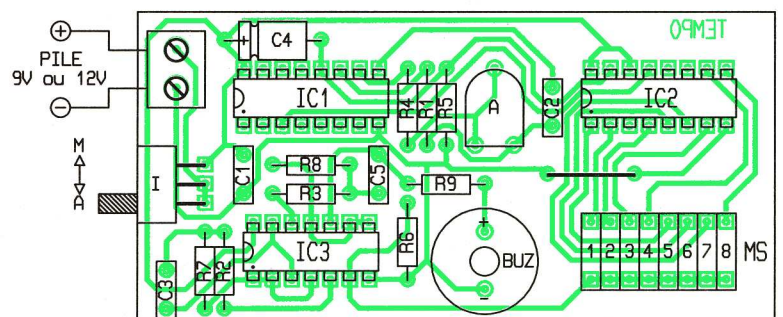


Fig 4

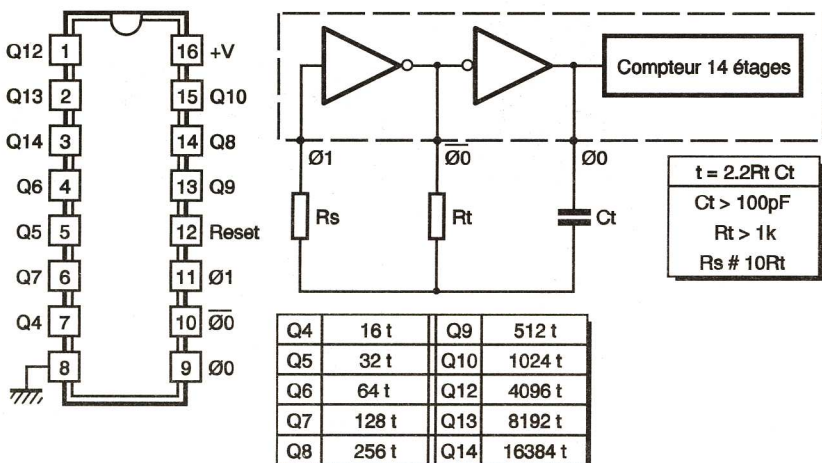
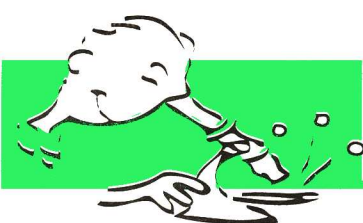


Fig 2

NOMENCLATURE

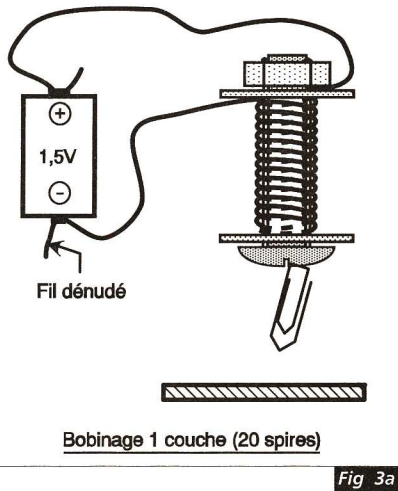
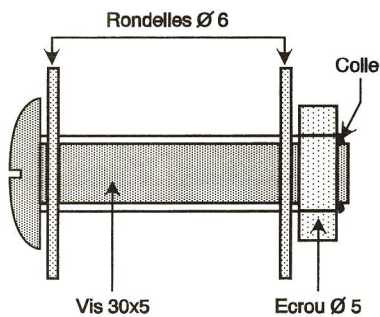
- 1 strap
- R_1 à R_3 : 3 x 1 M Ω (marron, noir, vert)
- R_4 à R_6 : 3 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_7 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
- R_8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R_9 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- A : ajustable 470 k Ω
- Buzzer piézo-électrique miniature
- C_1 à C_3 : 3 x 0,1 μ F milfeuill
- C_4 : 47 μ F/16 V électrolytique
- C_5 : 4,7 nF milfeuill
- IC_1 : CD 4060 (compteur binaire 14 étages avec oscillateur)
- IC_2 : CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
- IC_3 : CD 4011 (4 portes NAND)
- 1 support 14 broches
- 2 supports 16 broches
- I : inverseur monopolaire à glissière
- Bornier soudable 2 plots
- MS : micro-switch 8 interrupteurs



L'ELECTRICITE DYNAMIQUE (suite)

Le 18 septembre 1820, Ampère communiquait à l'Académie des Sciences sa découverte de l'action mutuelle exercée par deux courants (voir le « J'expérimente » précédent).

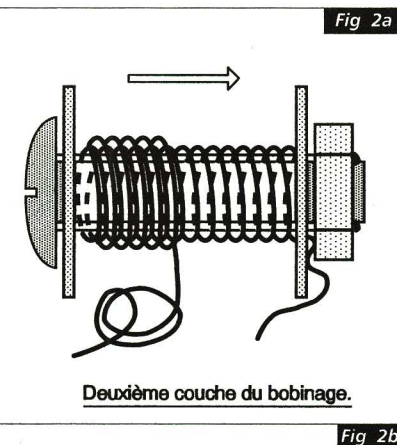
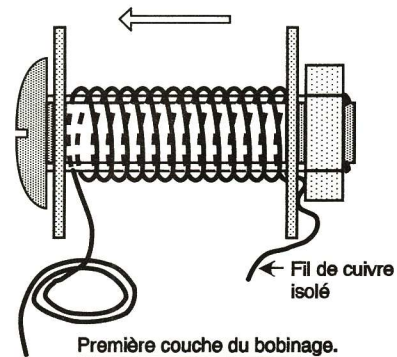
Le physicien français Arago, qui avait assisté à l'expérience d'Ørsted reproduite dans le laboratoire de M. de La Rive, observa, en procédant à une nouvelle vérification, que le fil conjonctif de la pile attirait la limaille de fer.



s'aimantait fortement et que les pôles étaient créés conformément aux déductions fondées sur la théorie d'Ampère. Cette expérience permit de confirmer le fait que l'action d'un courant circulant en spirale autour d'un morceau d'acier ou de fer doux engendre des effets analogues à ceux produits par un aimant, avec cependant une différence qui aura des implications encore inimaginables pour l'époque : l'aimantation du fer doux disparaît lorsque le courant ne circule plus alors qu'elle persiste pour le fer.

Cette constatation l'amena à penser qu'en circulant un courant créait un certain magnétisme dans le fer doux. Se munissant d'une aiguille à coudre en acier, il parvint à l'aimanter. Celle-ci conserva son aimantation même après que le courant électrique ait cessé de circuler. Arago communiqua sa découverte à l'Académie des Sciences le 25 septembre 1820, soit cinq jours seulement après qu'elle fut consignée dans les procès-verbaux des séances du bureau des longitudes.

Ampère, dont la théorie se fondait sur l'analogie entre solénoïdes et aimants, proposa à Arago d'enrouler le fil conducteur en hélice autour de l'aiguille en acier afin d'obtenir le maximum d'action. Procédant ensemble à l'expérience, ils purent observer que l'aiguille



NOS EXPERIENCES

Afin de réaliser ces expériences sur l'électro-magnétisme, commencez par préparer le corps de la bobine. Placez les deux rondelles sur la vis puis fixez l'écrou avec un point de colle à métaux (fig. 1).

PREMIERE EXPERIENCE

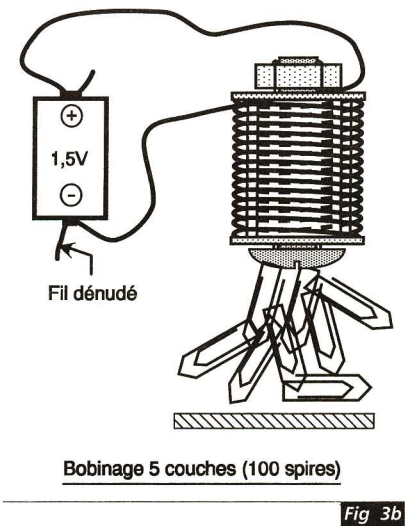
Faites glisser sur 20 cm une extrémité du fil électrique dans l'espace laissé au centre de la rondelle à côté de l'écrou. Enroulez le fil situé du côté de la vis en formant des spires jointives sur la longueur située entre les deux rondelles (fig. 2a) puis enroulez de l'adhésif autour de ce bobinage afin qu'il ne puisse être défilé. Dénudez l'extrémité des deux fils sur 1 cm puis préparez une dizaine d'attache-lettres et la pile ronde de 1,5V. Une fois connecté à la pile (fig. 3a), vous pourrez constater que votre électroaimant attire les trombones. Combien restent attirés et collés sur la vis si vous levez l'électroaimant ? Retirez l'adhésif puis reprenez le

bobinage en enroulant le fil toujours en spires jointives, comme indiqué sur la figure 2b. Vous devez enrouler le fil en effectuant ces aller et retour au moins cinq fois pour obtenir cinq couches de 20 spires chacune environ (plus, si vous le pouvez).

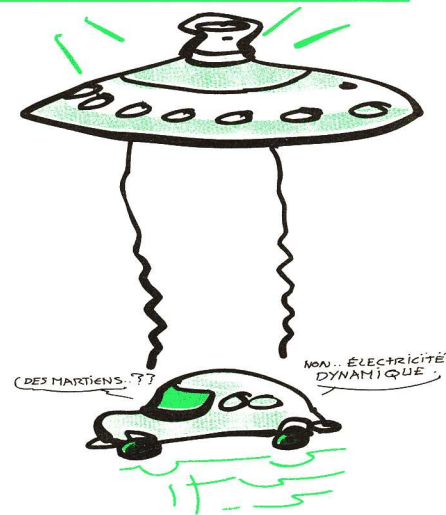
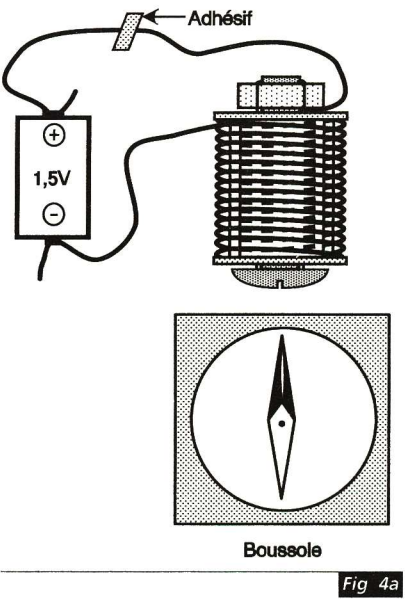
En reprenant les extrémités dénudées des fils que vous connectez au plus et au moins de la pile, approchez l'électro-aimant des trombones puis soulevez (fig. 3b). Combien de trombones soulevez-vous ?

DEUXIEME EXPERIENCE

Si vous avez procédé à l'expérience précédente, approchez votre électroaimant (débranché) d'une boussole. Son aiguille doit réagir à



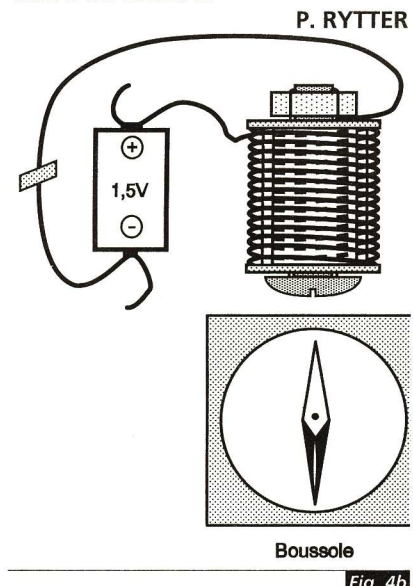
la présence de la vis en acier car celle-ci conserve l'aimantation générée par le courant. Posez ensuite la bobine à une



dizaine de centimètres de la boussole. Collez un morceau d'adhésif autour de l'un des fils puis effectuez le branchement sur la pile (fig. 4a). L'aiguille de la boussole va alors s'orienter en direction de la boussole. Notez la direction indiquée par la boussole (Nord ou Sud) puis inversez les fils sur la pile (fig. 4b). Quel est le pôle indiqué par la boussole ?

LES CONSTATS

En circulant autour du fer de notre vis, le courant a créé une aimantation. Celle-ci devient plus importante si l'on multiplie les couches de conducteurs dans lesquelles circule un courant. Notre vis conserve une aimantation après que la pile soit débranchée. De plus, notre électroaimant possède des pôles qui s'inversent si l'on inverse le sens de circulation du courant.



NOMENCLATURE

- 10 m de fil rigide de câblage isolé
- 1 vis (tête arrondie) de 30 mm de long, Ø 5 mm
- 1 écrou Ø 5 mm
- 2 rondelles Ø 6 mm
- 1 pile ronde de 1,5 V
- Des trombones
- Une boussole
- De la colle à métaux (à utiliser avec précautions).



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

LES MODEMS

L'échange d'informations entre micro-ordinateurs peut s'effectuer simplement en recopiant les données sur une ou plusieurs disquettes, qu'il suffira ensuite de lire sur d'autres machines. Cette méthode a cependant ses limites lorsqu'il s'agit d'effectuer des transferts sur des machines géographiquement très éloignées ou lorsque les échanges sont impérativement fréquents et rapides. Il est en effet inconcevable de demander l'envoi d'une disquette sur laquelle serait inscrit le numéro de téléphone recherché dans l'annuaire électronique car cette information n'est utile que parce que nous souhaitons téléphoner dans les minutes qui suivent.

LE PRINCIPE

L'exemple de l'annuaire électronique n'est pas fortuit car le Minitel que nous utilisons n'est rien d'autre qu'un terminal de visualisation des données archivées par un système informatique composé d'ordinateurs de grande puissance. Outre l'écran et le clavier, notre Minitel possède un modem dont le rôle consiste à envoyer notre interrogation vers le système puis à recevoir la réponse.

Afin que ces données puissent circuler sur le réseau téléphonique, les suites de 0 et 1 qui correspondent au langage binaire (qui est le seul reconnu par nos ordinateurs) sont transformées en signaux sonores. De tels signaux sont générés grâce à des ondes dont les fréquences sont audibles.

Puisque les échanges, tout comme les conversations, ne s'effectuent pas à sens unique, il faut émettre ET recevoir. Un modem va donc transformer les

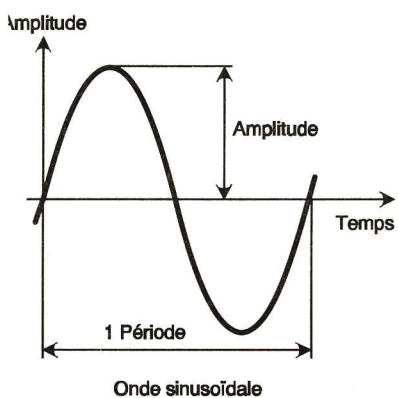


Fig 2

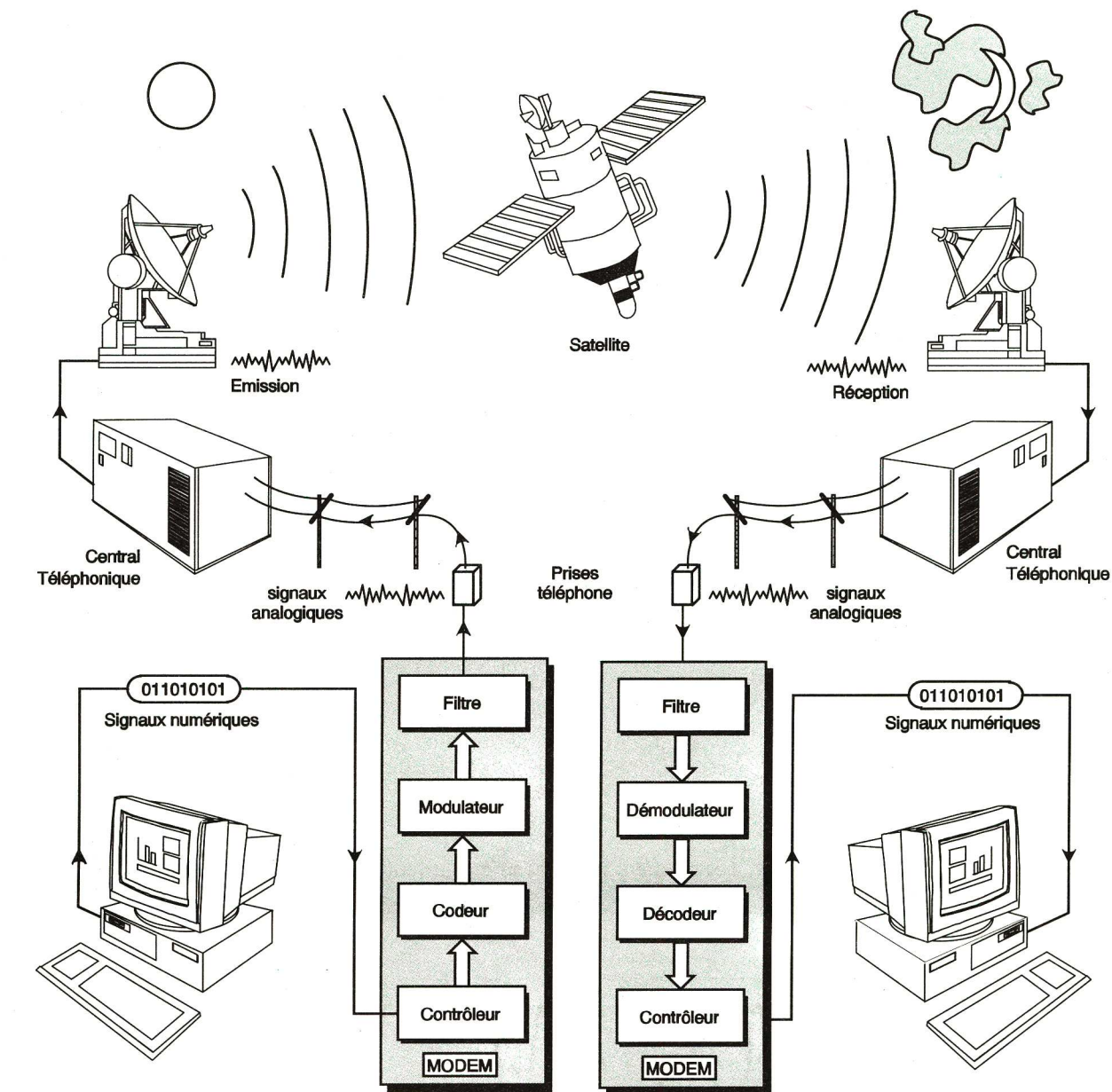


Fig 1

signaux binaires en signaux sonores (la MODulation) ou donner les valeurs binaires correspondant aux modulations qu'il reçoit (la DEModulation).

A QUEL VITESSE ?

La vitesse de transmission des données s'exprime en bauds ou en bps, ce qui correspond au nombre de bits transmis par seconde. Les vitesses d'émission et de réception peuvent être différentes, comme pour le Minitel (75 et 1200 bauds), mais elles sont généralement égales.

LES PROTOCOLES

Les ordinateurs font transiter les données sur les ports de communication série appelés COM n, n étant le numéro du port sélectionné. Puisque les 0 et les 1 sont transmis successivement et non pas sous la forme de mots complets, il s'avère

nécessaire de définir les modalités de cette transmission afin qu'un ordinateur situé à l'autre extrémité de la planète puisse reconstruire les mots sans difficulté.

Sera donc défini le nombre total de bits nécessaires à la transmission d'un mot ainsi que leur rôle respectif. C'est ainsi qu'un mot de 7 bits de données comme 1001011 est généralement encadré par un bit de départ et un bit de fin auxquels s'ajoute le bit de parité. Le rôle des deux premiers consiste évidemment à préciser le début et la fin de la transmission d'un mot, le bit de parité permettant quant à lui de

contrôler si le mot reçu correspond au mot envoyé : si le bit de parité correspond à un nombre pair de 1 transmis alors qu'on en compte un nombre impair en réception, c'est qu'il y a erreur de transmission.

LES NORMES

Les protocoles normalisés utilisés à l'échelle mondiale respectent les avis du CCITT. Ils définissent le nombre de bits envoyés par seconde (bps) et portent des noms barbares comme V21 (300 bps), V22 (1200

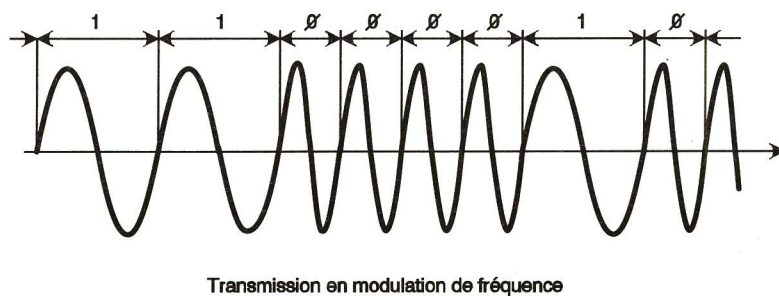
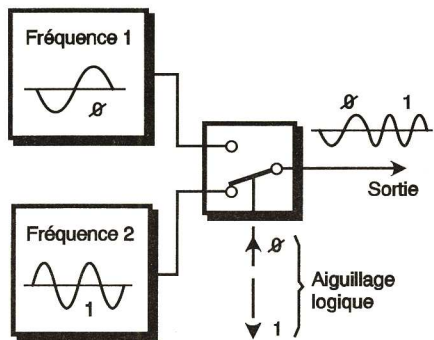


Fig 3



Modulateur pour transmission en modulation de fréquence

Fig 4

bps), V22 bis (2 400 bps), V23 (1 200/75), V32 (9 600 bps) ou encore V32 bis (14 400 bps).

Un modem ne travaillant jamais seul mais en liaison avec un micro-ordinateur, il est nécessaire que ce dernier puisse le configurer.

Cette phase de configuration consiste à définir la manière dont

clairement, ce qui évite d'avoir à se plonger dans le descriptif de chaque commande.

Un modem se chargeant d'effectuer une connexion automatique (il appelle le correspondant puis attend que ce dernier décroche pour entamer le dialogue), des paramètres comme le nombre de sonneries à attendre sont définis par la commande $ATS0 = n$, avec n le nombre de sonneries.

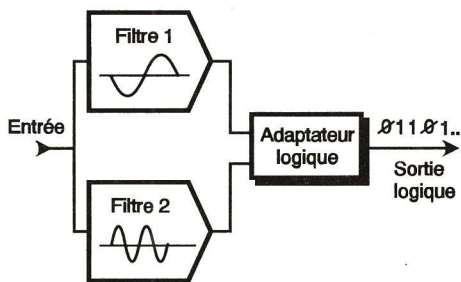
S0 est le premier des registres du modem qui sont numérotés de S0 à S202, la commande AT signifiant qu'il faut réinitialiser les registres avec les valeurs qui viennent remplacer les valeurs par défaut chargées à la mise sous tension.

Détecter un appel, la tonalité, occupé, ou prévoir un réappel automatique toutes les n secondes sont autant de paramètres qui ajoutent un confort d'utilisation.

■ QUEL MODEM ?

Les modems se sont diversifiés et ont évolué avec le développement des techniques de communication. Un bon modem peut maintenant être configuré afin de permettre un accès aux réseaux les plus divers ou encore transformer notre micro-ordinateur en Minitel, envoyer des fax, etc.

