

DÉCOUVREZ LES FRÉQUENCES INSOLITES

Récepteur
aviation
118/136 MHz

Récepteur BLU bande des 20 mètres

Programmateur sur USB

RETROUVEZ AUSSI :

▷ Ces diodes aux caractéristiques particulières

▷ Mesurez les signaux HF

Prise commandée en IR

Mini écran graphique avec PIC-BASIC

FRANCE : 4,50 € • DOM Avion : 5,70 €
BEL : 5,20 € • CH : 7,50 FS
CAN : 5,95 \$ CAN • ESP : 4,60 €
GR : 4,60 € • TUN : 4700 TNM
MAR : 50 DH • PORT CONT : 4,60 €
DOM SURF : 4,60 €

T 02437 - 297 - F - 4,50 €



SOMMAIRE

ELECTRONIQUE PRATIQUE

Fondateur : Jean-Pierre VENTILLARD

N° 297 - SEPTEMBRE 2005

TRANSOCEANIC

S.A.S. au capital de 574 000 €

Président : Patrick VERCHER

2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS

Tél. : 01.44.84.88.26 - Fax : 01.44.84.88.18

Internet : <http://www.electroniquepratique.com>

RÉDACTION :

Directeur de la publication :

Patrick VERCHER

Conseiller technique :

Bernard DUVAL

Secrétaire de rédaction :

Annie LECOMTE

Mise en page :

Didier BELLANGER

Couverture :

Dominique DUMAS

Illustrations :

Alain BOUTEVEILLE SANDERS

Photos :

Isabelle GARRIGOU

Avec la participation de : G. Ehretsmann, P. Gueulle, F. Jongbloet, V. Le Mieux, J.-P. Mandon, P. Mayeux, P. Morin, A. Rebotux, O. Viacava

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

DIFFUSION/VENTES :

Bertrand DESROCHE

Tél. : 01.44.84.84.54

N° vert réservé aux diffuseurs et dépositaires de presse :

0800.06.45.12

PUBLICITÉ :

2 à 12, rue de Bellevue - 75019 Paris

Tél. : 01 44 84 88 26

Fax : 01 44 84 88 18

E Mail : pub.ep@wanadoo.fr

ABONNEMENTS/VPC :

18-24, quai de la Marne - 75019 Paris

Tél. : 01 44 84 85 16 - Fax : 01 42 00 56 92.

Préciser sur l'enveloppe «SERVICE ABONNEMENTS»

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal. Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

Aucun règlement en timbre poste.

Forfait photocopies par article : 5,00 €.

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à

Electronique Pratique aux USA ou au Canada,

communiquez avec Express Mag :

USA : P.O. Box 2769, Plattsburgh, N.Y. 12901-0239

CANADA : 8155 rue Larrey, Anjou (QC) H1J2L5

Téléphone : (514) 355-3333

Sans frais : 1 800 363-1310

Fax : (514) 355-3332.

Courriel : expsmag@expressmag.com

Internet : www.expressmag.com

Le tarif d'abonnement annuel pour les USA et le Canada

est de 53,90 €.

I.S.S.N. 0243 4911

N° Commission paritaire : 0909 T 85322

Distribution : Transport Presse

Imprimé en France/Printed in France

Imprimerie : SIEP/Bois le Roi - 77590

DÉPOT LEGAL SEPTEMBRE 2005

Copyright © 2005 - TRANSOCEANIC

« Ce numéro
a été tiré à 36 500
exemplaires »

Infos/Nouveautés Opportunités

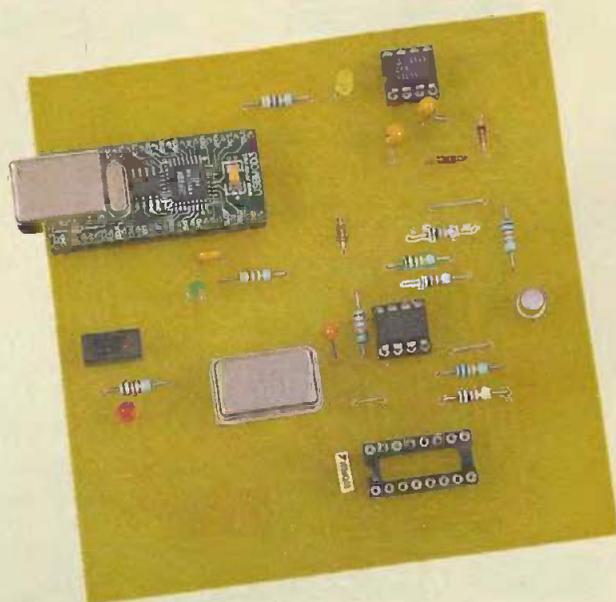
Internet pratique

Initiation