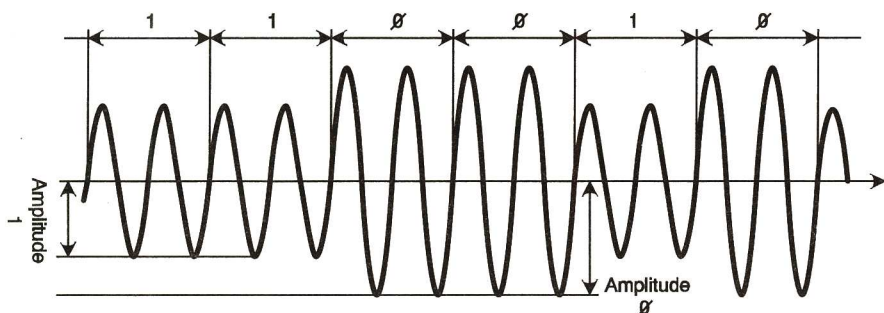
Les modems internes se présentent



Démodulateur à Filtres

Fig 5

doit fonctionner le modem afin qu'il soit en accord avec son homologue



Transmission en modulation d'amplitude

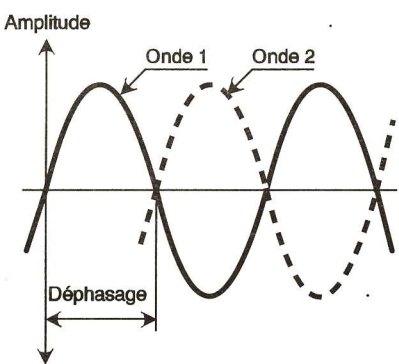
Fig 6

situé à l'autre bout du fil. On utilise pour cela les commandes Hayes (du nom de la société qui fut à la pointe en matière de modems), directement ou par l'intermédiaire d'un programme de configuration qui se charge pour nous de traduire nos choix en commandes Hayes. Cette façon de procéder est bien entendu privilégiée car elle exprime les choix

sous la forme d'une carte fixée dans l'un des connecteurs du micro-ordinateur. Ce système permet un gain de place, diminue le nombre de câbles qui encombrant la face arrière de la machine et libère un port série. ce système convient parfaitement si on n'utilise qu'une seule machine.

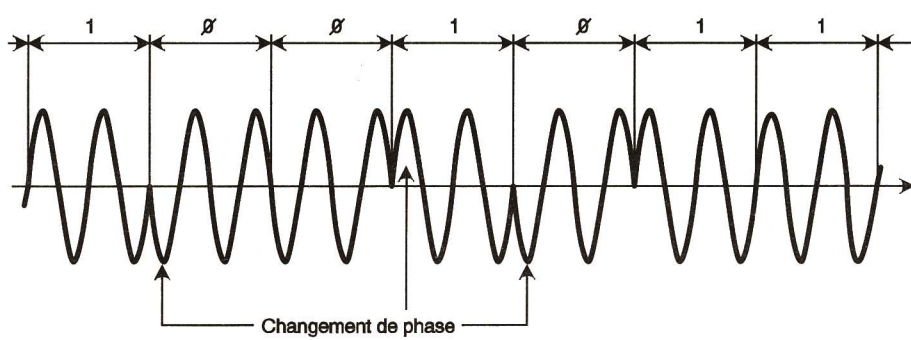
Les modems externes, destinés à des machines nomades comme les portables ou des ensembles de machines entre lesquelles il faudra effectuer des connexions, présentent les mêmes caractéristiques que les modems internes. Ils sont reliés au port de communication série et permettent pour certains de visualiser son état au cours d'un échange de données.

Les modems acoustiques, qui se présentent sous la forme d'un boîtier externe comportant une paire de supports sur lesquels viennent se



Déphasage de 2 ondes

Fig 7



Transmission en modulation de phase

Fig 8

placer l'écouteur et le micro du téléphone, ne sont plus utilisés en raison de leur lenteur (300 bauds).

mot en cas de détection d'erreur. Les signaux numériques sont ensuite récupérés par le micro-ordinateur après leur passage par le contrôleur.

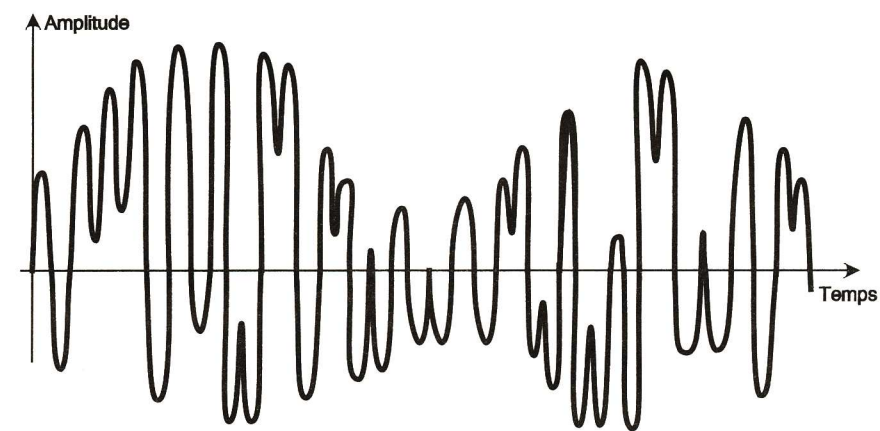
■ FONCTIONNEMENT

Les informations échangées entre deux modems parcourent parfois des distances assez considérables (fig. 1). Indépendamment du trajet, leur fonctionnement se décompose comme suit en émission et en réception :

Le micro-ordinateur envoie ses données sous une forme binaire vers le

■ TYPES DE TRANSMISSION

Une onde sinusoïdale dont l'origine correspond à une amplitude égale à zéro va se développer dans le temps en passant successivement par son maximum puis son minimum (fig. 2). La fréquence d'un signal



Transmission par modulation d'amplitude et changement de phase.

Fig 9

contrôleur de l'interface série sur laquelle est connecté le modem. En fonction de la configuration chargée grâce aux commandes Hayes, les mots binaires sont codés, ce qui signifie qu'on leur ajoute les bits de début et de fin ainsi que l'éventuel bit de parité.

périodique est donnée par la relation : $F = 1/T$.

En clair, la fréquence est égale à 1 que divise le nombre de périodes vues pendant une seconde.

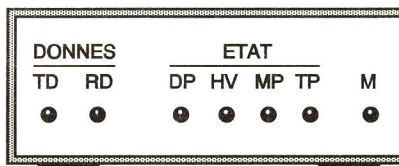
Chaque bit est modulé avant d'être envoyé sur le réseau téléphonique sur lequel il pourra circuler comme une conversation téléphonique normale.

La modulation consiste à modifier l'onde porteuse en fonction des données à véhiculer, le problème étant de véhiculer un maximum d'informations en un minimum de temps.

Avant d'être démodulé, le signal va être filtré afin d'éliminer les parasites ou les échos que génèrent des communications longue distance. Si le protocole de réception correspond au protocole d'émission, les signaux sont décodés avec une éventuelle demande de ré-émission du

a) La modulation de fréquence

Pour transmettre des données en modulation de fréquence, on utilise deux fréquences distinctes qui correspondent respectivement au 0 et au 1 (figure 3). Sur la figure 4 est schématisé ce type de modulateur : la fréquence 1 ou la fréquence 2 sont injectées sur la ligne en fonction de la valeur de l'aiguillage logique.



Les voyants d'un modem externe

Fig 10

Le démodulateur (schématisé sur la fig. 5) reçoit les signaux modulés. En fonction du filtre actif lors de la réception du signal, c'est une valeur 0 ou 1 qui sera transmise par l'adaptateur logique.

b) La modulation d'amplitude

Par ce procédé, il suffit de faire varier l'amplitude entre deux valeurs correspondant au 0 et au 1 (fig. 6).

c) La modulation de phase

Déphaser deux ondes consiste à déplacer dans le temps l'origine de l'une par rapport à l'autre (fig. 7). Dans ce type de transmission, ce sont les changements de phase qui marquent la valeur de chaque bit.

d) La modulation d'amplitude et de phase

Ce type de modulation permet d'augmenter le nombre de bits transmis car c'est au sein même de l'enveloppe de l'onde que sont opérées les modulations d'amplitude et de phase (fig. 9). On arrive alors à des vitesses de 28 800 bits par seconde.



Modem externe supportant les grandes vitesses de communication.

Fig 11

si les conversations sont véhiculées sous une forme numérique et non plus analogique, il n'est pas nécessaire de traduire les données informatiques avant de les faire circuler sur la ligne. Les vitesses de transmission sur ce réseau sont de l'ordre de 57 000 bauds, et plus en multipliant les accès aux lignes (transmission en parallèle).

P. RYTTER



ET SANS MODEM ?

Le Réseau Numérique à Intégration de Service (RNIS) qui constitue le réseau téléphonique de demain permet de se passer du modem puisque,

LES DIODES EN ALIMENTATION (suite de la page 4) ▼

très simple est cependant le moins intéressant du point de vue rendement et filtrage. Il n'est utilisé que pour des alimentations de très faible puissance. Le rendement de ce redresseur est de 28,3 % et le taux d'ondulation de 121 %.

Redressement deux alternances sur charge capacitive (fig. 6)

Deux montage existent :

– le montage en pont avec quatre diodes, qui est le plus adopté pour les alimentations classiques, surtout avec un pont de diodes surmoulé économique ;

– le montage à pont milieu avec deux diodes et un transformateur à double secondaire plus lourd. Il est plus cher que le pont de diodes et moins utilisé.

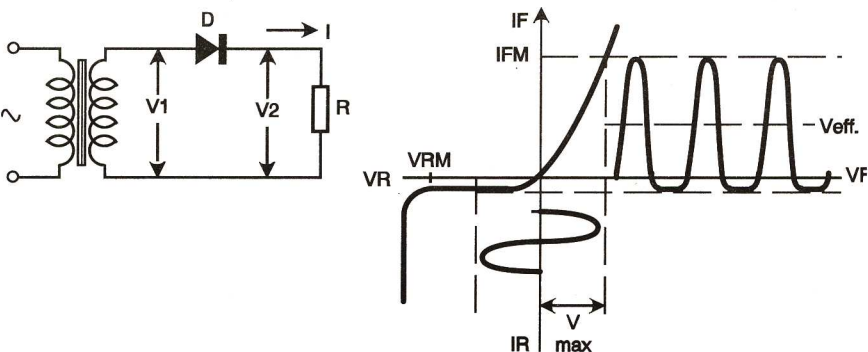
Les caractéristiques de ces deux montages sont pratiquement identiques, avec un petit plus pour le montage en pont dont le rendement atteint 90 %. Le taux d'ondu-

lation est de 48 %, il dépend de la valeur de la capacité de filtre.

En charge capacitive, le condensateur C est placé aux bornes de la charge R. Il se charge à la tension de crête V_T de l'alternance positive. Dès que cette tension tombe au-dessous de la valeur de crête, la polarisation du redresseur s'annule. Il se bloque et le condensateur C se décharge dans R jusqu'au moment où la tension d'entrée excède à nouveau la tension aux bornes du condensateur C. Le redresseur est polarisé dans le sens direct, le condensateur se recharge et le cycle recommence.

Le taux d'ondulation est fonction de la valeur de C en fonction du courant dans R et de la fréquence. C'est pourquoi il est beaucoup plus faible dans le montage à deux alternances, où $f = 100$ Hz, à la place de 50 Hz en mono-alternance, toutes choses égales par ailleurs. La figure 6 donne les formes d'ondes en tension (a) et en courant (b).

R. BESSON



Redressement du courant alternatif sur une charge résistive.

Fig 5

TEXAS INSTRUMENTS

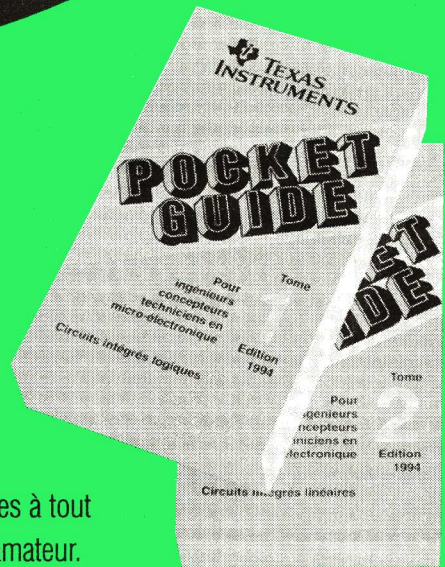
NOS PUCES S'EXPRIMENT EN FRANÇAIS

Texas Instruments propose une gamme d'ouvrages techniques en français :

Guides de poche :

- Circuits intégrés logiques.
- Circuits intégrés analogiques.

Ces 2 guides sont indispensables à tout électronicien professionnel ou amateur.



Circuits Linéaires et d'interface - Applications :

Cette collection de 3 volumes a été rédigée par les experts en la matière que sont les ingénieurs des laboratoires de recherche de Texas Instruments.

Volume 1 : Il traite des amplificateurs opérationnels, comparateurs, régulateurs de tension des alimentations à découpage, etc...

Volume 2 : Cet ouvrage décrit des applications liées aux commandes d'affichage, aux circuits de lignes et aux transmissions de données.

Volume 3 : Ce 3^{ème} volume traite, plus particulièrement, des circuits d'acquisition de données, des commandes de périphériques, et des composants à effet Hall.

Guide de conception des circuits linéaires et d'interface :

Cet ouvrage a pour objectif d'expliquer les avantages des différents composants et de leur technologie, ainsi que de mettre en évidence les précautions nécessaires à prendre pour assurer leur bon fonctionnement.

Pour plus d'informations, merci de retourner ce coupon à :

Texas Instruments
Librairie Technique MS83
BP 5 - 06271 Villeneuve-Loubet cedex

Nom _____

Fonction _____

Société _____

Adresse _____

Code Postal _____ Ville _____

UNE PREAMPLIFICATEUR POUR MICRO ET INSTRUMENTS

Les chaînes haute fidélité possèdent des entrées destinées à recevoir des sources auxiliaires, mais elles ne sont généralement pas adaptées aux micros ou instruments de musique tels que guitare.

L'amplificateur des chaînes actuelles est généralement bien fourni en entrées. Il est le plus souvent possible de raccorder simultanément un tuner, deux magnétophones à cassette, un lecteur de CD, voire le son issu d'un magnéscope, du téléviseur ou d'un lecteur de vidéodisque. Cependant, toutes ces entrées sont conçues pour traiter un signal dit « haut niveau », c'est-à-dire dont la tension atteint plusieurs centaines de millivolts. Typiquement, les niveaux électriques appliqués sur ces fiches sont compris entre 250 mV et 750 mV. La tension du signal électrique, en revanche, est de l'ordre de 2,5 mV. Si ce signal est directement appliqué à l'amplificateur, il est évident que la puissance délivrée par les haut-parleurs reste très faible. Seule l'une des entrées possède une sensibilité compatible avec ces faibles tensions. Il s'agit de l'entrée tourne-disque destinée aux platines de lecture des disques. Cependant, si sur cette entrée la compatibilité de niveau est assurée, elle est équipée d'un filtre dit RIAA. La présence de ce filtre est indispensable en raison de la technique d'enregistrement des disques. En effet, sur ce

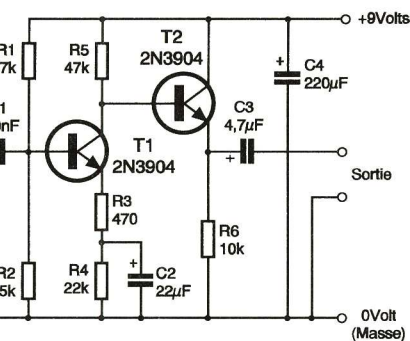
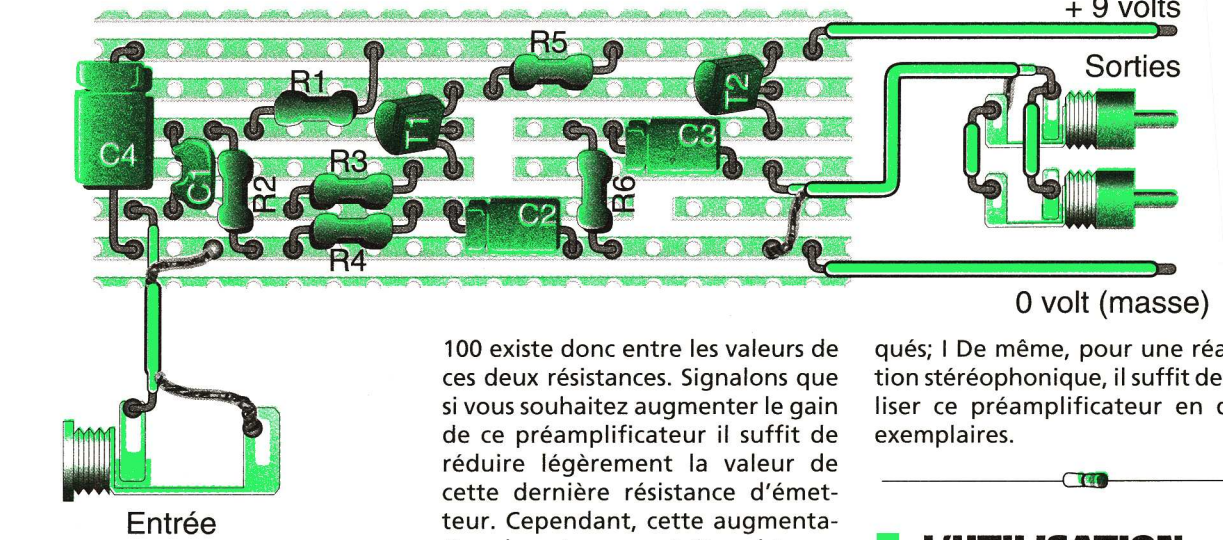


Schéma de principe

Fig 1

support, toutes les fréquences du son ne sont pas enregistrées avec la même amplitude. Dans la pratique, le niveau des graves est très atténué par rapport aux autres fréquences. A la lecture, il faut donc « rééquilibrer » le niveau de chaque fréquence de manière à retrouver le son d'origine. Le signal issu d'un micro, ou d'un instrument, ne comporte pas cette modification des fré-

quences. L'utilisation de cette entrée, dans notre cas, ne donnerait, encore une fois, que des résultats décevants. La seule solution, pour obtenir un résultat satisfaisant, est d'adapter le niveau du signal d'origine à celui qu'attend l'amplificateur. C'est le but de notre montage.

Pour nous, électroniciens, le problème est relativement simple. Il faut transformer un signal de 2,5 mV en un signal de 250 mV. Bref, il faut multiplier son amplitude par un facteur 100 ou, autrement dit, l'amplifier 100 fois. C'est ce que nous allons faire à l'aide de deux transistors. Chacun d'entre eux a, dans notre montage, une fonction bien précise. Le premier se charge de l'amplification en tension, le second fait office d'adaptateur d'impédance de manière que le gain de notre préamplificateur soit constant, quelle que soit l'impédance d'entrée de l'amplificateur de la chaîne haute fidélité.

UN TRANSISTOR POUR LE GAIN...

Pour obtenir un gain important, le premier transistor est monté en charges réparties, c'est-à-dire qu'aucune de ses broches n'est directement reliée à l'alimentation. Son émetteur est connecté à deux résistances montées en série dont l'une d'entre elles est « court-circuitée » par un condensateur. C'est grâce à ce découplage que le gain est obtenu. En effet, le facteur d'amplification de l'étage ainsi réalisé est égal au rapport entre la valeur de la résistance de collecteur du transistor et celle de la résistance, non découplée, de l'émetteur. Un rapport de

100 existe donc entre les valeurs de ces deux résistances. Signalons que si vous souhaitez augmenter le gain de ce préamplificateur il suffit de réduire légèrement la valeur de cette dernière résistance d'émetteur. Cependant, cette augmentation de gain ne peut être obtenue indéfiniment et, surtout, bruit de fond et distorsion apparaissent rapidement.

... L'AUTRE POUR L'IMPEDANCE

Le second transistor n'apporte aucune amplification de la tension. En revanche, il permet de se libérer de l'impédance de sortie élevée du premier étage d'amplification. Ce transistor est câblé en collecteur commun, c'est-à-dire que son collecteur est directement connecté à l'alimentation. Cette configuration est typique des étages adaptateurs d'impédance.

LE CABLAGE

Pour tailler la plaquette aux cotes du montage, il suffit de marquer, à l'aide d'un cutter, la bande de trous où doit s'effectuer la coupe. Une flexion de la plaquette suffit alors pour assurer la découpe; la zone marquée se détache un peu comme un timbre poste. Ensuite, il faut reporter les interruptions de bande. Pour cela, un foret (5 à 8 mm de diamètre) est utilisé. Celui-ci est appliqué sur le trou où doit s'effectuer la coupe, côté bande conductrice, puis, en tournant à la main deux ou trois tours, le cuivre est retiré. Il faut veiller à ne pas trop appuyer et, une fois l'opération terminée, contrôler qu'aucun copeau ne vient établir de contact parasite entre deux bandes adjacentes. Il faut, ainsi, reporter l'ensemble des interruptions de bande. Un dessin de la plaquette, vue côté cuivre, est fourni à cet effet. La mise en place des composants ne doit pas poser de problème particulier. Pour le clip de la pile 9V, destinée à l'alimentation de cette réalisation, le fil rouge indique le +9V. Enfin, notre préamplificateur, tout comme un micro, est monophonique. Néanmoins, nous avons doublé sa fiche de sortie de manière que les deux canaux de l'amplificateur soient normalement atta-

qués; De même, pour une réalisation stéréophonique, il suffit de réaliser ce préamplificateur en deux exemplaires.

L'UTILISATION

Côté entrée, nous vous conseillons d'équiper ce préamplificateur d'une fiche Jack mono femelle d'un diamètre de 6 mm. Ce type de fiche est le plus fréquent tant sur le micro que sur les instruments de musique. Pour sa sortie, ce sont des fiches RCA mâles que nous vous conseillons. Ce sont les plus couramment employées sur les amplificateurs actuels. Nous n'avons pas représenté sur nos schémas de bouton arrêt-marche. Cependant, si vous désirez en équiper votre montage, il suffit de le monter en série sur le fil rouge du clip de pile.

A propos de l'alimentation, nous ne vous conseillons pas d'utiliser d'adaptateur secteur. D'une part, son utilisation ne se justifie pas en raison de la faible consommation du montage et, d'autre part, ces adaptateurs, du moins ceux à bon marché, ne possèdent pas un filtrage suffisant. Des ronflements risquent alors d'apparaître.

Pour terminer, signalons que si vous souhaitez réaliser ce montage en plusieurs exemplaires, pour une réalisation stéréo par exemple, il est parfaitement possible de les alimenter à partir de la même pile.

NOMENCLATURE

Préamplificateur
R₁, R₅ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₂ : 15 kΩ (brun, vert, orange)
R₃ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
R₄ : 22 kΩ (rouge, orange, orange)
R₆ : 10 kΩ (brun, noir, orange)

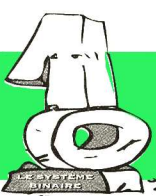
C₁ : 100 nF
C₂ : 22 μF 12 V
C₃ : 4,7 μF 12 V
C₄ : 220 μF 12 V

T₁ : 2N3904 ou équivalent
T₂ : 2N3904 ou équivalent

1 fiche Jack mono femelle, diamètre 6 mm
2 fiches RCA mâles
1 clip pour pile 9 V
Fil blindé

Répartition de la plaquette au pas de 2,54 mm

Fig 2



« Qui ne se sent point assez ferme de mémoire ne se doit pas mêler d'être menteur. »

Montaigne (Essais I-9)

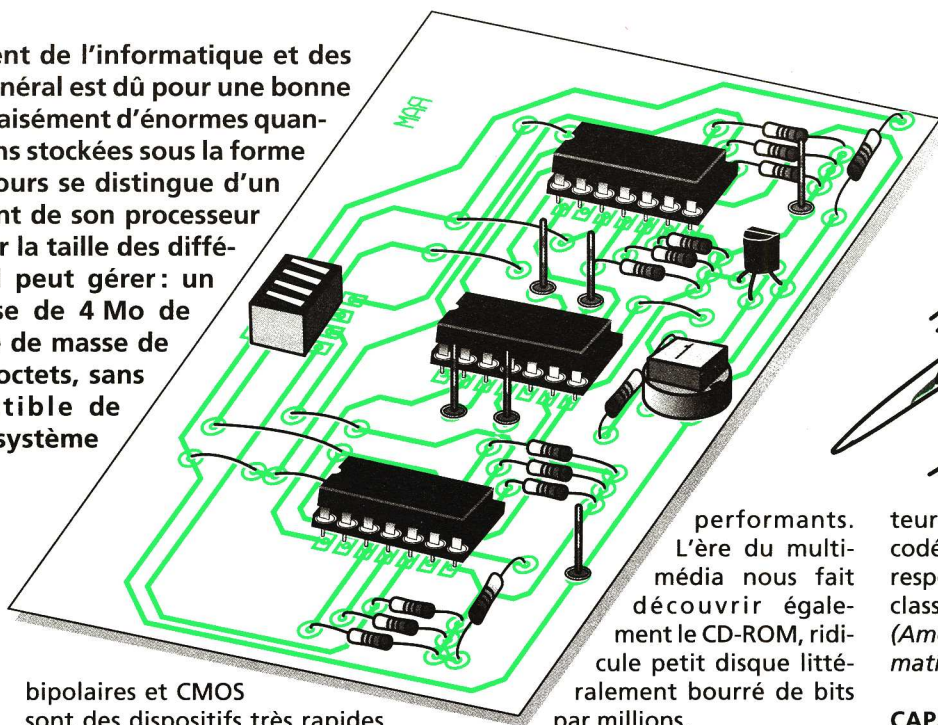
LOGIQUE 17

Le formidable développement de l'informatique et des systèmes numériques en général est dû pour une bonne part à leur aptitude à mémoriser aisément d'énormes quantités de données et d'informations stockées sous la forme binaire. Un ordinateur de nos jours se distingue d'un autre par la vitesse de traitement de son processeur (386, 486, Pentium) et encore par la taille des différentes zones de mémoire qu'il peut gérer : un modèle standard actuel dispose de 4 Mo de mémoire vive et d'une mémoire de masse de plusieurs centaines de méga-octets, sans compter une zone indestructible de mémoire morte nécessaire au système dès son initialisation.

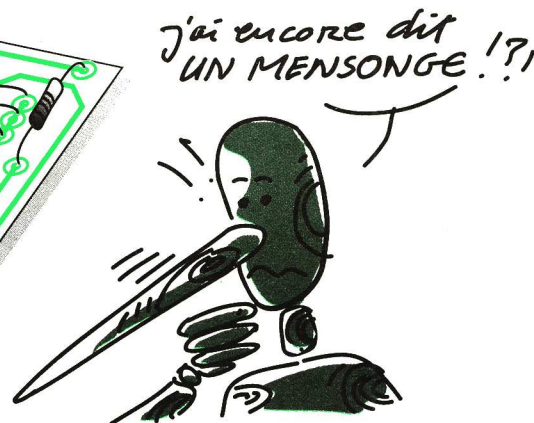
LA BASCULE, UNE MEMOIRE ELEMENTAIRE

Nous avons déjà eu l'occasion de traiter des bascules bistables et des registres, qui consistent en une association de bascules élémentaires, capables de mémoriser l'information binaire et de la restituer, même à long terme, à la condition que l'alimentation électrique soit préservée. La technologie LSI et VLSI (Very Large Scale Integration) autorise l'implantation sur une simple puce de CI d'un nombre très élevé de bas-

bipolaires et CMOS sont des dispositifs très rapides et peu gourmands en énergie. Personne n'utilise plus de nos jours les tores de ferrite qui exigeaient un volume important pour des capacités somme toute modestes, en proportion. Si l'ordinateur utilise très souvent la mémoire interne qui se doit d'être ultra-rapide, notamment lors de calculs nombreux et rapides, il lui



performants. L'ère du multi-média nous fait découvrir également le CD-ROM, ridicule petit disque littéralement bourré de bits par millions.



teur, chaque touche du clavier est codée sous la forme d'un octet, en respectant par exemple la valeur du classement alphanumérique ASCII (American Standard Code for Information Interchange).

CAPACITE: en parlant d'une mémoire, elle correspond au nombre de bits que l'on pourrait y mémoriser. Une mémoire de 4 096 mots de 8 bits représente une capacité de 32 768 bits.

Une précision s'impose à ce niveau : un « kilo » en informatique ne vaut pas 1 000, mais bel et bien 1 024, multiple de 2 comme on sait. Ainsi, notre mémoire précédente pourrait s'écrire : 4 K x 8 bits. De même, le méga-octet vaut exactement $1\ 024 \times 1\ 024 = 1\ 048\ 576$ octets. Cette unité est souvent utilisée pour apprécier la mémoire d'un disque dur de PC.

ADRESSE: la grande capacité de stockage des mémoires modernes nécessite, pour lire ou écrire le contenu d'un mot particulier, de connaître son adresse, c'est-à-dire son emplacement physique dans la mémoire. Elle peut s'exprimer par un nombre décimal ou plus simplement par son équivalent hexadécimal.

TEMPS D'ACCES: il caractérise la vitesse de fonctionnement du dispositif mémoire et en principe correspond à une opération de lecture. Dans une mémoire à accès sélectif, ce temps d'accès est le même quelle

DES MOTS, ENCORE DES MOTS

Voici quelques explications sur des termes se rapportant souvent aux diverses mémoires.

BIT: de l'anglais *Binary digit*. La mémoire élémentaire permet de stocker un seul bit, qui peut prendre la valeur 1 ou 0. Une simple bascule bistable est capable d'accomplir ce travail ; un condensateur chargé ou non peut également y pourvoir, ainsi qu'une zone aimantée sur une bande ou sur un support magnétique.

MOT: plusieurs cellules mémoire forment un groupe de bits que l'on appelle MOT ; un mot de 4 bits est disponible par exemple à la sortie d'une roue codeuse et peut prendre des valeurs évoluant entre 0000 et 1111, si cette roue codeuse est hexadécimale s'entend !

OCTET: ce type de mot très particulier comporte précisément 8 bits et reste souvent l'unité de mesure des mémoires. Dans un micro-ordina-

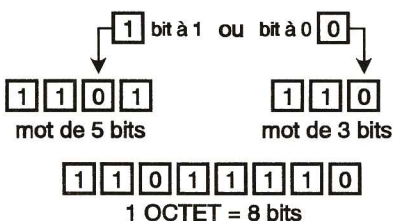
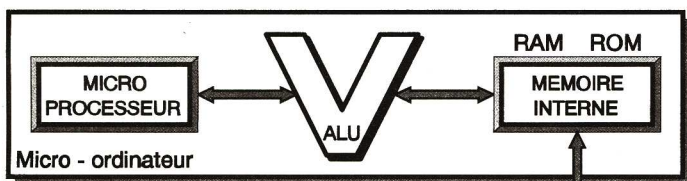
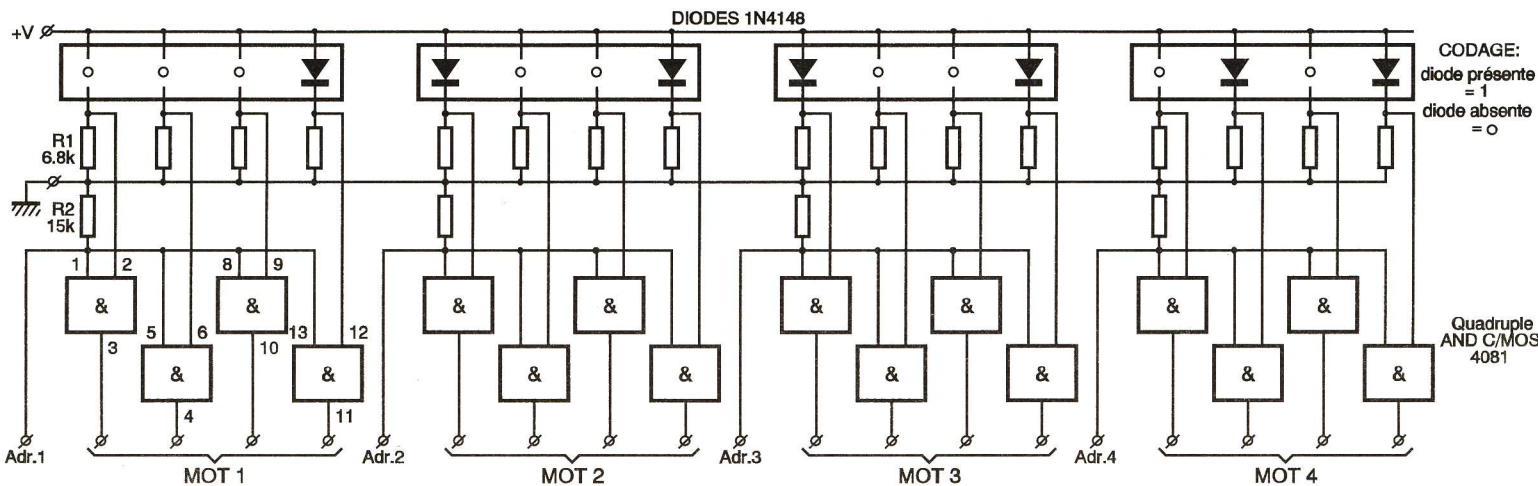


Fig 1

faut également disposer de mémoires de masse, souvent extérieures, et capables de stocker des millions et des millions de bits sans aucune dépense d'énergie. On pense bien entendu aux bandes magnétiques, aux disques durs et disquettes dont le coût par bit est bien plus faible que celui atteint par les mémoires à circuits intégrés, même s'ils sont très

cules élémentaires. Le coût des mémoires n'a, lui non plus, pas cessé de décroître, pendant que les tailles de stockage ne cessaient d'augmenter. Les mémoires à semi-conducteurs

Fig 2



Mémoire ROM à diodes (4x4 bits)

Fig 3

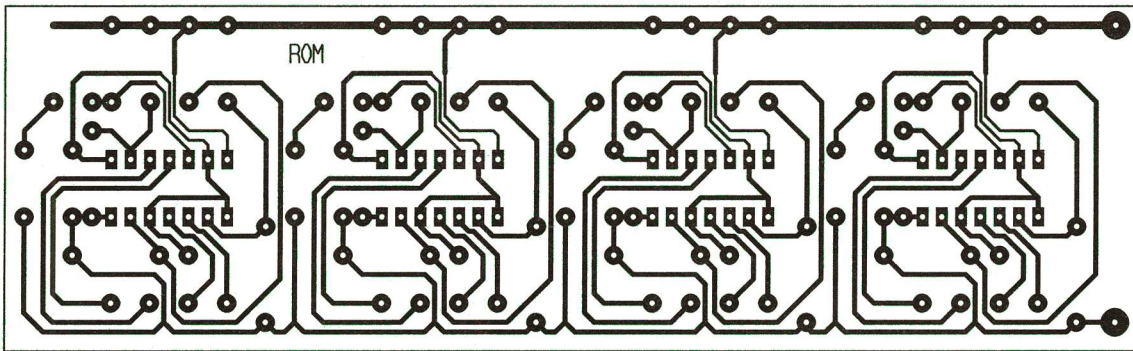


Fig 4

simultanément, avec parfois quelques contraintes de programmation.

■ CONSTRUIRE UNE MEMOIRE ROM A DIODES

Le schéma de notre mémoire ROM est donné à la figure 3. Sa capacité est fort modeste puisqu'elle n'offre que 4 mots de 4 bits seulement ! Ce n'est donc guère une mémoire d'éléphant... Nous faisons appel à une simple petite diode pour stocker des niveaux 1, alors que l'absence de diode sera interprétée comme un niveau zéro en raison des résistances reliées à la masse. Un ensemble de 4 portes AND sera mis en œuvre pour valider l'une ou l'autre des 4 adresses disponibles et récupérer les informations binaires du mot stocké. Bien entendu, cette mémoire ROM élémentaire conserve indéfiniment son contenu et mérite bien le qualificatif de mémoire morte, en lecture seulement.

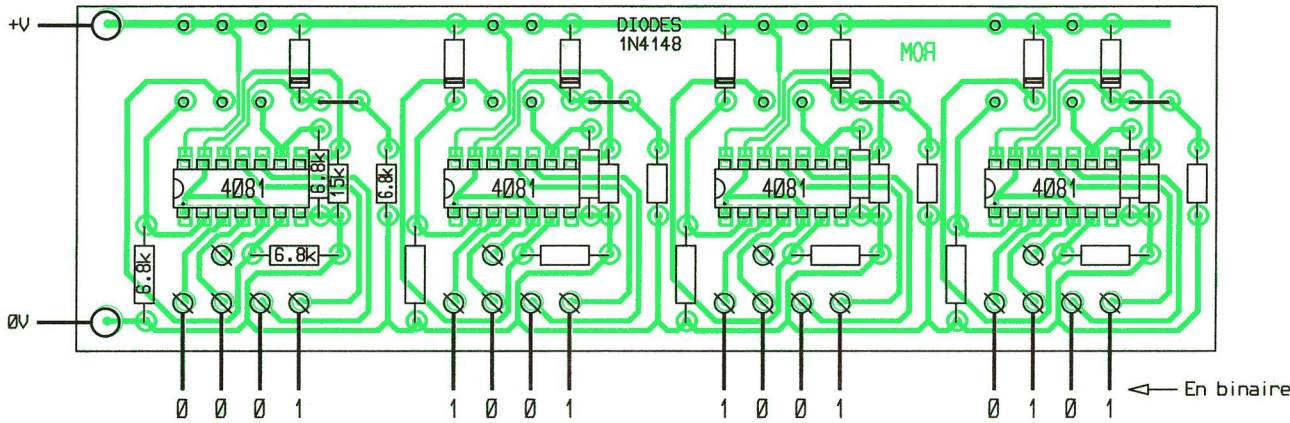


Fig 5

que soit l'adresse à atteindre. En revanche, dans une mémoire à accès séquentiel, comme une bande magnétique par exemple, le temps d'accès est variable et dépend essentiellement de la localisation de l'information à atteindre sur le support.

■ LES DIFFERENTES MEMOIRES

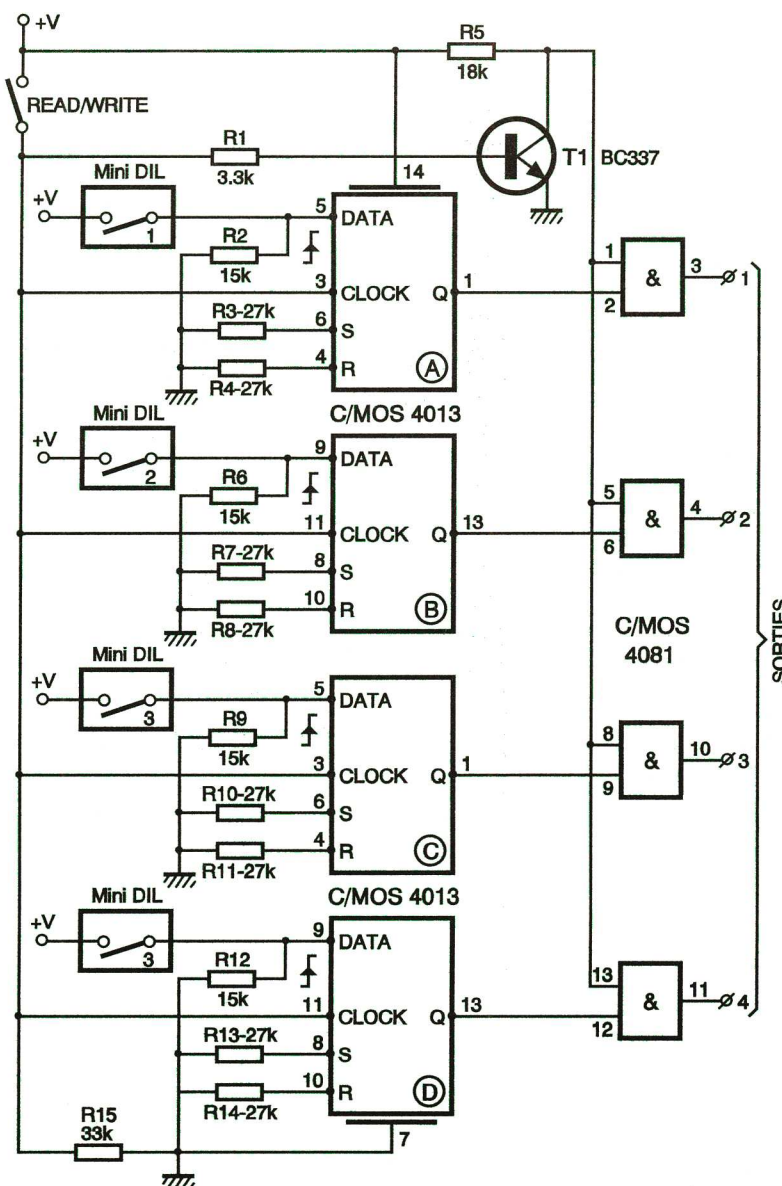
Dans les précédents numéros de *Génération Electronique* (n° 12 et n° 13), nous avons déjà développé en détail le principe d'une mémoire VIVE et de la mémoire MORTE; nous

vous invitons à consulter ces articles pour plus de détails, et nous nous contenterons ici d'énumérer les différentes familles de mémoires.

Une mémoire VIVE est une mémoire dans laquelle il est aussi facile de lire que d'écrire une donnée. Il peut

On peut imaginer les prouesses de l'intégration en songeant à des capacités de 4 K x 8 dans un petit circuit intégré de quelques dizaines de broches seulement.

On trouvera en annexe un petit circuit imprimé correspondant et ci-



Mémoire RAM statique (1x4 bits)

Fig 6

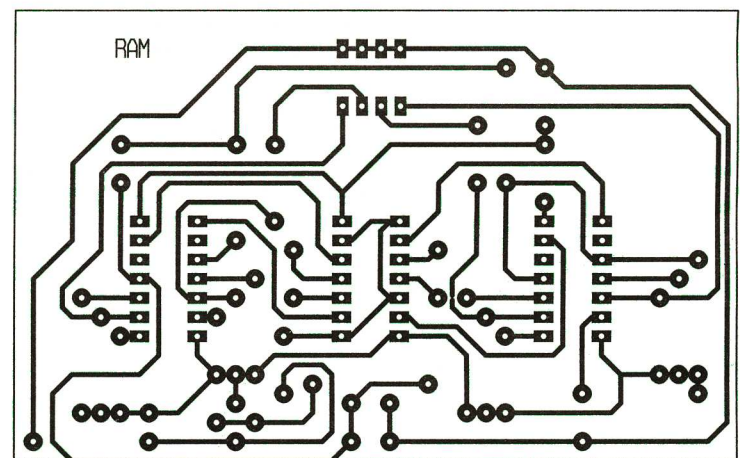


Fig 7

s'agir d'une mémoire RAM volatile, qui ne conserve l'information stockée que si elle reste sous tension. On distingue des mémoires RAM statiques et d'autres dites dynamiques nécessitant un rafraîchissement périodique pour régénérer les condensateurs des cellules de base. Une mémoire MORTE, ou ROM, est rémanente, car elle conserve l'information même après coupure de son alimentation. Souvent, elle ne pourra que se lire et sera programmée en usine une fois pour toutes. On trouve encore la mémoire PROM que l'utilisateur peut programmer une seule fois, par destruction de certaines jonctions. Enfin, certaines mémoires mortes sont effaçables à volonté par application de rayons ultraviolets (EPROM) ou électrique (EEPROM). Elles offrent un réel intérêt car elles combinent les avantages des mémoires RAM et ROM

après la liste des composants nécessaires :

- 4 circuits quadruple AND CMOS 4081
- Diodes 1N4148
- R₁ = 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₂ = 15 kΩ (marron, vert, rouge).

■ CONSTRUIRE UNE MEMOIRE RAM STATIQUE

Nos ambitions sont fort modestes : il s'agit de pouvoir stocker un seul mot de 4 bits dans quelques bascules D. La mémorisation des données présentes sur les entrées DATA (broches 5 et 9) se fera dès qu'un front montant sera appliqué sur les entrées horloge (broches 3 et 11). Le

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT

Ce module est un complément d'un système d'alarme. Il permet de mettre en service un enregistreur audio ou vidéo automatiquement dès qu'un bruit est détecté.

INTRODUCTION

Les systèmes d'alarmes ne mettent pas toujours en déroute les intrus un peu kamikazes et, dès lors, de simples enregistrements audio peuvent permettre d'identifier ou de cerner la personnalité des cambrioleurs. Pour d'autres, mieux équipés, l'enregistrement audio pourrait être complété par l'enregistrement de prises de vue d'une caméra miniature ou autres.

Par ailleurs, ce module peut être utilisé pour déclencher une pré-alerte pour des bruits détectés en certains endroits, lorsqu'une surveillance est active.

LE SCHÉMA

La figure 1 donne le schéma de principe de ce module d'enregistrement automatique. Le signal audio capté par un microphone électret est amplifié par deux amplificateurs réalisés avec les deux amplificateurs opérationnels d'un LM358. Ce circuit

n'est que son gain est réglable à l'aide de la résistance ajustable A_{j1} et que le condensateur C_5 stabilise l'amplification, en limitant la bande passante de l'amplificateur aux fréquences élevées. En effet, pour la

alimenter et le contact REM est ainsi fermé et commande l'enregistrement. La diode électroluminescente est allumée tant que le transistor T_2 est saturé et introduit une chute de tension, afin de ramener la tension aux bornes du relais à une valeur qui lui convient. Quand le calme est revenu à l'emplacement du microphone, aucun signal n'est présent sur la base du transistor T_1 , alors bloqué. Le condensateur C_7 commence donc à se décharger dans la résistance R_{12} et dans le circuit de polarisation du transistor T_2 . Au bout d'un certain temps, la tension aux bornes du condensateur C_7 est insuffisante pour maintenir le courant de pola-

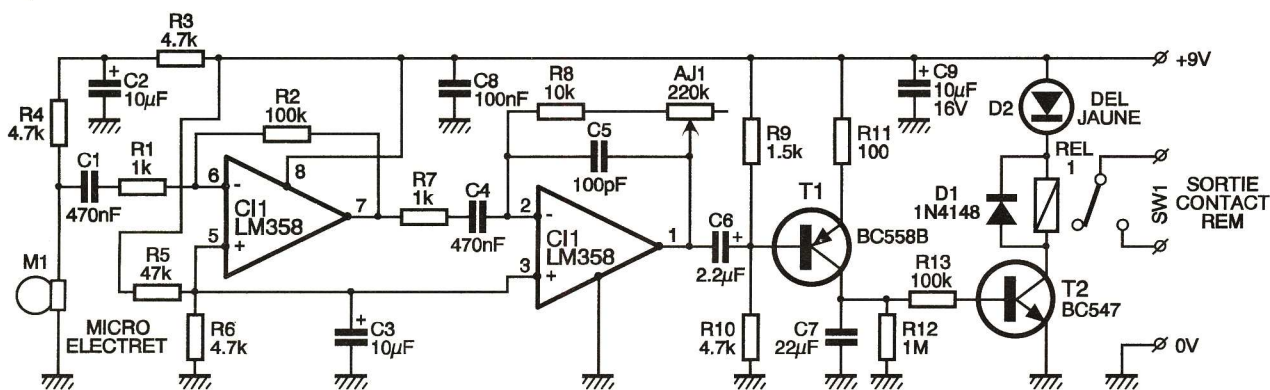


Fig 1

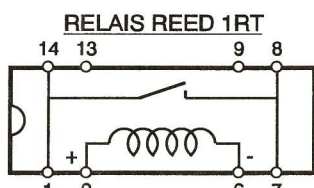


Fig 3

intégré est de faible consommation, utile pour une alimentation par pile. Le microphone est alimenté par les résistances R_3 et R_4 . Le condensateur C_2 assure un filtrage de cette alimentation. Le signal capté par le microphone est appliqué à l'entrée du premier amplificateur par le condensateur C_1 , qui isole les composantes continues du microphone et de l'entrée de l'amplificateur. Ce dernier est de type inverseur dont le gain est donné par le rapport R_2/R_1 . Comme l'alimentation du LM358 n'est pas symétrique, l'entrée non-inverseuse des deux amplificateurs opérationnels est polarisée par les résistances R_5 et R_6 , à la moitié de la tension d'alimentation du montage. Le condensateur C_3 découple à la masse ces entrées, de sorte qu'en régime dynamique elles sont considérées à la masse. Le second amplificateur est quasiment identique au premier si ce

ajustable A_{j1} , le gain de l'amplification totale est de 23 000 et les risques d'accrochages sont réels. Le signal amplifié est appliqué sur la base d'un transistor PNP, bloqué au repos (aucun signal, pas de bruit). Ce transistor T_1 est légèrement polarisé par le pont de résistances R_9/R_{10} , mais pas suffisamment pour entraîner sa conduction, sa tension V_{EB} étant d'environ 0,3 V. Lorsqu'un bruit est amplifié, il crée sur la base du transistor T_1 un signal qui se superpose à la tension continue du pont diviseur R_9/R_{10} . La jonction EB du transistor T_1 est alors polarisée et le transistor devient passant. T_1 saturé, le condensateur C_7 est chargé à une valeur proche de celle de l'alimentation et le transistor T_2 , polarisé par la résistance R_{13} , devient passant. La bobine du relais est alors

risation du transistor T_2 , qui se bloque. La tension d'excitation du relais disparaît et le contact REM est ouvert. L'enregistrement est ainsi interrompu. Le condensateur C_7 permet donc d'obtenir une temporisation d'environ 5 secondes, nécessaire pour ne pas hacher l'enregistrement. Cette durée peut être augmentée avec une capacité C_7 plus élevée.

LA RÉALISATION

La figure 2 présente le tracé des pistes qui sera reproduit par la méthode de votre choix. Le relais est un modèle reed de très faible consommation, idéal pour son faible

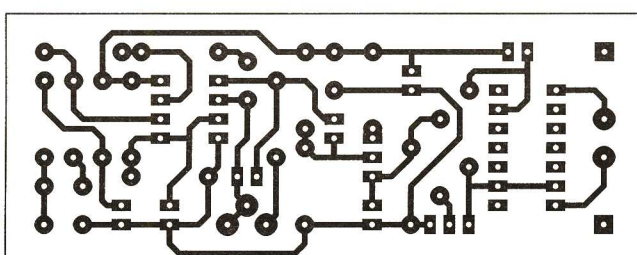


Fig 2

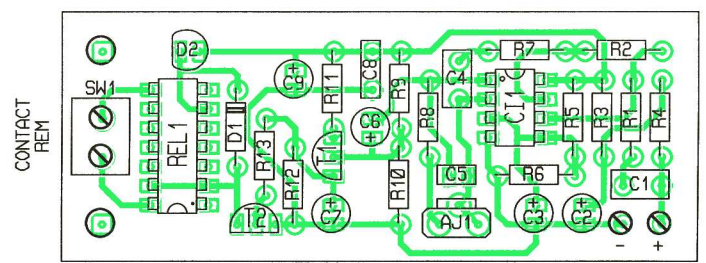


Fig 4

NOMENCLATURE

Résistances

- R_1, R_7 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R_2, R_{13} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R_3, R_4 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R_5, R_6, R_{10} : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R_8 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_9 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
- R_{11} : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R_{12} : 1 M Ω (marron, noir, vert)
- A_{j1} : 220 k Ω

Condensateurs

- C_1, C_4 : 470 nF
- C_2, C_3, C_9 : 10 μ F/16 V
- C_5 : 100 pF
- C_6 : 2,2 μ F/10 V
- C_7 : 22 μ F/16 V
- C_8 : 100 nF

Semi-conducteurs

- D_1 : 1N4148
- D_2 : DEL verte ou jaune
- T_1 : BC558B
- T_2 : BC547
- C_{I1} : LM358

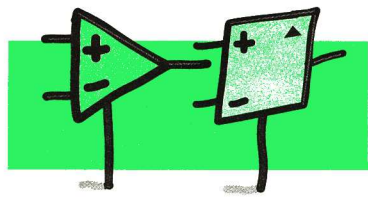
Divers

- M_1 : microphone électret
- REL $_1$: relais reed 6 V
- SW $_1$: bornier 2 plots à souder
- 1 pile 9 V

encombrement et pour des alimentations par pile. Son brochage est présenté par la figure 3. Le tracé des pistes convient à deux implantations de relais reed mais devra être modifié pour des modèles différents. La figure 4 représente l'implantation des composants qui débutera par les éléments de plus faible épaisseur pour se poursuivre par les plus volumineux.

On prendra soin au sens de branchement du microphone, dont la liaison pourra être courte avec des queues de composants, ou longue en utilisant un câble blindé. La mise au point est sommaire et consiste à régler la position du curseur de la résistance A_{j1} en fonction du niveau sonore voulu pour le déclenchement de la commande d'enregistrement automatique.

Hervé CADINOT



LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

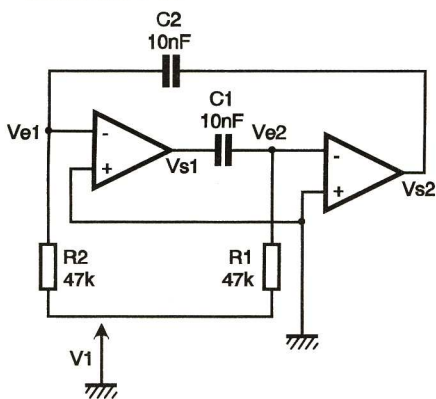
(7^e partie)

Avec ce nouveau volet, nous allons faire la connaissance d'une famille de montages aux applications des plus variées. Il s'agit des Oscillateurs Commandés par une Tension (OCT) que les Anglo-Saxons nomment des *Voltage Controlled Oscillators*, plus connus sous les initiales de VCO. Ces montages délivrent des signaux dont la fréquence est fonction de la tension qui est appliquée à leur entrée et dont la forme, carrée, sinusoïdale ou triangulaire, dépend du procédé mis en œuvre. Après une étude détaillée du fonctionnement de ces montages, nous en verrons quelques applications.

I - UN VCO TRES SIMPLE

A) Le schéma

On reconnaît dans le montage proposé à la **figure 1** un système bouclé puisque sa sortie et son entrée sont reliées. Le couplage des deux étages est assuré par deux circuits C-R. Les deux AOP travaillant en comparateur, donc en régime non linéaire, les signaux de sortie ont une forme carrée. Les éléments qui définissent la fréquence d'oscillation sont les deux circuits C-R et la tension de commande V_1 .



Un VCO ultra simple.

Fig 1

B) Analyse du fonctionnement

Pour analyser le fonctionnement de ce montage, nous nous appuyerons sur le chronogramme de la **figure 2a** en prenant comme instant t_0 (origine de l'étude), l'instant où la tension V_{e2} passe en montant par la valeur « 0 » qui n'est autre que le seuil de basculement des deux AOP puisque les entrées non-inverseuses sont reliées à la masse. Au moment où ce seuil est atteint, V_{s2} passe de $+V_{sat}$ à $-V_{sat}$. Cette transition est intégralement répercutée en V_{e1} par le condensateur C_2 . L'AOP 1 bascule à son tour et sa sortie passe de $-V_{sat}$ à $+V_{sat}$. Cette nouvelle transition se répercute à son tour par C_1 à l'entrée V_{e2} qui, plutôt que de continuer à monter lentement subit donc une discontinuité de valeur $2V_{sat}$.

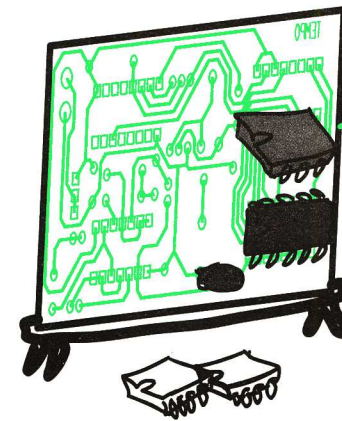
A partir de cet instant, que nous appellerons t_{0+} , la tension V_{e2} commence à diminuer car le condensateur C_1 se charge au travers de R_1 . Pendant le même temps, la tension V_{e1} augmente jusqu'à ce que cette tension soit nulle (instant t_1). Il en résulte de nouvelles transitions en

chaîne qui font passer la tension V_{e2} de la valeur $U_0 = 2V_{e1}$ à $V_{e2} = 2V_{e1} - 2V_{sat}$ et la tension V_{e1} à $2V_{sat}$. A partir de t_{1+} , la tension V_{e1} croît à nouveau, jusqu'à ce qu'elle atteigne une nouvelle fois, pour l'instant t_2 , le seuil de basculement (0) de A_2 . Un nouveau cycle peut alors recommencer.

Lorsque les deux circuits C-R sont identiques, la durée des deux phases ($t_2 - t_1$) et ($t_1 - t_0$) est identique. On démontre que la période du phénomène a pour expression :

$T = 2RC \ln(2V_{sat}/V_1 - 1)$, soit une fréquence $F = 1/T = 1/2RC \ln(2V_{sat}/V_1 - 1)$. Dans ces formules, on prendra la valeur absolue du rapport $2V_{sat}/V_1$, car le montage fonctionne aussi bien pour les tensions de commande V_1 positives que négatives. Avec les valeurs du schéma, la fréquence des signaux est comprise entre 365 Hz pour $V_1 = 1V$ et 1 800 Hz pour $V_1 = 10V$ (**fig. 2b**). En diminuant la valeur commune des résistances et (ou) des condensateurs, on augmente la valeur de la fréquence, à l'inverse, on la diminue.

En choisissant des constantes de



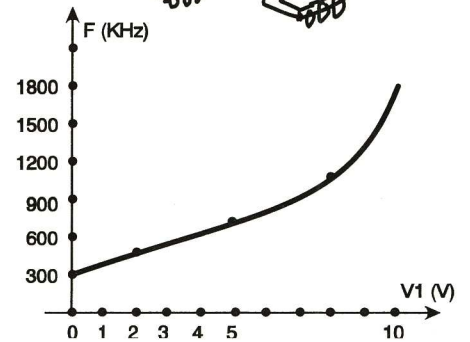
temps RC différentes, le rapport cyclique des signaux peut être très différent des 50 % que l'on obtient avec la solution étudiée.

C) Avantages et inconvénients

L'avantage essentiel de ce VCO réside dans le peu de composants qui entrent dans sa réalisation. Les deux AOP pouvant être issus d'un boîtier de type TL082, cela fait au total cinq composants pour un générateur dont on pourra faire varier la fréquence dans une large proportion.

Malheureusement, toute médaille ayant son revers, les inconvénients de ce VCO sont assez nombreux si l'on recherche avant tout un montage performant.

En premier lieu, la formule de la fréquence montre de toute évidence que la relation liant F et V_1 n'est pas linéaire puisque la fonction logarithme népérien ne l'est pas elle-même. C'est là un des premiers inconvénients de ce VCO pour certaines applications.



Le VCO n'est pas linéaire.

Fig 2b

Pour que le montage oscille correctement, la tension V_1 ne doit pas prendre certaines valeurs interdites comme $V_1 = 0$ et $V_1 = \pm V_{sat}$. En effet, pour $V_1 = 0$, la période T est infinie, soit une fréquence F nulle. Le système n'oscille plus. Si l'on modifie la valeur de V_1 à partir de cet état, correspondant par exemple à $V_{s2} = +V_{sat}$ et $V_{s1} = -V_{sat}$, le système refuse d'osciller à nouveau car l'état envisagé est un état stable. Pour redémarrer, le système a besoin d'un déséquilibre momentané que l'on peut provoquer soit en coupant l'alimentation et en attendant que les condensateurs se déchargent, soit en court-circuitant l'un des deux condensateurs, par exemple avec un bouton-poussoir connecté en parallèle sur ses pattes.

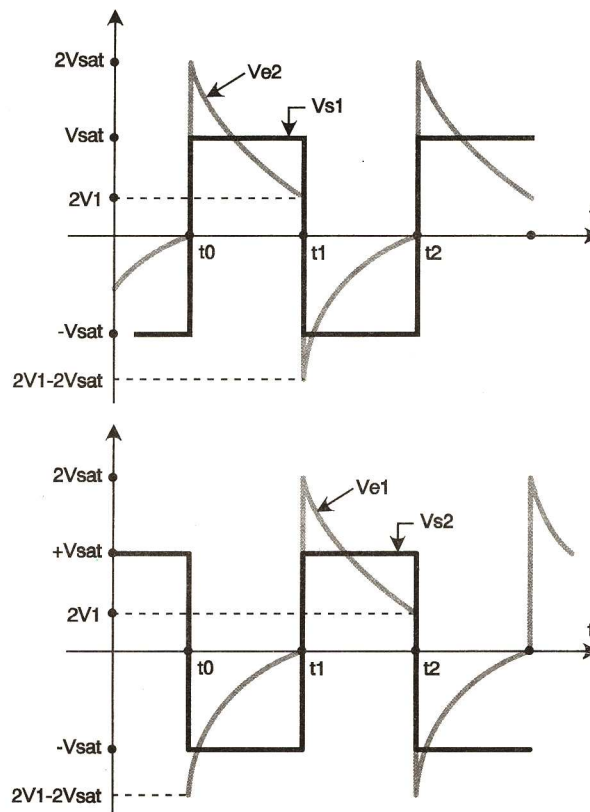
Il ne faut pas non plus que la tension V_1 atteigne $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$, sinon la fréquence F , dont la valeur tend théoriquement vers l'infini, devient incompatible avec les performances de l'AOP, ce qui correspond en pratique à un décrochage de l'oscillateur.

Ces différents défauts n'en font pas pour autant un montage à rejeter car il permet de réaliser à peu de frais un petit générateur de signaux carrés aux multiples applications si l'on tient compte des remarques ci-dessus.

II - UN VCO PERFORMANT

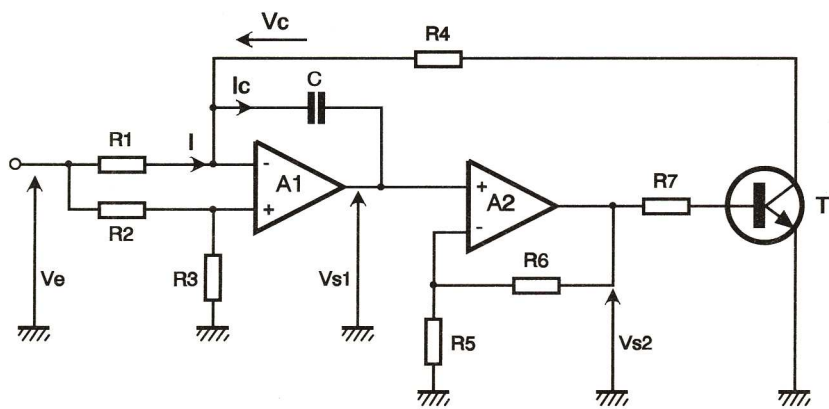
A) Le montage brut

Dans le montage de la **figure 3**, l'amplificateur opérationnel A_1



Chronogramme.

Fig 2a



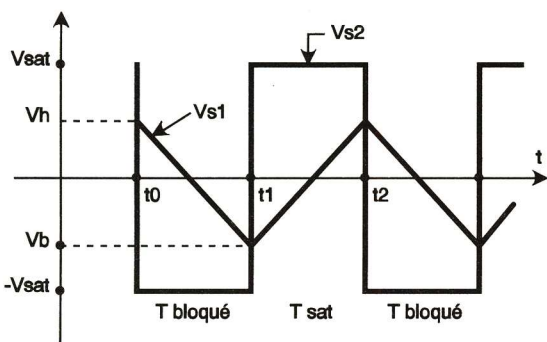
Un VCO performant.

Fig 3

fonctionne en régime linéaire du fait de l'existence de la réaction qui s'opère sur l'entrée « e⁻ » par l'intermédiaire du condensateur C. On reconnaît pour l'AOP A2 un fonctionnement en trigger puisque la tension de sortie est ramenée vers l'entrée non-inverseuse « e⁺ » par le pont R₅-R₆ qui définit les seuils de basculement. Ces seuils ont pour valeur $V_h = +V_{sat} R_5 / (R_5 + R_6)$ et $V_b = -V_{sat} R_5 / (R_5 + R_6)$. Le transistor T travaille en tout ou rien suivant l'état de la tension de sortie de A2. Quand $V_{s2} = +V_{sat}$, T est saturé, alors que pour $V_{s2} = -V_{sat}$, T est bloqué.

B) Fonctionnement

Nous supposons pour commencer cette étude que le transistor T est bloqué ($V_{s2} = -V_{sat}$) à l'instant t_0 du chronogramme de la figure 4. Dans ce cas, le courant qui traverse la résistance R₄ est nul. L'AOP étant parfait, celui-ci ne consomme aucun courant sur ses entrées et la totalité du courant I qui circule dans R₁ traverse le condensateur C. Pour évaluer ce courant I, on peut remarquer que $e^+ = e^- = V_e R_3 / (R_2 + R_3)$ que nous noterons aVe. Le courant I vaut par conséquent $I = V_e (1 - a) / R_1$. Une fois la valeur Ve et les



Chronogramme.

Fig 4

composants fixés, ce courant est donc constant. Il en résulte que le condensateur C se charge à courant constant et que la tension Vc évolue linéairement en vérifiant la formule $V_c = It/C + V_{co}$, expression dans laquelle V_{co} représente la tension initiale aux bornes du condensateur pendant cette phase de charge. La tension Vs₁, qui vaut $V_{s1} = (e^-) - V_c = aVe - V_c$, décroît linéairement (puisque Vc augmente). Cette phase se poursuit jusqu'à ce que la tension Vs₁ atteigne le seuil de basculement Vb, puisque nous avons supposé au départ que la sortie de A2 était à -Vs_{at}.

Lorsque ce seuil est atteint à l'instant t₁, la sortie Vs₂ bascule à +Vs_{at}, ce qui entraîne la saturation du transistor T. Nous avons représenté à la figure 5a le schéma équivalent aux

éléments entourant A₁. A la figure 5b, nous avons utilisé le schéma équivalent de Thévenin du générateur qui alimente l'entrée inverseuse de l'AOP A₁ afin d'exprimer la nouvelle valeur du courant I' qui traverse le condensateur dans cette situation. En notant b la valeur du rapport $R_4 / (R_4 + R_1)$, cela conduit à : $I' = (bV_e - aVe) / bR_1$.

Si l'on choisit bien les constantes a et b, donc les composants R₁, R₂, R₃ et R₄, on peut s'arranger pour que le courant I' devienne négatif, ce qui entraînera cette fois la décharge du condensateur C à courant constant puisque I' est constant. Cette seconde phase voit donc la tension Vc décroître linéairement en suivant la loi $V_c = I't/C + V'o$, expression dans laquelle V'o correspond à la tension initiale aux bornes de C qui vaut V'o = aVe - Vb. La tension Vs₁, dont l'expression pour cette phase est $V_{s1} = aVe - V_c$, croît linéairement jusqu'à ce qu'elle atteigne, à l'instant t₂, le seuil Vh puisque Vs₂ était à +Vs_{at} au début de cette phase. A cet instant t₂, le montage se retrouve dans le même état qu'à l'instant t₀. Un nouveau cycle identique au précédent peut alors recommencer. Les signaux Vc et Vs₁ sont de forme triangulaire et celui

de Vs₂ de forme carrée. Les durées respectives des deux phases du signal Vs₁ sont assez faciles à exprimer si l'on remarque que ce signal ne peut évoluer qu'entre les deux seuils Vb et Vh du trigger.

Pour Vs₁ décroissant, nous pouvons écrire que $V_h - V_b = IT_1/C = (1 - a) V_e T_1 / R_{1c}$, soit : $T_1 = R_{1c} (V_h - V_b) / (1 - a) V_e$, et pour Vs₁ croissant, nous avons $V_b - V_h = IT_2/C = (b - a) V_e T_2 / bR_{1c}$, soit $T_2 = bR_{1c} (V_h - V_b) / (a - b) V_e$.

C) Expression de la fréquence

Dans le cas général, on tire la fréquence $F = 1/T$ de la période T qui est la somme T₁ + T₂. L'expression obtenue est assez lourde mais prouve, de par son expression, que la fréquence F est directement proportionnelle à la tension de commande Ve puisque

$F = kVe$. Le VCO réalisé est linéaire dans tous les cas.

Si l'on s'arrange pour que les courants de charge et de décharge du condensateur soient identiques, ce qui impose $b = a / (2 - a)$, la formule de F s'arrange considérablement et devient :

$$F = V_e (1 - a) / 2 CR_1 (V_h - V_b)$$

Cette situation correspond pour Vs à un signal de forme triangulaire qui sera parfaitement symétrique si les deux seuils Vh et Vb sont égaux en valeur absolue (fig. 5).

La constante $k = (1 - a) / 2 CR_1 (V_h - V_b)$ s'appelle le gain du VCO. Elle s'exprime en hertz/volt ou en kilohertz/volt. On peut agir sur sa valeur de quatre façons différentes puisque son expression dépend à la fois de la valeur « a » du rapport $R_3 / (R_2 + R_3)$, du condensateur C, de la résistance R₁ et des seuils du trigger. Dans la pratique, on n'intervient pas sur le rapport « a » dont on fixe la valeur une fois pour toutes lors de la conception du montage car sa modification devrait entraîner celle de « b » si l'on voulait garder des signaux symétriques. En prenant $a = 0,5$, soit $b = 1/3$, on arrive à $F = V_e / 4 CR_1 (V_h - V_b)$.

Par exemple, pour réaliser un VCO possédant un gain de 1000 Hz/V ayant des seuils symétriques $V_h = -V_b = 10$ V, avec $C = 10$ nF, il faut prendre une résistance R₁ de 1250 Ω.

D) Performances et intérêt du montage

En dehors de la souplesse avec laquelle on peut agir sur le gain de ce VCO qui, rappelons-le, est linéaire, il est possible de modifier l'amplitude des signaux triangulaires qu'il délivre en agissant sur les seuils du trigger. Certes, cette modification entraîne aussi celle du gain du VCO, mais il est toujours possible de retrouver la valeur souhaitée en agissant soit sur C, soit sur R₁.

E) Le montage amélioré

Celui-ci est proposé à la figure 6. Certains éléments fixes du montage précédent ont été remplacés par des ajustables afin d'en compenser les défauts.

Les tensions de saturation +Vs_{at} et -Vs_{at} ne sont pas rigoureusement symétriques. Le second ajustable P₃ agit sur la valeur absolue commune des seuils.

L'ajustable P₄ agit pour sa part sur la valeur du courant de décharge du condensateur C, donc sur la durée T₂, que l'on peut, par conséquent, rendre égale à T₁ quand la symétrie

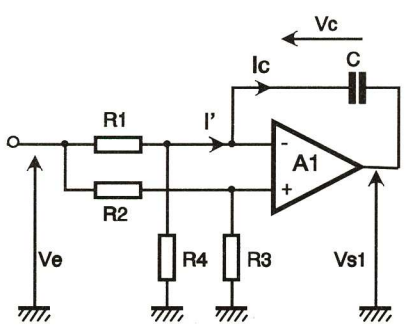


Schéma équivalent T saturé.

Fig 5a

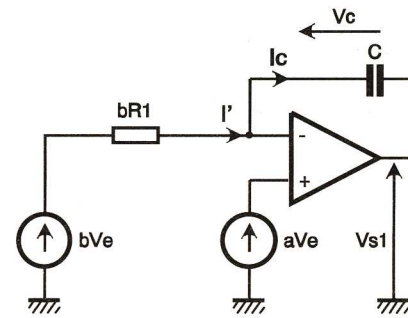


Schéma équivalent de Thévenin.

Fig 5b

sation des signaux est recherchée. Avec P₁, enfin, on ajuste la valeur du gain du VCO à la valeur requise pour l'application envisagée.

L'ordre dans lequel ces ajustables ont été présentés correspond à celui dans lequel les réglages doivent être effectués quand on cherche à réaliser des signaux triangulaires symétriques.

Pour compléter ce montage, on peut lui adjoindre un conformateur à diodes assez sommaire, qui délivre sur sa sortie des signaux quasi sinusoïdaux. L'aspect des signaux Vs₃ dépend fortement du réglage de P₂ qui doit correspondre à une amplitude proche de 0,6 V pour les triangles présents en Vs₁. Suivant la qualité du signal que l'on recherche, on pourra éventuellement monter deux étages similaires en cascade. La diode D connectée sur l'espace base-émetteur du transistor a pour but de limiter la tension inverse de cette jonction lorsqu'elle est bloquée.

Avec les valeurs de composants proposées sur le schéma, et après réglage, on dispose d'un VCO de gain 100 Hz/V. L'amplitude du signal triangulaire Vs₁ est comprise entre ± 0,6 V. Sa fréquence est modifiable par le niveau de la tension de commande Ve que l'on peut faire varier entre 0 V et la tension d'alimentation positive, ce qui conduit à une plage de variation allant du continu à 1500 Hz pour une alimentation de ± 15 V. Pour balayer une gamme de fréquence plus élevée, on diminuera la valeur de C et éventuellement celle de R₁.

III - APPLICATIONS DES VCO

A) Générateur de signaux

Compte tenu des explications que nous venons de donner, il est évident que l'une des applications possibles des VCO est la génération de signaux de formes identiques à celles que délivre le montage de la figure 6. On pourra modifier ces formes à loisir, en jouant sur les valeurs des courants de charge et de décharge du condensateur C et sur les seuils du trigger.

B) Convertisseur tension-fréquence pour appareil de mesure

Les premiers appareils de mesure numériques étant surtout des appareils basés sur l'utilisation de

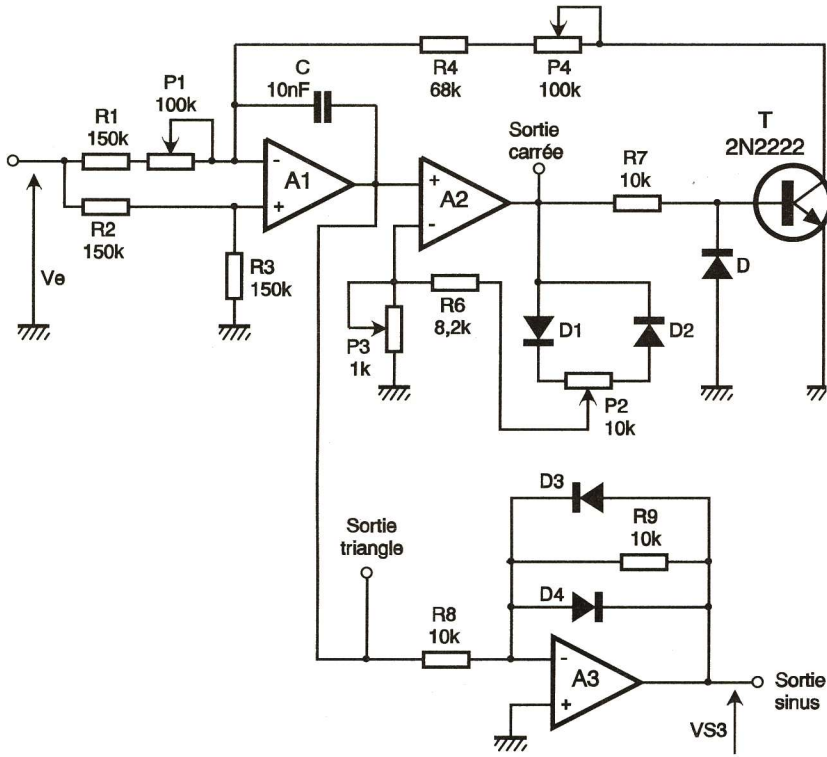


Schéma complet du VCO générateur de signaux

Fig 6

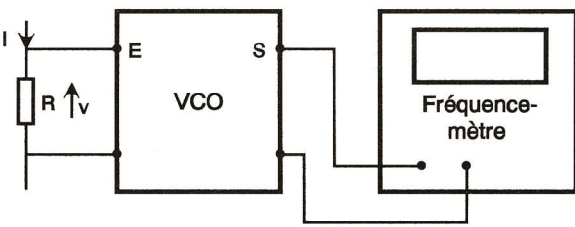
compteurs, il était possible, en leur associant un convertisseur tension-fréquence, de les transformer en voltmètre, comme le montre le schéma de principe de la figure 7. Avec un VCO de gain 1 000 Hz/V et un fréquencemètre à 4 digits de calibre 10 000 Hz, on pouvait donc réaliser un appareil de calibre 10 V permettant d'apprécier le millivolt. Si nous écrivons à l'imparfait, c'est uniquement parce qu'aujourd'hui cette technique de conversion n'est pour ainsi dire plus utilisée, du fait de l'existence de circuits intégrés capables de convertir directement une tension en une information destinée à un afficheur sans aucun intermédiaire.

Néanmoins, certains microprocesseurs ne possédant pas de convertisseurs analogique-numérique intégrés, la conversion tension-fréquence présente encore un inté-

une amplitude constante mais sa fréquence varie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée et au rythme de ce dernier.

Si les VCO à base d'AOP ne sont pas assez performants pour transmettre des informations audio, qui nécessitent des fréquences de travail élevées, comme c'est le cas des émetteurs de la bande FM qui va de 88 MHz à 108 MHz, lorsque les informations à transmettre sont des messages binaires, ceux-ci retrouvent un intérêt non négligeable.

Rien qu'au niveau des liaisons téléphoniques, les VCO interviennent en de nombreux points de la chaîne de transmission puisqu'ils sont déjà utilisés lors de la composition du numéro de l'abonné ou du service que l'on veut joindre. Par ailleurs, en ce qui concerne les liaisons par Minitel au niveau de l'émetteur, on



Transformation d'un fréquencemètre en voltmètre avec un VCO.

Fig 7

rêt puisque tous les microprocesseurs se prêtent très bien à la mesure de fréquences. Pour ce type d'applications, le VCO est interposé entre le capteur et le microprocesseur qui remplace le fréquencemètre de la figure 7.

C) Modulateur de fréquence

C'est l'une des applications principales des convertisseurs tension-fréquence. Le signal modulant, c'est-à-dire l'information, qu'elle soit analogique ou numérique, est appliqué à l'entrée du convertisseur. Le signal recueilli à sa sortie possède

convertit les niveaux « 1 » et « 0 » en deux fréquences distinctes, qui seront à leur tour converties au niveau du récepteur par un convertisseur fréquence-tension en des niveaux « 1 » et « 0 ». Etant donné que les liaisons sont bidirectionnelles, cela fait un VCO de chaque côté de la ligne, d'où l'intérêt de ces systèmes.

Pour terminer, nous rappellerons que pour stocker des informations binaires sur des bandes magnétiques, c'est encore ce procédé de conversion tension-fréquence que l'on utilise.

NOUVEAU CATALOGUE 1995

**MONTAGES ET COMPOSANTS
MEDELOR
1995
ELECTRONIQUES**

70 pages

Nombreux schémas et indications techniques

Mise à jour bisannuelle

Prix : 25.00 F

Tarif quantitatif gratuit sur simple demande

MEDELOR SA
42800 TARTARAS

Tél : 77 75 80 56

SOLISELEC

GENTILLY SA
137, avenue Paul Vaillant Couturier
94250 GENTILLY
Téléphone : (1) 47 35 19 30
Fax : (1) 49 85 91 78

Horaires d'ouverture
Du mardi au samedi inclus
de 10h à 13h et de 14 h à 19 h

PLAQUES D'ESSAIS

• P 100	1	barette alim. 100 pts	14 F
• P 640	1	barette distribution 640 pts	45 F
• P 740	1	barette 100 pts + 1 barette 640 pts	50 F
• P 840	2	barettes 100 pts + 1 barette 640 pts	58 F
• P 1580	3	barettes 100 pts + 2 barettes 640 pts montées sur plaque alu équipée de 3 fiches bananes fem.	160 F

OUTILLAGE/SOUDAGE

• Pince coupante	32 F	• Bistur à tournants 3 crans et 3 plats de différentes long. et diam.	85 F
• Pince à bec rond	30 F	• Tresse à dessouder 1,5 M	14 F
• Pince à bec coudée	32 F	• Soudure 60 o/a 5/10 50 g	10 F
• Pince multifonction (pince, serifs, coupe, dénuder)	46 F	• Soudure 60 o/a 10/10 100 g	19 F
• Fer à souder 30 W éco. 220 V	45 F	• Grasse compound transistors seringue 20 g	32 F
• Pompe à dessouder chauffante	280 F	• Sachet 5 bâtons de colle à chaud diam. 12 L. 300	10 F
• Coffret fer à souder à gaz Portaflex	320 F	• Mini perceuse alim. 12 V. Bricq avec 3 mandrins, 1 foret et 2 fraises	110 F
• Fer à souder 30 W panne long, durée	70 F	• Support à fer à souder avec éponge	30 F
• Station de soudage 50 W thermostatée 150 + 450 °C (24 V / 48 W alim. 220)	600 F	• Coffret de 21 petits outils de précision	50 F
• Pompe à dessouder	30 F	• Pince à dénuder automatique	25 F

MINI-POCHETTES SOLISELEC

5 leds rouge 10 mm	15 F	5 I.C. LM 741	16 F	15 supports de IC 2 x 7 br	15 F
5 leds verte 10 mm	15 F	5 I.C. NE 555	10 F	13 supports de IC 2 x 8 br	15 F
5 leds jaune 10 mm	15 F	6 I.C. CD 4011	10 F	12 supports de IC 2 x 9 br	15 F
20 leds rouge 5 mm	10 F	5 triacs 6A 400 V	20 F	11 supports de IC 2 x 10 br	15 F
20 leds verte 5 mm	10 F	5 régulateurs 7805 TO220	25 F	10 supports de IC 2 x 11 br	17 F
20 leds jaune 5 mm	10 F	5 régulateurs 7808 TO220	25 F	9 supports de IC 2 x 12 br	16 F
2 leds bleus 5 mm	30 F	5 régulateurs 7808 TO220	25 F	10 supports de IC 2 x 14 br	20 F
20 leds rouge 3 mm	10 F	5 régulateurs 7809 TO220	25 F	8 supports de IC 2 x 20 br	20 F
20 leds verte 3 mm	10 F	5 régulateurs 7810 TO220	25 F	13 supports IC tulipe 2 x 4 br	20 F
20 leds jaune 3 mm	10 F	5 régulateurs 7812 TO220	25 F	10 supports IC tulipe 2 x 7 br	24 F
10 leds rouge 1,8 mm	15 F	5 régulateurs 7815 TO220	25 F	8 supports IC tulipe 2 x 8 br	21 F
10 leds verte 1,8 mm	15 F	5 régulateurs 7818 TO220	20 F	6 supports IC tulipe 2 x 9 br	21 F
10 leds rouge rect	15 F	5 régulateurs 7824 TO220	20 F	5 supports IC tulipe 2 x 10 br	20 F
20 leds jaune rect	10 F	2 régulateurs 78H05 5A	30 F	5 supports IC tulipe 2 x 11 br	21 F
1 led multicolore 5 mm	59 F	3 régulateurs LM 317T	20 F	5 supports IC tulipe 2 x 12 br	22 F
5 leds bicolor 3 mm	20 F	1 régulateur 9A LM 350T	18 F	4 supports IC tulipe 2 x 20 br	30 F
5 leds bicolor 5 mm	20 F	5 régulateurs 7905 négatif TO220	20 F	1 support barette SIMM	14 F
3 leds rouge clignot	18 F	5 régulateurs 7912 négatif TO220	20 F	5 clips piles 9 V	10 F
3 leds verte clignot	18 F	20 radiateurs à ailettes pour TO220	20 F	1 coupleur 2 piles R6	5 F
3 leds infrarouge émission	15 F	25 cond. 3,3 nF 63V p. 5,08	12 F	1 coupleur 4 piles R6	7 F
3 leds infrarouge réception	15 F	25 cond. 4,7 nF 63V p. 5,08	12 F	1 coupleur 6 piles R6	9 F
1 Bargraph DIL 10 leds rouges	20 F	25 cond. 10 nF 63V p. 2,54	16 F	1 coupleur 8 piles R6	11 F
1 Bargraph DIL 10 leds jaunes	20 F	25 cond. 22 nF 63V p. 5,08	17 F	20 cond. chim. 1 uF 63V radial	20 F
2 afficheurs 7 segm. 8 x 10 cath. comm	15 F	25 cond. 47 nF 63V p. 5,08	18 F	20 cond. chim. 2,2 uF 63V radial	20 F
6 supports chromés pour led 5 mm	20 F	25 cond. 100 nF 63V p. 5,08	20 F	20 cond. chim. 4,7 uF 63V radial	20 F
20 clips led 5 mm	10 F	25 cond. 220 nF 63V p. 5,08	22 F	20 cond. chim. 10 uF 16V radial	20 F
20 clips led 3 mm	10 F	25 cond. 330 nF 63V p. 5,08	22 F	20 cond. chim. 22 uF 16V radial	20 F
25 trans. BC 548	17 F	25 cond. 470 nF 63V p. 5,08	23 F	20 cond. chim. 47 uF 25V radial	20 F
25 trans. BC 558	17 F	20 cond. 1 uF 63V p. 5,08	20 F	17 cond. chim. 100 uF 16V radial	20 F
8 trans. 2N1711	20 F	2 relais dli 6V 2 RT	30 F	12 cond. chim. 470 uF 16V radial	20 F
8 trans. 2N2219	20 F	2 relais dli 12V 2 RT	30 F	10 cond. chim. 1000 uF 16V radial	20 F
10 trans. 2N2222	15 F	4 mini inters levier à bascule unipolaire	30 F	6 cond. chim. 2200 uF 16V radial	20 F
8 trans. 2N2905	20 F	4 mini inters levier à bascule bipolaire	28 F	2 cond. chim. 4700 uF 25V radial	20 F
10 trans. 2N2907	15 F	5 poussoirs contact trav.	20 F	2 cond. chim. Axial 10.000 uF 25V	30 F
25 trans. 2N2907 plast.	17 F	5 poussoirs contact repos	20 F	1 pile lithium 3,5 V	20 F
2 trans. 2N3055	16 F	15 voyants néon 220 V	16 F	10 optocoupleurs H11A1	20 F
20 1N4004 + 20 1N4148	10 F	2 transducteurs piezo	16 F	100 résistances de même valeur 1/4 W 5% série E12 (indiquer la valeur désirée)	10 F
25 zeners diverses	20 F	2 buzzers vibreurs 6V	16 F	5 dissipateurs en U pour TO 220	20 F
5 points 1A 40V	20 F	2 buzzers vibreurs 12V	16 F	100 cond. céramique même valeur 1 pf à 100 pF	25 F
2 points 3A 80V	18 F	15 voyants néon 220 V	16 F	10 nF (indiquer la valeur désirée)	25 F
1 pont de diodes 35A 600V	35 F	15 supports de IC 2 x 4 br	10 F	100 diodes 1N 4002	26 F

CECI N'EST QU'UN APERÇU DE NOS 400 POUCHETTES DISPONIBLES
LISTE SUR DEMANDE CONTRE ENVELOPPE TIMBRÉE

DATA BOOK C.I.F. FINDER
EDITION SPECIALE
Sur 2 disquettes 3x1/2 (équivalent à 17 livres) 22500 circuits. 283500 équivalences transistors bipolaires - diodes - HC mos. CD 4000 - amplis op. Recherche par noms, fonctions caractéristiques. Consultations des fiches techniques et impression affichage de listings. Configuration mini 286 1 mo de Ram disque dur MS Dos 3.0.
499 F (valable jusqu'au 30/04/95)

Disquette d'initiation à l'électronique 3 1/2 compatible PC comprenant : Notions de base, les résistances, les condensateurs, les diodes, les transistors, les thyristors - diac - triacs, les amplis op, etc...
1850 composants, des formules, des schémas, des exemples de brochages - montages, des applications spécifiques.



La disquette
58 F

EXPEDITION

Minimum de commande : 50 F
Port et emballage en sus.
Fortait 0 à 7 kg : 40 F - Colissimo : 55 F.
Contre remboursement : 60 F.
Au dessus port dû SNCF.

REGLEMENT

Mandat - CCP - Bancaire ou contre remboursement (Nos prix s'entendent TTC)
Acceptons les bons de commande de l'administration

PARKING GRATUIT

THERMOMETRE A VIN

« Je ne connais de sérieux en ce bas monde que la culture de la vigne ». Voilà ce que disait déjà Voltaire en son temps à propos du vin. Mais un bon vin doit surtout être servi à la bonne température. Le montage que nous vous proposons vous permettra de respecter cette impérative condition, pour votre plus grand plaisir...

1 - LE VIN ET SA TEMPERATURE

(fig. 1)

Un vin de qualité doit obligatoirement répondre à de très sérieuses conditions de température au moment où il est servi. Toute infraction à cette règle compromet sérieusement son goût, son bouquet et, d'une façon générale, toutes les sensations gustatives et olfactives qu'il doit normalement procurer à celui qui le déguste.

Ainsi, les vins blancs, les vins doux naturels, les mousseux, les champagnes et les vins rosés doivent être servis à des températures comprises entre 5 et 10 degrés Celcius. Les vins rouges légers, quant à eux, se situent plutôt dans une plage de 10 à 15 degrés. Enfin, les vins rouges, davantage corsés, doivent être servis à une température supérieure à 15 degrés, tout en restant inférieure à 20 degrés.

Concernant la conservation, on préconise souvent une température de 12°C pour l'ensemble des vins.

TEMPERATURES DU SERVICE DES VINS

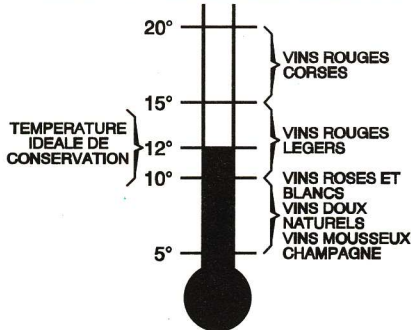


Fig 1

25 degrés Celcius. En revanche, à zéro degré, elle dépasse facilement la valeur de 100 kΩ. La variation n'est pas linéaire mais cela ne gêne aucunement dans la présente application dans laquelle il est simplement nécessaire de bien fixer des points de transition. Dans notre montage, la CTN forme avec R₁ un pont diviseur dans lequel le potentiel du point commun augmente en même temps que la température. C'est cette propriété qui est exploitée.

c) Echelonnement des températures

Le test de la température ambiante de la CTN est réalisé par la mise en œuvre de

quatre ampli-op contenus dans IC₁. Il s'agit d'un LM 324 dont le brochage est rappelé en figure 3. Rappelons brièvement le fonctionnement d'un ampli-op monté en comparateur de potentiel. On peut considérer qu'il n'y a que deux situations possibles :

- Le potentiel sur l'entrée e⁺ est infé-

rieur à celui qui caractérise e⁻. Dans ce cas, la sortie de l'ampli-op concerné présente un état bas au potentiel de déchet près (environ 1,8V).

- Le potentiel e⁺ est supérieur à celui de e⁻. Dans cette situation, la sortie de l'ampli-op présente un état haut.

Le point commun du pont formé par la CTN et R₁ est relié à toutes les entrées directes des quatre comparateurs. Le potentiel des entrées inverseuses peut être réglé, pour chaque comparateur, grâce aux curseurs des ajustables A₁ à A₄.

La plage des températures a été ainsi répartie en cinq zones :

- t < 5°C
- 5°C < t < 10°C
- 10°C < t < 15°C
- 15°C < t < 20°C
- 20°C < t

Les points de transition : 5°C, 10°C, 15°C et 20°C, correspondent respectivement aux comparateurs IV, III, I et II.

A titre d'exemple, examinons le comparateur I.

Tant que la température de la CTN est inférieure à 15°C, la sortie du comparateur est à l'état bas. Si elle dépasse 15°C, cette même sortie passe à l'état haut. Le réglage s'effectue en agissant sur le curseur de l'ajustable A₃. Le point de basculement augmente en valeur si on augmente le potentiel présenté sur l'entrée e⁻.

Les résistors R₂ à R₅ introduisent, lors des basculements, une réaction positive. Il en résulte une plus grande stabilité grâce à la légère hystérésis procurée par ces résistors, qui, par ailleurs, se caractérisent par des valeurs relativement importantes par rapport à celles du pont CTN/R₁.

d) Décodage binaire

Le réglage des curseurs des ajustables A₁ à A₄ étant supposé correct, nous obtenons, au niveau des sorties des quatre comparateurs, respectivement reliées aux entrées A, B, C et D, les situations suivantes :

2 - COMMENT FONCTIONNE NOTRE THERMOMETRE ?

(fig. 2 et 3)

a) Alimentation

Une pile de 9 V alimente le montage. Ce dernier consomme du courant seulement si on l'utilise. A cet effet, la mise en service s'effectue par l'intermédiaire d'un interrupteur à bulle de mercure. Lorsqu'on place le montage sur la bouteille contenant le vin dont on désire tester la température, la bulle de mercure établit l'alimentation. Cette disposition est très économique en consommation et augmente d'autant la longévité de la pile d'alimentation.

b) La CTN

Une « CTN » est un résistor à coefficient de température négatif. En effet, contrairement à un résistor traditionnel, la résistance ohmique d'une CTN décroît fortement lorsque la température augmente et inversement. Ainsi, la CTN utilisée dans le présent montage ne présente sa résistance ohmique nominale que si la température est de

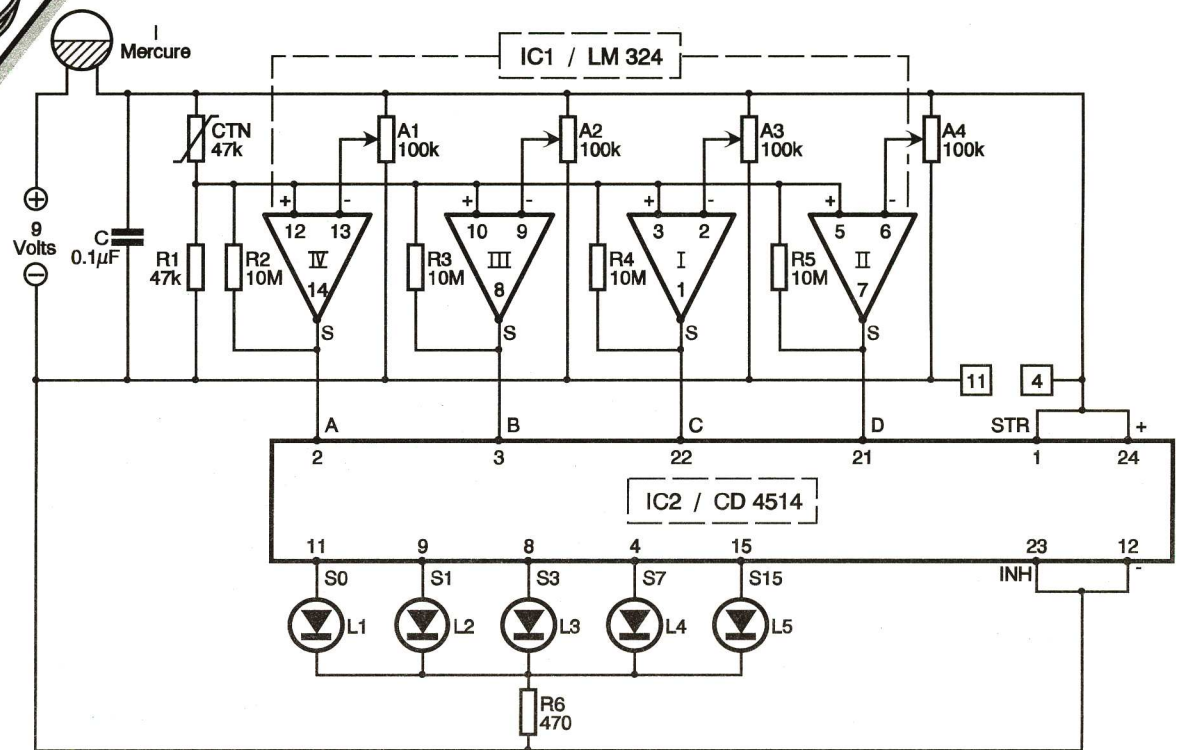
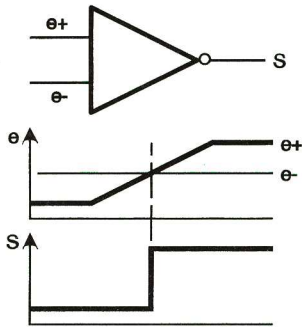


Fig 2

Le brochage du LM 324

	e+	e-	S
I	3	2	1
II	5	6	7
III	10	9	8
IV	12	13	14
	+ 4	- 11	

Le fonctionnement d'un comparateur



Brochage du CD 4514

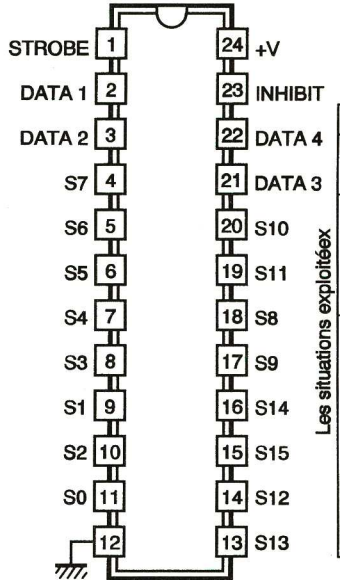


Tableau de fonctionnement

INHIBIT	DATA				CD 4514 Niveau 1 (autres sorties: 0)	
	4	3	2	1		
0	0	0	0	0	S0	L1
0	0	0	0	1	S1	L2
0	0	0	1	0	S2	
0	0	0	1	1	S3	L3
0	0	1	0	0	S4	
0	0	1	0	1	S5	
0	0	1	1	0	S6	
0	0	1	1	1	S7	L4
0	1	0	0	0	S8	
0	1	0	0	1	S9	
0	1	0	1	0	S10	
0	1	0	1	1	S11	
0	1	1	0	0	S12	
0	1	1	0	1	S13	
0	1	1	1	0	S14	
0	1	1	1	1	S15	L5

Fig 3

	D	C	B	A
$t < 5^{\circ}\text{C}$	0	0	0	0
$5^{\circ}\text{C} < t < 10^{\circ}\text{C}$	0	0	0	1
$10^{\circ}\text{C} < t < 15^{\circ}\text{C}$	0	0	1	1
$15^{\circ}\text{C} < t < 20^{\circ}\text{C}$	0	1	1	1
$20^{\circ}\text{C} < t$	1	1	1	1

La pile d'alimentation a été collée sur chant, sur le module époxy côté composants. Sur le côté cuivre, le corps étanche d'un stylo à bille a été collé. Il reçoit à son extrémité la CTN reliée au module à l'aide de fils isolés acheminés à l'intérieur du corps

Le circuit intégré IC₂ est un CD4514. Il s'agit d'un décodeur binaire → 16 sorties. Les points particuliers mis en évidence par le tableau ci-dessus correspondent à l'apparition d'un état haut sur les sorties S₀, S₁, S₃, S₇ et S₁₅. Sur chacune de ces sorties, une DEL a été montée; le résistor R₆ étant chargé de la limitation de courant dans les DEL (voir le tableau de décodage de la figure 3).

En face des DEL en question, sur les modules, on retrouve les inscriptions suivantes:

- L₁: trop frais
- L₂: rosé, blanc, champagne
- L₃: rouge léger
- L₄: rouge corsé
- L₅: trop chaud.

3 - LA REALISATION

a) Circuit imprimé et montage
La figure 4 illustre le circuit imprimé... en forme de bouteille, de ce montage. Peu de remarques sont à faire à ce sujet. Quant à la figure 5, elle reprend l'implantation des composants. A noter que la mise en place de quelques straps de liaison est nécessaire. Attention à la bonne orientation des DEL, des CI et des cordons d'alimentation de la pile (le rouge correspond au « plus » tandis que le « moins » est à assimiler au noir).

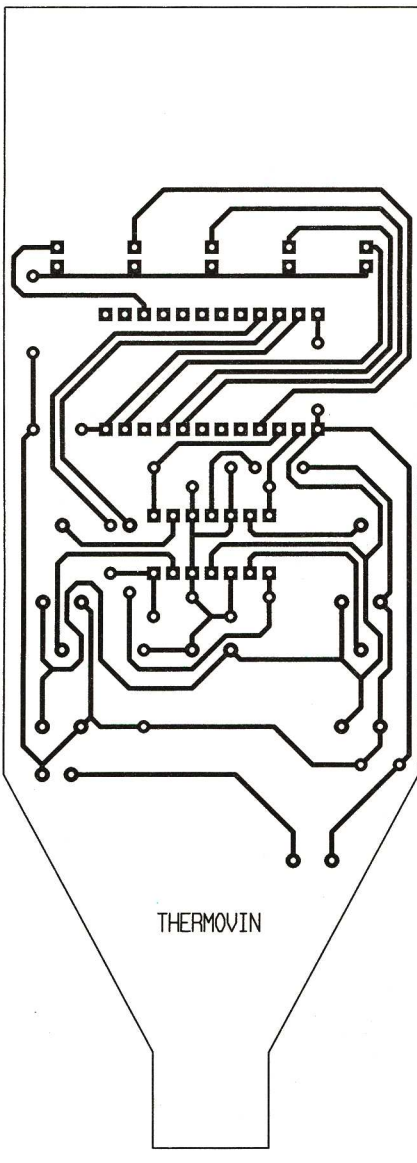


Fig 4

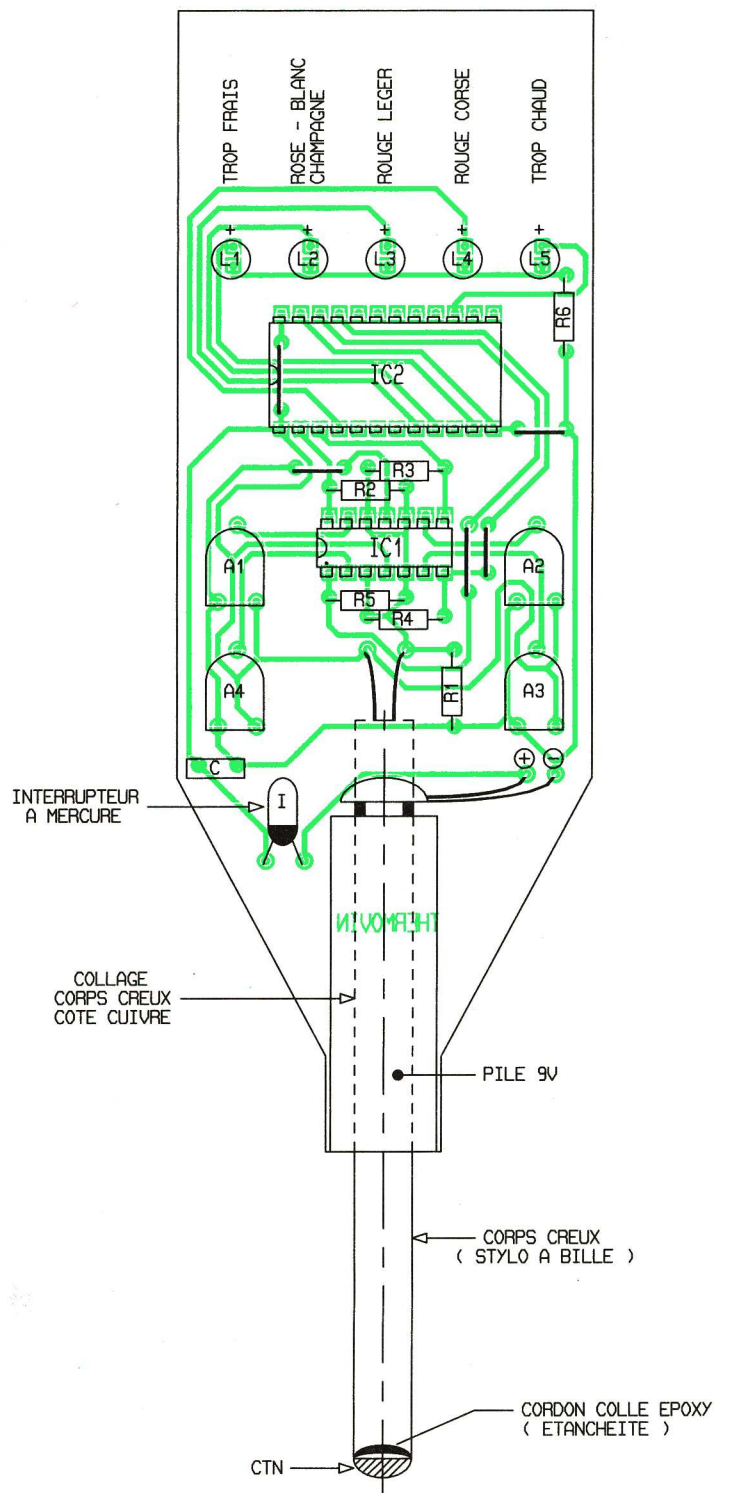


Fig 5

du stylo à bille. La CTN a été fixée à l'aide d'un cordon de colle époxy pour obtenir une étanchéité parfaite.

b) Réglages

Tous les curseurs des ajustables sont à positionner à fond dans le sens horaire de manière à présenter sur les entrées e⁻ un potentiel égal à celui du « plus » de l'alimentation. A l'intérieur d'une cuvette, on prépare de l'eau à une température de 5 °C. Pour l'obtenir, on peut partir de la température ambiante de l'eau à laquelle on ajoute quelques glaçons. On se servira d'un thermomètre gradué. La CTN est alors plongée dans l'eau. On tournera ensuite très progressivement le curseur de l'ajustable A₁ dans le sens antihoraire jusqu'au moment où la DEL L₁ s'éteint et la DEL L₂ s'allume. La température de l'eau de la cuvette est ensuite portée à 10 °C (en ajoutant un peu d'eau tiède). Grâce au curseur de A₂, on obtiendra l'allumage de L₃. Les allumages de L₄ et de L₅ sont ensuite obtenus en portant respectivement la température de l'eau à 15 °C et 20 °C, et en agissant sur les curseurs des ajustables A₃ et A₄.

Votre thermomètre à vin est maintenant opérationnel. Mais n'oubliez jamais que l'abus d'alcool est dangereux pour la santé...

NOMENCLATURE

- 5 straps (2 horizontaux, 3 verticaux)
- R₁: 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₂ à R₅: 4 x 10 MΩ (marron, noir, bleu)
- R₆: 470 Ω (jaune, violet, marron)
- CTN de 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- A₁ à A₄: 4 ajustables de 100 kΩ
- L₁ à L₅: 5 DEL rouges Ø 3
- C: 0,1 μF milfeuillet
- IC₁: LM 324 (4 ampli-op)
- IC₂: CD 4514 (décodeur binaire → 16 sorties)
- 1 support 14 broches
- 1 support 24 broches
- I: interrupteur (ampoule de mercure)
- Coupleur pression
- Pile 9 V
- Corps de stylo à bille



Jouez avec votre Casio fx graphique!

Réflexion pour deux joueurs ou combat au canon, les jeux que nous vous proposons ce mois-ci ne manqueront pas de faire oublier les maths à votre Casio fx ! Ces jeux sont destinés aux Casio fx graphiques à partir de la fx 7500.



■ Nouveautés

Deux nouvelles calculatrices graphiques ont été annoncées plus ou moins officiellement par Texas Instruments et Hewlett-Packard.

La TI-80 assurera la relève de la TI-81 dans la gamme Texas Instruments. Elle est destinée aux élèves de seconde ou de première non scientifique. La HP-38, petite sœur de la HP-48, proposera environ 600 fonctions (2500 fonctions sur HP-48) et 32 ko de mémoire. La HP-38 s'adresse aux élèves de terminale. La TI-80 et la HP-38 doivent être présents chez les revendeurs à la rentrée 95.

Comme il n'y a pas de bonne calculatrice sans bonne documentation, notons la disponibilité de deux nouveaux livres dès la fin du mois de mars. Le livre "Casio fx 7900/9900: permis de conduire" (DUNOD) présente avec simplicité et détails tous les aspects d'une utilisation rationnelle des fx 7900 et 9900. Le livre "Casio fx : faites vos jeux - 2e édition" (DUNOD) présente une sélection de jeux de qualité pour votre Casio fx graphique.

■ Les jeux

Riche de quelques instructions (Lbl, Goto, Plot, Line, etc.), le langage Casio autorise néanmoins la réalisation de petits jeux tels que ceux que nous vous présentons ce mois-ci. Ces programmes sont destinés aux Casio fx graphiques à partir de la fx 7500, remarquez cependant qu'ils pour-

ront être adaptés aux calculatrices Texas Instruments TI-81 et TI-82 en utilisant les règles de compatibilité déjà présentés dans cette rubrique.

Les deux jeux présentés ce mois-ci sont des adaptations des listings proposés par l'ouvrage "Casio fx : jeux et graphisme" (DUNOD).

■ Combat au canon

Ce jeu occupe une zone de programmation et 1078 pas. Il est donc compatible avec toutes les fx à partir de la 7500G.

Pendant la partie, appuyez sur [EXE] quand le message "- Disp -" est affiché. Deux canons sont représentés sur deux falaises se faisant face. A gauche se trouve le canon du joueur 1, à droite, le canon du joueur 2. Appuyez sur [EXE] pour jouer. Entrez le paramètre de tir (de l'ordre de 30) et validez-le par [EXE]. Si l'adversaire est touché, son canon explosera. Le second joueur envoie ensuite son projectile de la même façon. A chaque coup au but le score est affiché.

Listing :

```
Mcl.↓
Deg.↓
" ":" "↓
" ":" "↓
"NAVARONE"↓
" ":" "↓
```



```
" ":" "↓
" "▲
Range 1,95,0,1,63,0↓
Mcl.↓
Lbl 9.↓
Cls.↓
Int 38Ran#+20→A.↓
Int 38Ran#+20→B.↓
B→Z.↓
Lbl 0.↓
Cls.↓
Plot 1,1.↓
Plot 1,63.↓
Line.↓
Plot 95,63.↓
Line.↓
Plot 95,1.↓
Line.↓
Plot 1,1.↓
Line.↓
Plot 78,B-2.↓
Plot 80,B-2.↓
Line.↓
Plot 80,B-4.↓
Line.↓
Plot 78,B-4.↓
Line.↓
Plot 78,B-6.↓
Line.↓
Plot 80,B-6.↓
Line.↓
Plot 11,A-2.↓
Plot 11,A-6.↓
Line.↓
Plot 10,A-3.↓
Plot 10,A-6.↓
Plot 12,A-6.↓
Plot 10,A.↓
Plot 12,A.↓
Line.↓
Plot 10,A+1.↓
Plot 12,A+1.↓
Line.↓
Plot 13,A+2.↓
Plot 14,A+3.↓
Plot 80,B.↓
Plot 78,B.↓
Line.↓
Plot 80,B+1.↓
Plot 78,B+1.↓
Line.↓
Plot 77,B+2.↓
Plot 76,B+3.↓
Plot 1,45.↓
Plot 3,30.↓
Line.↓
Plot 5,60.↓
Line.↓
Plot 8,A.↓
Line.↓
Plot 95,35.↓
Plot 92,25.↓
Line.↓
Plot 87,45.↓
Line.↓
Plot 85,60.↓
Line.↓
Plot 82,B.↓
Line.↓
Plot 14,A-1.↓
Plot 30,10.↓
Line.↓
Plot 37,10.↓
Line.↓
Plot 45,40.↓
Line.↓
Plot 47,25.↓
Line.↓
```

```
Plot 49,40.↓
Line.↓
Plot 57,10.↓
Line.↓
Plot 64,10.↓
Line.↓
Plot 76,B-1.↓
Line▲
U=1⇒Goto 5.↓
"PREMIER JOUEUR"↓
"PARAMETRE DE TIR"↓
?→I.↓
" ":" "↓
" ":" "↓
" ":" "↓
" ":" "↓
1→U.↓
14→E.↓
Lbl 2.↓
Plot E,A+9-(25/I*1.5)((E-30)/10)^2+3.5ln(E-13)↓
E+2.2→E.↓
E>85⇒Goto 0.↓
Y<12⇒Goto 0.↓
X>76⇒X<83⇒Y>B-3⇒Y<B+4⇒Goto 4.↓
X<52⇒X>43⇒Y<40⇒Goto 0.↓
Goto 2.↓
Lbl 5.↓
Plot 78,B-6.↓
Plot 80,B-6.↓
Line▲
" "↓
"SECONDE JOUEUR"↓
"PARAMETRE DE TIR"↓
?→I.↓
0→U.↓
" ":" "↓
" ":" "↓
" ":" "↓
" ":" "↓
14→F.↓
76→E.↓
Lbl 6.↓
Plot E,Z+9-(25/I*1.5)((F-30)/10)^2+3.5ln(F-13)↓
F+2.2→F.↓
E-2.2→E.↓
E<9⇒Goto 0.↓
Y<12⇒Goto 0.↓
X<15⇒X>8⇒Y>A-3⇒Y<A+4⇒Goto 4.↓
X<52⇒X>43⇒Y<40⇒Goto 0.↓
Goto 6.↓
Lbl 4.↓
X→M.↓
Y→N.↓
0→P.↓
Lbl 7.↓
Plot M,N.↓
Plot M+cos(P)*10,N+sin(P)*10.↓
Line.↓
P+20→P.↓
P<360⇒Goto 7.↓
" "↓
" "▲
U=1⇒Isz H.↓
U=0⇒Isz G.↓
"PREMIER JOUEUR : "↓
H▲
"SECONDE JOUEUR : "↓
G▲
Goto 9
```

■ Point final

Voici un petit jeu pour deux joueurs. Le but est de laisser à l'adversaire le dernier point affiché. Le triangle contient quatre lignes de points (9, 7, 5 et 3 points) ainsi qu'un point isolé. Chacun à leur tour les joueurs introduisent la ligne qu'ils veulent remplir et le nombre de points qu'ils souhaitent barrer.

Ce programme utilise 735 pas sur une plage de programmation, il est compatible avec toutes les fx à partir de 7500G.

Pendant la partie, appuyez sur [EXE] quand "- Disp -" est affiché. Observez l'écran de jeu et appuyez sur [EXE] pour saisir vos choix. Le numéro de ligne est compris entre 1 et 4 en comptant à partir du bas. Le nombre de points à barrer est au plus égal au nombre de points disponibles sur la ligne en question. Celui qui est obligé de barrer le dernier point a perdu.

Listing :

```
" ":" "␣
" ":" "␣
"LE POINT FINAL"␣
" ":" "␣
" "▲
Mcl.␣
1→A.␣
Range 0,12,0,0,7,0.␣
```



```
Plot 0,7.␣
Plot 12,7.␣
Line.␣
Plot 12,0.␣
Line.␣
Plot .5,1.␣
Plot 11.5,1.␣
Line.␣
Plot 6,7.␣
Line.␣
Plot .5,1.␣
Line.␣
Plot 6,6.8.␣
Plot 12,0.5.␣
Line.␣
Plot 0,0.5.␣
Line.␣
Plot 6,6.8.␣
Line.␣
Lbl 0.␣
Isz A.␣
Plot A,1.5.␣
A≠10⇒Goto 0.␣
2→A.␣
Lbl 1.␣
Isz A.␣
Plot A,2.5.␣
A≠9⇒Goto 1.␣
Plot 4,3.5.␣
Plot 5,3.5.␣
Plot 6,3.5.␣
Plot 7,3.5.␣
Plot 8,3.5.␣
Plot 5,4.5.␣
Plot 6,4.5.␣
Plot 7,4.5.␣
Plot 6,5.5.␣
Graph Y=0▲
Lbl 2.␣
Isz N.␣
Int (N/2)≠N/2⇒
```

```
"JOUEUR 1"␣
Int (N/2)=N/2⇒
"JOUEUR 2"␣
Lbl 3.␣
"N° DE LIGNE"␣
?→A.␣
"NOMBRE DE"␣
"POINTS A BARRER"␣
?→B.␣
" ":" "␣
" ":" "␣
" ":" "␣
" ":" "␣
A=0⇒Goto 3.␣
B=0⇒Goto 3.␣
B+C+D+E+F+G=25⇒Goto 3.␣
A=2⇒Goto 4.␣
A=3⇒Goto 5.␣
A=4⇒Goto 6.␣
A=5⇒Goto 7.␣
B+C>9⇒Goto 3.␣
B+C→C.␣
Plot 1.5,1.5.␣
Plot C+1,1.5.␣
Line.␣
Goto 8.␣
Lbl 4.␣
B+D>7⇒Goto 3.␣
B+D→D.␣
Plot 2.5,2.5.␣
Plot D+2,2.5.␣
Line.␣
Goto 8.␣
Lbl 5.␣
B+E>5⇒Goto 3.␣
B+E→E.␣
Plot 3.5,3.5.␣
Plot E+3,3.5.␣
Line.␣
Goto 8.␣
Lbl 6.␣
```

```
B+F>3⇒Goto 3.␣
B+F→F.␣
Plot 4.5,4.5.␣
Plot F+4,4.5.␣
Line.␣
Goto 8.␣
Lbl 7.␣
B+G>1⇒Goto 3.␣
1→G.␣
Plot 5.5,5.5.␣
Plot 6.5,5.5.␣
Line.␣
Lbl 8.␣
Graph Y=0▲
C+D+E+F+G=24⇒Goto 9.␣
Goto 2.␣
Lbl 9.␣
Int (N/2)≠N/2⇒"GAGNANT" →
1"▲
Int (N/2)=N/2⇒"GAGNANT" →
2"▲
```

Bibliographie

Voici les titres de quelques ouvrages présentant un intérêt certain pour l'amateur de calculatrices graphiques : "300+150 programmes pour Casio fx" "HP-48 : permis de conduire", "Votre fx 6800G", "Casio fx pour le bac", "TI-82/85 pour le bac", "HP-48 pour le bac", "Casio fx : Programmez votre succès !", etc. Ces ouvrages sont édités par DUNOD. Par ailleurs nous conseillons aux passionnés le service télématique **3615 CALCULATOR** qui rassemble des milliers de programmes et d'astuces pour vos calculatrices.

Loïc Fieux

MESURER
CAPTURER
TRAITER
IMPRIMER

...ENFIN C'EST POSSIBLE...

Enregistrez toutes vos mesures sur un PC, et sans ajouter de carte !

Parfait pour les "NOTEBOOKS"

ECONOMISEZ
SANS
COMPROMIS

ACQUISITION DE DONNEES SUR PC

- Une gamme unique de 5 produits "datalogging" pour l'enregistrement et le traitement graphique sur PC.
- Installation rapide, car sans carte, directement sur le port série ou parallèle.
- Autonome, sans besoin d'alimentation extérieure. Génération de Rapports.
- Fourni avec logiciels d'exploitation, couleur graphique, PICOSCOPE ou PICOLOG
- Mise en route immédiate. Drivers fournis également pour ceux désirant les interfacer avec leurs (en C, Pascal et Basic).
- Enregistrement des mesures /courbes sur DD, disquettes, imprimantes et dans fichiers exportables sous formats vers TT/PAO
- Notices en français. Support technique gratuit.
- Garantie 1 an. Fabrication Europe.
- Livraison sur stock.

AUTRES MODÈLES :

ADC 11
11 voies 10 bits
899,00 F HT
Entrée D25

ADC 12
Monovoie, 12 bits
899,00 F HT
Entrée BNC

ADC 16
Huit voies, 8 à 16 bits
programmable
2149,00 F HT
Entrée D25

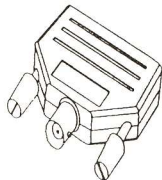
ADC 100
Emulation plusieurs instruments :
oscilloscope 2 voies à mémoire (storage)
Fréquence-mètre
Voltmètre, Analyseur Spectre
Résolution 12 bits
Entrée BNC CC/CA
PICOSCOPE ET PICOLOG

Le modèle ADC-10
Monovoie, précision 8 bits.

495 F HT

OPTION : CÂBLE BNC ET POINTE (X1/X10)
d'OSCILLOSCOPE : + 180 FHT

ADC-10



OFFRE SPECIAL: POUR 790 F TTC franco, VOTRE PC DEVIENT UN "INSTRUMENT VIRTUEL"

DIGIMÈTRE - OSCILLOSCOPE - ANALYSEUR DE SPECTRE

VOUS RECEVREZ POUR CE PRIX: un ADC-10, le LOGICIEL "PICOSCOPE", un câble BNC d'OSCILLOSCOPE, la notice en français, et le support technique. Avec la garantie 1 an !

Multipower

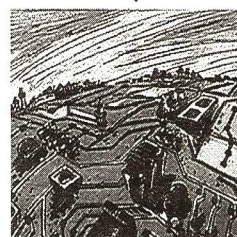
22 RUE EMILE BAUDOT. 91120 - PALAISEAU. France
TEL: (33) 1. 69 30 13 79 FAX: (33)1. 69 20 60 41

Génération
ELECTRONIQUE
PROJETS, INITIATION, ENSEIGNEMENT

le 15 du mois,
chez soi...
c'est sympa !

(voir page 23)

EURO-COMPOSANTS



CATALOGUE 1994-95

6000 références, 1300 photos ou schémas
Veuillez me faire parvenir le catalogue général Euro-Composants 1994/95 contre 35 F par chèque franco de port. Nous acceptons les bons de commande de l'administration.

EURO-COMPOSANTS

4, Route Nationale - BP 13 - 08110 BLAGNY

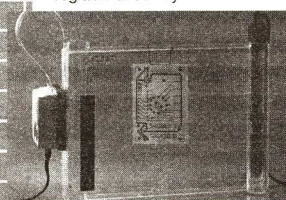
Tél. : 24 27 93 42 - Fax : 24 27 93 50

Ouvert du lundi au vendredi de 9 h à 12 h et de 14 h à 18 h. Le samedi de 9 h à 12 h

Labo Hobby : comparez !

Machine à graver

- Format utile 180 x 280 mm
- Avec THERMOMÈTRE Chauffage réglable avec voyant



Labo complet : 865 TTC
Logiciel PADS' : 500 TTC
Kit de neutralisation : 186 TTC
TOTAL : 1551 TTC

Prix départ chez tous les bons distributeurs CIF

Chassis à insoler U.V (kit)

- Format utile 200 x 300 mm - Avec prise de terre - Norme NFC 15-100
- Ensemble de la machine à la terre (comparez) - Avec starters démontables...

1^{er} CADEAU :

1 logiciel PAD'S - tourne sur PC
Saisie de schéma, placement, routage 100 % automatique
version 210 contacts

2^{er} CADEAU :

Kit de neutralisation pour perchlore de fer "exclusivité CIF"
Comprenant : gants, lunettes, densimètre, filtres, papier PH, neutralisant pour 40 litres, seau de manipulation.



Promo l'ensemble **865 F.TTC**

Catalogue 6000 articles
contre 11,20 F en timbres

11 rue Charles Michels - 92220 BAGNEUX
Tél : (1) 45 47 48 00 - Fax : (1) 45 47 16 14



C.I.F.
CIRCUIT IMPRIMÉ FRANÇAIS

UN MANCHOT ELECTRONIQUE

Tout le monde connaît les fameux manchots des salles de jeux et casinos. Nous en avons imaginé une version simplifiée. Mais ne perdez pas de vue que les jeux d'argent sont interdits par la loi...

I - LE PRINCIPE

A l'instar des machines à sous grandeur nature, où la règle consiste à aligner plusieurs figures ou symboles identiques, nous avons prévu trois compteurs commandés chacun par un bouton-poussoir indépendant. Chaque compteur a ses sorties reliées à trois DEL : une rouge, une verte et une jaune. En appuyant simultanément sur les trois boutons, les compteurs « tournent » à une très grande vitesse (plusieurs milliers de tours par minute).

En les relâchant, le joueur chanceux réussira à obtenir l'allumage de trois DEL de même couleur. Il est également possible d'atteindre cette situation idéale en agissant par la suite sur deux ou un bouton. Il est ainsi possible de bâtir toute une règle du jeu. Par exemple, l'obten-

l'on s'entête, il est même possible de clore la séquence engagée par un solde négatif... Il est également possible de compliquer la règle du jeu en attribuant un nombre de points dépendant en plus de la couleur. Bref, nous laissons libre cours à votre imagination...

II - LE FONCTIONNEMENT

(Fig. 1)

Le montage peut être alimenté à l'aide de n'importe quelle source de

trois CD 4017 qui sont des compteurs-décodeurs décimaux. Un tel compteur avance d'un pas pour chaque front ascendant présenté sur l'entrée « Horloge », à condition toutefois que l'entrée de validation V soit soumise à un état bas. Si tel n'était pas le cas, le compteur reste bloqué sur la position qu'il occupait au moment où l'entrée V a été reliée à un état haut.

L'entrée de remise à zéro « RAZ » doit également être reliée à un état bas pour que le compteur puisse fonctionner. Toute impulsion posi-

successivement un état haut sur S₀, S₁, S₂, S₀, et ainsi de suite. En effet, le passage à la position 3 entraîne immédiatement la remise à zéro du compteur grâce à la liaison S₃ → RAZ.

Etant donné la persistance rétinienne, un observateur verra les trois DEL allumées simultanément. En lâchant le bouton-poussoir, le compteur se bloque sur l'une des positions S₀, S₁ ou S₂, si bien qu'une seule DEL est allumée. Les résistors R₇ à R₉ limitent le courant dans les DEL. Quant aux capacités C₂ à C₄, elles font office de circuits anti-rebonds lorsque l'on relâche les boutons-poussoirs.

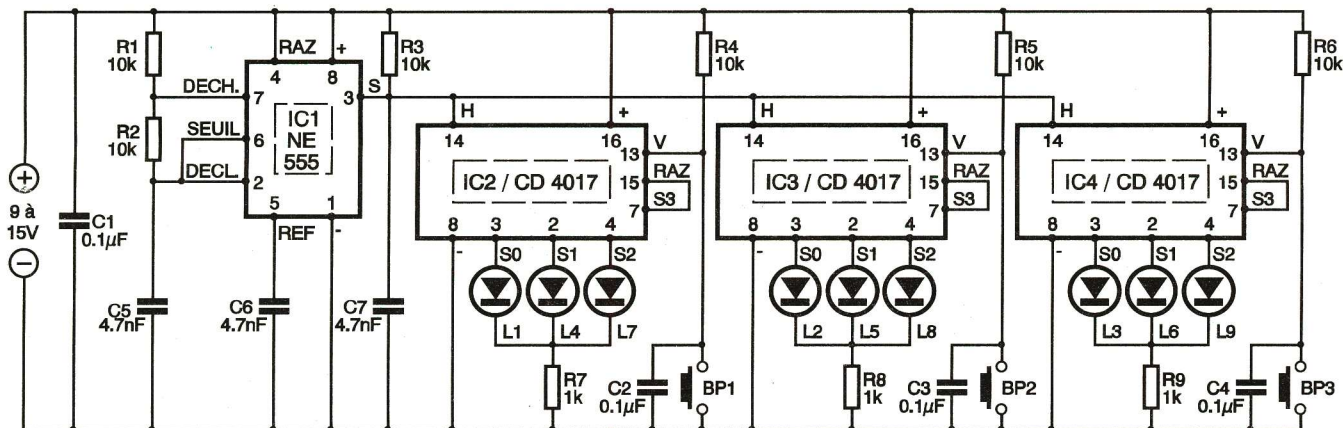


Fig 1

tion de trois DEL de même couleur vaut 3 points.

Toute intervention supplémentaire au premier essai donne lieu à un point négatif. On démarre alors avec un premier essai qui se solde par -1, un second par -2. Si l'on arrive à obtenir l'allumage des trois DEL à la même couleur à ce moment, l'opération se solde par 3 - 2 = 1. Mais si

l'on s'entête, il est même possible de clore la séquence engagée par un solde négatif... Il est également possible de compliquer la règle du jeu en attribuant un nombre de points dépendant en plus de la couleur. Bref, nous laissons libre cours à votre imagination...

La sortie du 555 référencé IC₁ est reliée aux entrées « Horloge » de

trois CD 4017 qui sont des compteurs-décodeurs décimaux. Un tel compteur avance d'un pas pour chaque front ascendant présenté sur l'entrée « Horloge », à condition toutefois que l'entrée de validation V soit soumise à un état bas. Si tel n'était pas le cas, le compteur reste bloqué sur la position qu'il occupait au moment où l'entrée V a été reliée à un état haut.

Dans notre montage, en appuyant par exemple sur le bouton-poussoir BP₁, l'entrée de validation de IC₂ est soumise à un état bas. Le compteur se met à « tourner » en présentant

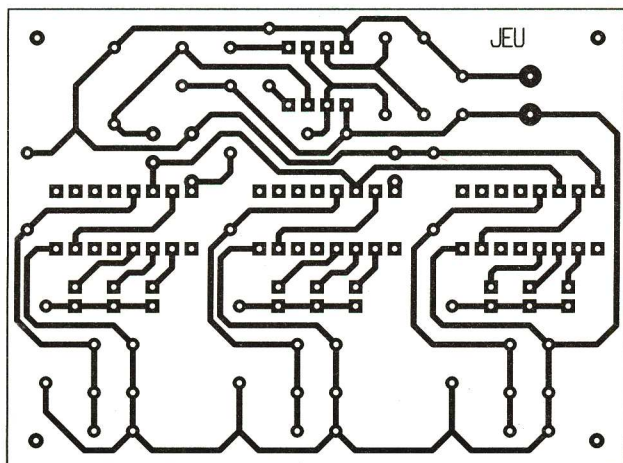


Fig 2

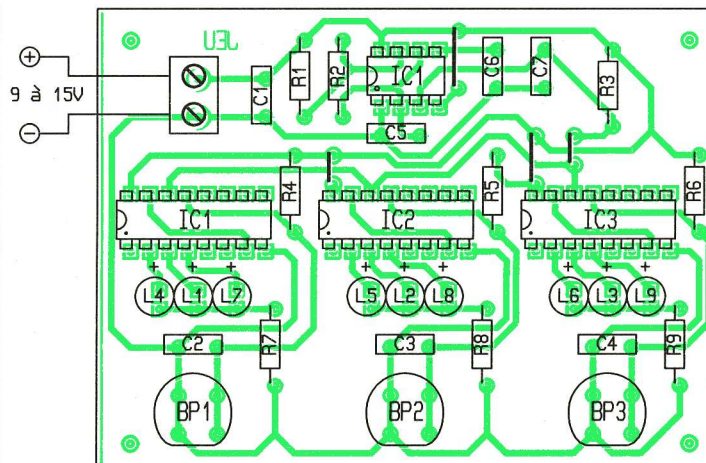


Fig 3

III - LA REALISATION

La figure 2 représente le circuit imprimé de ce montage très simple. L'implantation des composants est indiquée à la figure 3. N'oubliez pas le montage des quatre straps de liaison et faites surtout attention au respect de l'orientation des composants polarisés. Le montage ne nécessite aucun réglage. Et maintenant, que le meilleur gagne...

NOMENCLATURE

- 4 straps
- R₁ à R₆: 6 x 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₇ à R₉: 3 x 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- L₁ à L₃: 3 DEL rouges ○ 3
- L₄ à L₆: 3 DEL vertes ○ 3
- L₇ à L₉: 3 DEL jaunes ○ 3
- C₁ à C₄: 4 x 0,1 μF milfeuil
- C₅ à C₇: 3 x 4,7 nF milfeuil
- IC₁: NE555 (timer)
- IC₂ à IC₄: 3 x CD4017 (compteur décodeur décimal)
- BP₁ à BP₃: 3 boutons-poussoirs à contact travail (pour circuit imprimé)
- 1 support 8 broches
- 3 supports 16 broches
- 1 bornier soudable 2 plots





COMMENT CALCULER SES MONTAGES ?

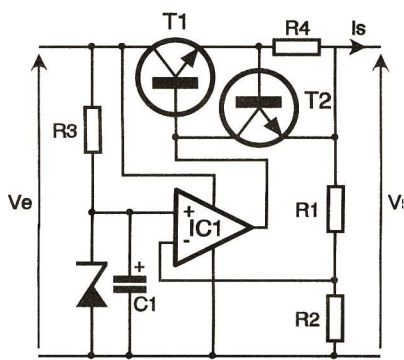
(10^e PARTIE)

Nous avons construit le mois dernier une alimentation stabilisée parfaitement fonctionnelle qui est d'ailleurs utilisée sous cette forme dans les appareils les plus divers. Elle présente cependant un défaut pour certaines applications, celui de n'être pas protégée contre les...

COURTS-CIRCUITS !

En effet, si vous avez bien compris le principe du montage, vous remarquerez immédiatement que si l'on fait accidentellement un court-circuit en sortie, la tension de sortie s'annule et, par le biais de la boucle de contre-réaction dont elle est équipée, l'alimentation va rendre T₁ de plus en plus conducteur, afin de tenter de faire augmenter cette tension de sortie.

Si le pont redresseur qui précède l'alimentation est « musclé » (ou si c'est une batterie de voiture par exemple), le courant traversant T₁ va



Notre alimentation équipée d'une sécurité électronique. **Fig 1**

pouvoir atteindre des valeurs importantes avec les conséquences que vous imaginez quant à la vie de ce pauvre transistor !

Bien sûr, nous direz-vous, on peut faire précéder ou suivre le montage par un fusible, mais c'est assez peu élégant et pas toujours sûr. Dans certaines situations, le transistor de puissance ou ballast claque avant le fusible.

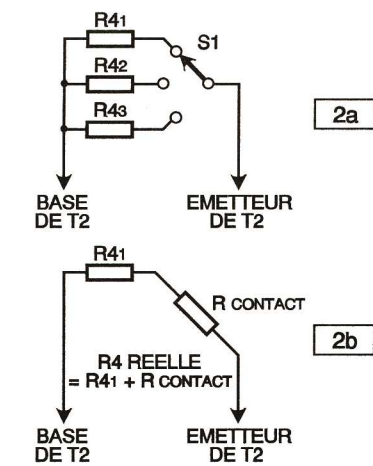
Mieux vaut faire appel à une protection électronique, plus sûre, beaucoup plus rapide et surtout assez facilement réglable. Ce choix est d'autant plus judicieux qu'il suffit d'une résistance et d'un transistor petits signaux (donc très peu coûteux) pour la réaliser.

UN FUSIBLE ELECTRONIQUE

En fait, l'appellation n'est pas tout à fait exacte car, outre le fait que notre « fusible » se réarme tout seul, il ne coupe pas brutalement le courant lorsqu'on dépasse le seuil choisi mais se contente d'empêcher le

dépassement de ce seuil. C'est justement ce que nous voulons; tout est donc pour le mieux.

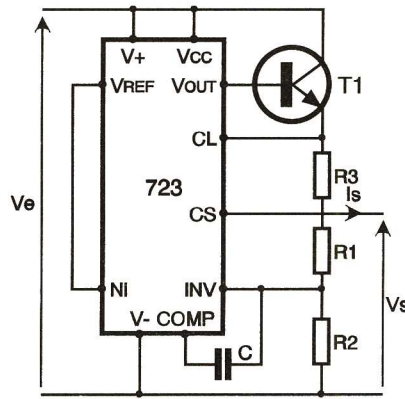
La figure 1 vous présente le schéma de notre alimentation, conforme à ce que nous avons vu le mois dernier, mais avec l'adjonction de notre limiteur de courant constitué par T₂ et R₄. Le principe de fonctionnement est fort simple et le calcul associé tout autant. Le courant de sortie I_s traverse R₄ et crée à ses bornes une chute de tension égale à : R₄ x I_s. Tant que cette tension est inférieure au seuil base-émetteur de T₂, ce transistor reste bloqué et l'alimentation fonctionne comme nous l'avons vu le mois dernier. Dès que cette tension atteint ce seuil (environ 0,6 à 0,7 V pour un transistor au silicium), T₂ commence à conduire et dérive le courant de base de T₁ qui devient donc moins conducteur. Un équilibre se crée alors avec un courant de sortie I_s limité à peu de choses près à la valeur imposée par l'apparition de cette conduction de T₂. On peut donc écrire en première approximation que le courant maximal fourni par notre alimentation



Comment rendre réglable le courant de court-circuit et... comment se tromper ! **Fig 2**

ou courant de court-circuit n'est autre que : $I_{cc} = 0,6/R_4$, avec I_{cc} en ampères et R₄ en ohms, bien évidemment.

La puissance dissipée par R₄ reste relativement faible. Le maximum étant atteint en phase de court-circuit. La relation suivante permet de la déterminer, mais vous l'aviez certainement déjà trouvée tout seul ! $P_{R4} = 0,49/R_4$ (nous avons utilisé le classique U₂/R puisqu'en phase de court-circuit la tension aux bornes de R₄ sera maximale, mais sans pouvoir dépasser 0,7 V).



Le 723, un « vieux » circuit toujours d'actualité. **Fig 3**

Ce courant de court-circuit peut évidemment être rendu réglable sur plusieurs valeurs fixes, comme le montre à titre d'exemple la figure 2a. Attention toutefois au fait que, dans ce type de schéma, l'intégralité du courant de sortie traverse S₁. Ce commutateur doit donc pouvoir supporter ce courant et surtout doit avoir une résistance de contact très faible.

En effet, comme le montre la figure 2b, sa résistance de contact s'ajoute à la valeur de notre résistance de mesure de court-circuit. Lorsque celle-ci est élevée, cela n'a que peu d'importance; en revanche, pour les faibles valeurs de résistances, cet effet peut devenir prépondérant. En voici une confirmation numérique :

- Courant de court-circuit : 5 A.
- Résistance R₄₁ : 0,6/5, soit 0,12 Ω.
- Résistance de contact de S₁ : 0,1 Ω (ce qui est très bon après quelques centaines de manœuvres !).

Le courant de court-circuit réel sera donc : $I_{cc} = 0,6/(R_{41} + 0,1)$, soit environ 2,7 A. Nous sommes loin de la valeur prévue.

Certains d'entre vous, au vu de ce

calcul, seraient peut-être tentés de réduire la valeur de la résistance R₄₁ de façon à tenir compte de celle de S₁. C'est, hélas ! impossible car le propre d'une résistance de contact est d'être mal définie et surtout variable dans le temps.

UN CIRCUIT INTEGRE « LOGIQUE »

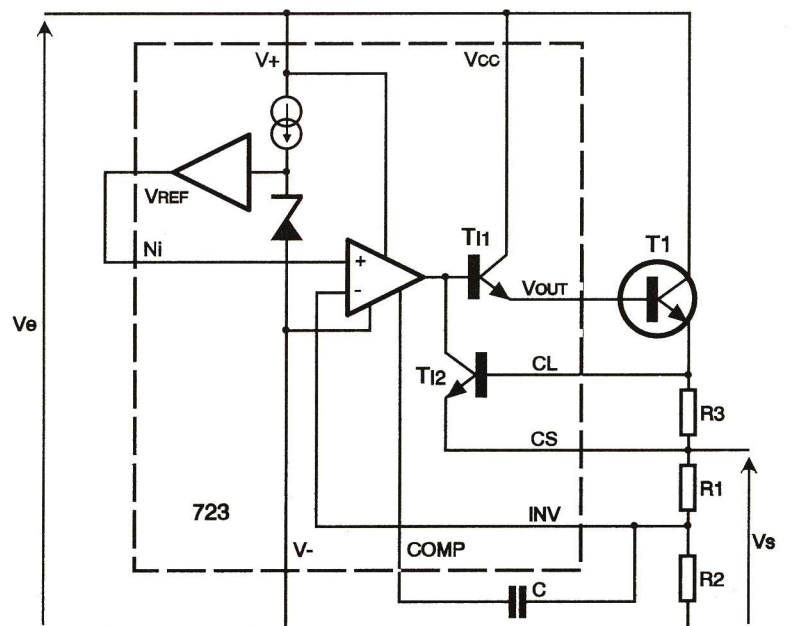
Notre étude du LM 3914 dans les premiers articles de cette série vous a montré qu'il ne fallait pas toujours considérer un circuit intégré comme une boîte noire pour laquelle on ne pouvait qu'appliquer les schémas de sa fiche technique. Nous allons voir maintenant que c'est encore le cas pour les circuits d'alimentation avec deux premiers exemples concrets très répandus.

A tout seigneur tout honneur, nous vous proposons de découvrir le schéma type d'utilisation du 723. Ce circuit, vieux de plus de quinze ans, est encore capable de rendre de nombreux services tant sa conception avait été bien pensée. Son prix dérisoire est évidemment un atout supplémentaire.

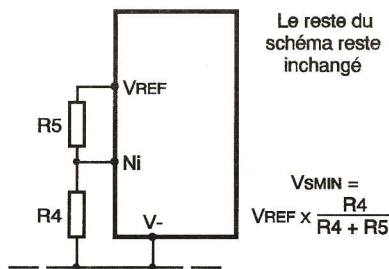
La figure 3 présente son schéma type d'utilisation dans une alimentation stabilisée positive de moyenne puissance, capable de délivrer de 8 à 25 V environ sous un courant maximal de quelques ampères.

Ce schéma est extrait de la fiche technique du circuit dans laquelle on découvre aussi les relations « qui vont avec », à savoir : Tension de sortie V_s = V_{ref} x (1 + R₁/R₂), avec V_{ref} = 7,15 V

Courant de court-circuit I_{cc} = 0,6/R₃.



L'examen de la structure interne du 723 permet de comprendre son schéma d'application. **Fig 4**



Comment descendre en dessous de la valeur de V_{ref} . **Fig 5**

Vous avouerez que ces relations ressemblent furieusement à celles que nous manipulons depuis un moment, et c'est logique. En effet, si nous observons le synoptique interne du 723, nous y reconnaissons notre alimentation de la **figure 1** un petit peu améliorée.

relations présentées ci-avant doivent vous sembler évidentes puisque, malgré la présence d'un circuit intégré, nous sommes en présence du même schéma que celui que nous vous avons fait construire peu à peu.

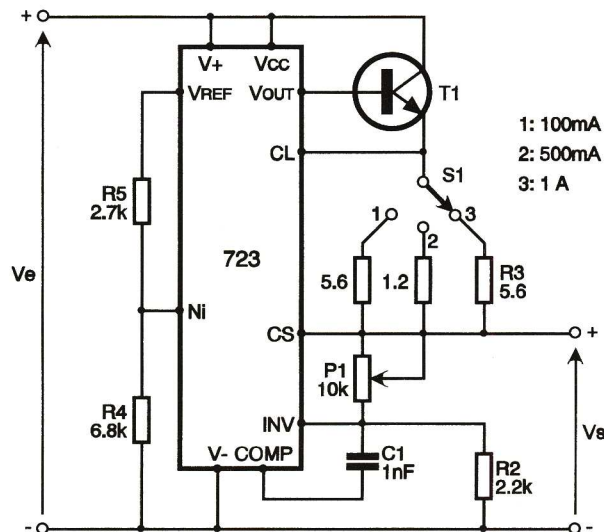
Comme la tension de référence interne de notre 723 est de 7,15 V, il est impossible, avec le schéma de la **figure 4**, de descendre en dessous de cette tension en sortie. L'artifice à employer alors est fort simple, comme le montre la **figure 5**. On divise, grâce à R_4 et R_5 , la tension de référence. La tension de sortie est alors déterminée par la relation : $V_s = V_{ref} \times R_4 / (R_4 + R_5) \times (1 + R_1/R_2)$. Cette façon d'agir fait perdre un tout petit peu en stabilité à la ten-

est faible, plus le 723 réagira vite à une variation de tension de sortie. Il ne faut toutefois pas descendre en dessous de 470 pF car le circuit risque de se mettre à osciller. La valeur typique habituelle est de 680 pF à 1 nF environ.

PLUS INTEGRE MAIS TOUT AUSSI LOGIQUE

Le 723, c'est bien joli, nous diriez-vous, mais il faut pas mal de composants externes dont un transistor de puissance ; de plus, on ne bénéficie d'aucune protection contre les échauffements excessifs alors que n'importe quel régulateur « trois pattes » en a une.

Qu'à cela ne tienne, nous vous proposons de découvrir maintenant le L 200, presque aussi célèbre que le



Une alimentation de laboratoire parfaitement fonctionnelle. **Fig 6**

Pour vous en persuader, nous avons redessiné la **figure 3** en y faisant apparaître le synoptique interne du 723, ce qui nous donne la **figure 4**. Nous y reconnaissons notre amplificateur opérationnel qui reçoit une fraction de la tension de sortie via le diviseur R_1 et R_2 et son entrée inverseuse. Son autre entrée reçoit, quant à elle, une tension de référence issue d'une Zener alimentée à courant constant au moyen d'un amplificateur spécialisé (c'est une des améliorations évoquées).

Afin de faciliter le travail de l'utilisateur, l'amplificateur opérationnel est même suivi d'un transistor interne T_1 de moyenne puissance qui permet au 723 de se dispenser de transistor externe tant que le courant à fournir ne dépasse pas 150 mA.

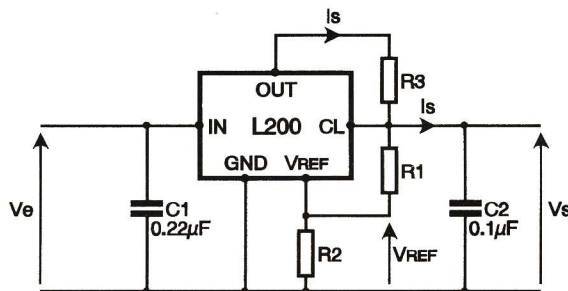
Le transistor interne T_2 , quant à lui, n'est autre que notre limiteur de courant, connecté de la même façon que ce que nous vous avons présenté **figure 1**. Au vu de cette **figure 4**, les

sion de sortie, mais cela se chiffre en pour mille et n'est donc pas significatif dans la majorité des applications.

Il est dès lors facile de réaliser une alimentation stabilisée de laboratoire avec notre 723, en respectant par exemple le schéma de la **figure 6**.

Ce montage délivre de 5 à 30 V environ selon la position de P_1 et dispose de trois courants de courts-circuits : 100 mA, 500 mA et 1 A. Si vous nous avez suivi, vous êtes en mesure de calculer toutes les résistances visibles sur ce schéma. Notez toutefois que pour R_4 et R_5 une assez large latitude de choix existe. Il faut veiller à faire circuler un courant raisonnable dans ce pont diviseur (1 à 2 mA par exemple) et surtout à ne pas excéder la limite permise par la sortie V_{ref} qui est de 15 mA.

Remarquez également la présence du condensateur C_1 dont nous n'avons pas parlé jusqu'à présent. Il s'agit d'un condensateur de compensation de l'amplificateur opérationnel interne au 723. Plus sa valeur



Le L 200 ou le début du « tout intégré ». **Fig 7**

723 mais plus récent puisqu'il n'a que... dix ans !

La **figure 7** présente son schéma de mise en œuvre type qui, comme vous pouvez le constater, est assez dépouillé. Malgré cela, ce montage peut délivrer de 2,8 à 30 V sous un courant maximal qui peut atteindre 2,5 A. Voyons cela de plus près.

Notre L 200 peut être assimilé à l'intégration complète du schéma de la **figure 1** auquel aurait toutefois été ajoutée une circuiterie de détection des échauffements excessifs. Cette circuiterie, propre à de très nombreux circuits intégrés modernes (régulateurs de tension par exemple), réduit le courant fourni par le circuit dès que la température de la puce dépasse un seuil défini par le constructeur.

Cette protection thermique, disons-le tout net, est parfaitement réversible et le circuit fonctionne à nouveau normalement une fois refroidi. Il faut cependant éviter de la mettre en œuvre de façon régulière car elle conduit tout de même à un vieillis-

sement accéléré du circuit. Revenons à notre L 200 dont le principe vous semblera désormais classique. Il compare en effet la tension appliquée sur sa patte V_{ref} à sa référence interne qui est de 2,77 V typique. La tension de sortie étant divisée par R_1 et R_2 pour être appliquée sur V_{ref} , vous comprendrez aisément que : $V_s = 2,77 \times (1 + R_1/R_2)$. Le courant de court-circuit, quant à lui, est directement lié à la chute de tension dans R_3 mais, ici, et compte tenu de la structure interne du circuit, elle n'est plus de 0,6 V mais de 0,45 V, comme nous l'apprend la fiche technique du L 200. Nous avons donc : $I_{cc} = 0,45/R_3$.

Tout cela est très classique et les seules questions que vous puissiez encore vous poser à ce stade de notre exposé concernent C_1 et C_2 . Ces condensateurs sont là pour réduire l'impédance des lignes d'entrée et de sortie du circuit en alternatif. En effet, le L 200 contient des amplificateurs à grand gain qui, en cas de réaction au niveau des pattes d'entrée et de sortie, risqueraient de transformer notre belle alimentation en oscillateur de puissance !

Compte tenu des caractéristiques internes du L 200, le courant maximal absolu qu'il puisse fournir est de 3,5 A, mais il est prudent de s'éloigner un peu de ces extrêmes et de se limiter à 2,5 A.

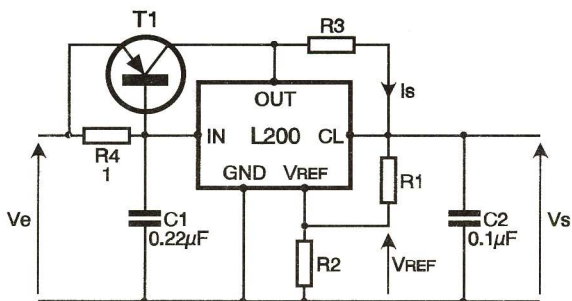
Avec l'alimentation de la **figure 1**, il était facile de fournir plus de courant de sortie, il suffisait de changer T_1 , voire de monter un Darlington de puissance, et le tour était joué ; mais, ici, comment faire puisque tout est intégré ?

PLUS DE COURANT EN TOUTE SECURITE

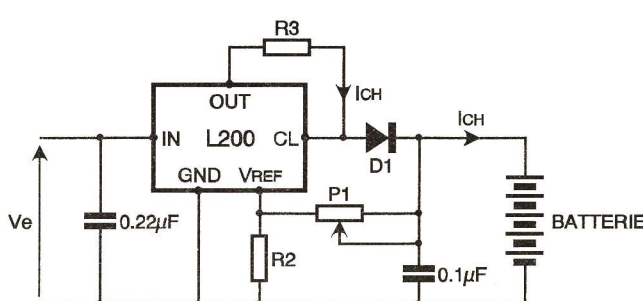
La solution est relativement simple et classique, et vous est présentée **figure 8**. Elle fait appel à seulement un transistor de puissance externe et à une résistance. Le L 200 reste connecté, comme ce que nous avons vu jusqu'à présent, et ses éléments périphériques se calculent donc de la même façon. Il reste juste à déterminer R_4 pour laquelle nous disposons d'une assez grande liberté. En effet, le principe de ce montage est de faire passer la plus grande partie du courant de sortie dans le transistor externe T_1 . Cela se produit dès que ce transistor est rendu conducteur, c'est-à-dire dès que la chute de tension dans R_4 atteint son seuil base-émetteur, soit 0,6 V environ.

Avec une valeur de R_4 de 1 Ω , comme c'est le cas **figure 8**, le L 200 sera traversé par 600 mA environ et le transistor externe par le reste du courant fourni.

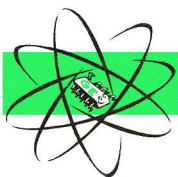
Ce dernier est limité par la résistance de court-circuit du L 200, R_3 , avec toujours la relation : $I_{cc} = 0,45/R_3$, soit ici 4,5 A, puisque tout le courant



Plus de courant avec le L 200 ; c'est possible ! **Fig 8**



L'art de transformer une alimentation en un bon chargeur de batterie. **Fig 9**



PETITE HISTOIRE DE L'ATOME

(7^E PARTIE)



R. Oppenheimer

réaction en chaîne aboutir à la création de bombes « extrêmement dangereuses entre les mains de certains gouvernements ». Croyant que cette demande émanait d'un physicien isolé et n'étant pas vraiment convaincu que des recherches sur la fabrication d'une arme puissent aboutir rapidement, F. Joliot rejeta l'idée d'une autocensure et publia malgré tout ses résultats.

venté, et c'est finalement cinq méthodes qui furent retenues en mai 1942.

Mais entre les cinq procédés, lequel fallait-il choisir ?

Trois méthodes (électromagnétique, centrifuge et la diffusion gazeuse) concernaient la séparation de l'uranium 235 alors que les deux autres s'appliquaient à la production de plutonium dans un réacteur (graphite ou eau lourde). Devant l'impossibilité d'effectuer un choix sans être certain que la méthode retenue constitue la meilleure, il fut décidé de développer les cinq en raison des enjeux.

secrétaire de la Guerre : « J'ai vu brièvement le colonel Groves ; je me demande s'il a assez de tact pour une telle responsabilité... Je crains que nous ne soyons dans le pétrin ! » Son tempérament accrocheur, le sens de l'efficacité et la capacité de prendre les décisions importantes balayèrent cependant les doutes qu'aurait pu susciter son caractère irascible et autoritaire.

Le 24 septembre, Groves était déjà à pied d'œuvre à Knoxville (Tennessee) où l'attendait le colonel Marshall, afin qu'ils puissent visiter le site d'Oak Ridge où ils comptaient construire une usine.

Lorsqu'il se rendit quelques jours plus tard à Pittsburgh dans les laboratoires de recherche de Westinghouse, Groves eut ses premiers doutes. En effet, le procédé centrifuge mis au point par le professeur Jesse W. Beams à l'université de Virginie consistait à séparer l'isotope le plus léger, l'uranium 235 de l'isotope le plus lourd, l'uranium 238 en utilisant des tambours tournant à grande vitesse.

Outre le fait qu'ils n'avaient obtenu aucun résultat concret, les personnels chargés du procédé travaillaient avec une nonchalance qui ne correspondait pas à l'urgence de la situation. Pour ces différentes raisons, Groves proposa à son retour à Washington d'abandonner la méthode centrifuge afin de reporter les efforts sur les quatre autres méthodes, décision qui fut adoptée quelques jours plus tard.

Se rendant plus tard à l'université de Columbia à New York, Groves et deux de ses assistants rencontrèrent les docteurs Harold Urey et John Dunning, physiciens, qui travaillaient sur le procédé de diffusion gazeuse. Il s'agissait de transformer l'uranium en gaz puis de séparer ses deux isotopes, le 235 et le 238, en utilisant un filtre. Le 235, plus léger, passant plus vite que le 238, il suffit de répéter l'opération un nombre de fois suffisant pour obtenir une séparation totale et donc l'uranium 235 nécessaire pour construire la bombe. A ce stade, le principe n'avait pu être expérimenté. Seuls le dynamisme et l'optimisme de Dunning (alors âgé de 35 ans) constituaient une chance de vaincre les obstacles aux yeux de Groves.

La visite qu'il fit ensuite au professeur Ernest O. Lawrence ne lui apporta pas plus de réconfort. Ce dernier, d'allure sportive et doté d'un grand sens pratique, travaillait sur la séparation magnétique.

Installé à l'université de Berkeley, son *calutron* (une contraction de « *calu* » pour université et « *tron* » pour *cyclotron*, l'appareil qui lui avait valu le prix Nobel en 1939) ne pouvait produire que des échantillons de quelques dizaines de microgrammes contenant seulement 35 % d'ura-

nium 235. Accélééré par une force électromagnétique, l'uranium est entraîné dans une trajectoire circulaire. Les isotopes 235 et 238, de par leur différence de poids, suivent des trajectoires différentes et, dès lors, peuvent être recueillis dans des réservoirs séparés. Mais, entre le système expérimental et le projet industriel, il restait encore beaucoup d'obstacles à franchir, avec notamment celui qui consistait à réunir suffisamment de cuivre pour réaliser les électroaimants gigantesques que ne manquerait pas de nécessiter l'installation.

De retour à Washington, Groves confia le problème au lieutenant-colonel Nichols qui lui apporta la solution : utiliser l'argent en dépôt au Trésor public !

Accueilli au ministère des Finances par le sous-secrétaire Daniel Bell, Nichols présenta sa requête. Habitué à contribuer avec l'armée, D. Bell ne fut pas surpris par la démarche mais par la quantité demandée : 6 000 tonnes d'argent. En fait, le trésor disposait de 47 000 tonnes d'argent ne garantissant pas la monnaie et transférables à l'effort de guerre sans qu'il soit besoin d'en référer au Sénat. Restituable dans les six mois suivant la fin de la guerre, l'argent fut livré sous la forme de rouleaux camouflés en pneus avant d'être bobinés pour former les électroaimants.

■ LA LETTRE

Cette idée fit pourtant son chemin et aboutit à une entente tacite sur ce point en Angleterre et aux Etats-Unis. Léo Szilard, Eugène Wigner et Edward Teller réussirent à convaincre Albert Einstein de rédiger une lettre adressée au président des Etats-Unis, F.D. Roosevelt, dans laquelle il précisait que, suite aux travaux de E. Fermi et L. Szilard ainsi qu'aux découvertes de F. Joliot, il apparaissait comme probable que la fabrication d'une arme atomique soit envisageable dans un « avenir immédiat ». Insistant sur la nécessité de mobiliser l'ensemble des ressources disponibles afin de gagner cette course à l'arme nucléaire, A. Einstein terminait sa lettre par le paragraphe suivant :

« Je crois savoir que l'Allemagne a actuellement arrêté la vente d'uranium provenant des mines de Tchécoslovaquie dont elle a pris le contrôle. Qu'elle ait décidé d'une telle mesure aussi rapidement pourrait peut-être se comprendre par le fait que... Von Weizsäcker travaille à l'institut Kaiser Wilhelm de Berlin, où une partie du travail américain sur l'uranium est actuellement en train d'être répété. »

Le financier new-yorkais, Alexander Sach, un homme érudit qui, s'intéressant à la physique, fut convaincu de la possibilité de créer une bombe atomique. C'est en tant qu'ami et conseiller du président qu'il apporta son concours au groupe de savants en portant personnellement la lettre à Roosevelt, le 11 octobre 1939.

Soucieux des conséquences qu'entraînerait la possession d'une telle arme, le président Roosevelt créa immédiatement un comité gouvernemental chargé d'aider financièrement les universités américaines entreprenant des recherches dans ce domaine. Les 300 000 dollars affectés à seize groupes de chercheurs permirent, dans un premier temps, de déterminer ce que seraient les méthodes de production de la matière fissile nécessaires à la construction d'une bombe.

Si les travaux progressèrent lentement, c'est que tout devait être in-

■ LE MANHATTAN PROJECT

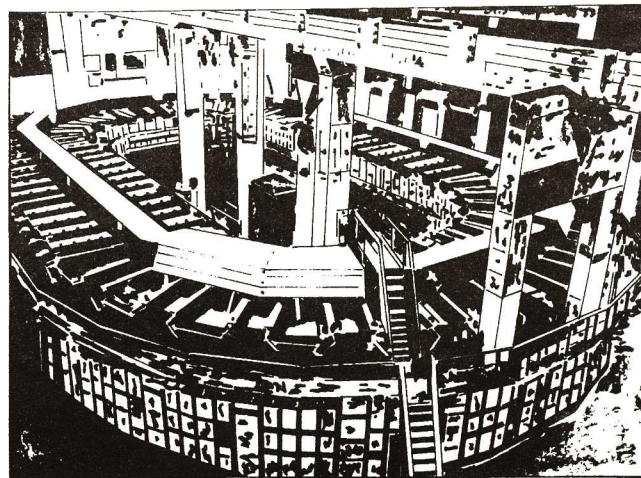
L'Office of Scientific Research and Development (OSRD) dirigé par Vannevar Bush, docteur et président de l'institution Carnegie, était alors chargé de la coordination des recherches entre les différents centres. Le comité atomique de l'OSRD (baptisé S-1), avec à sa tête James Bryant Conant (président de l'université de Harvard), ayant communiqué au président Roosevelt que le projet devenait réalisable, ce dernier décida de confier sa réalisation à l'armée. La section spéciale constituée à l'intérieur de l'arme du Génie (chargé de la construction des infrastructures telles que usines de production pour l'armement, routes, ponts, etc.) à qui incombait cette lourde tâche fut baptisée Manhattan District, du nom de l'île sur laquelle est bâti le centre de New York, car c'est là qu'il s'établit afin de ne pas attirer l'attention. Le colonel James C. Marshall prit son commandement puis ce fut le colonel Leslie R. Groves qui fut affecté à la direction du Manhattan Project à partir du 17 septembre 1942 (le Manhattan Project englobait le Manhattan District auquel s'ajoutaient les aspects scientifiques, stratégiques et gouvernementaux de la construction de la bombe atomique).

La formation d'ingénieur du colonel Groves, qui fit ses études au MIT (Massachusetts Institute of Technology) avant d'intégrer l'école militaire de West Point d'où il sortit en 1918, lui permit de faire une carrière importante au sein du Génie. Nommé général de brigade le 23 septembre, sa tâche consista dans un premier temps à rencontrer les différents responsables et directeurs afin d'évaluer ce que seraient les besoins. Sa première rencontre avec Vannevar Bush fut pour le moins glaciale car, n'étant pas au courant de la nomination de Groves, il refusa de lui divulguer la moindre information. Il écrira d'ailleurs dans une note adressée à l'adjoint du

■ LOS ALAMOS

Il restait, entre autres problèmes, à créer un laboratoire pour la bombe en nommant à sa tête une personnalité chargée de la diriger. Les recherches théoriques préliminaires concernant la bombe ayant été confiées à Robert Oppenheimer, c'est vers ce dernier que Groves orientera son choix, malgré la désapprobation du comité chargé de la surveillance du projet (Oppenheimer avait été associé à des membres du parti communiste sans y adhérer, pendant la guerre d'Espagne). Possédant un ranch dans les environs, Oppenheimer suggéra à Groves d'utiliser le site de Los Alamos, au Nouveau-Mexique, afin d'installer ce laboratoire.

P. RYTER



Le cyclotron : installation d'Oak Ridge

P.Ry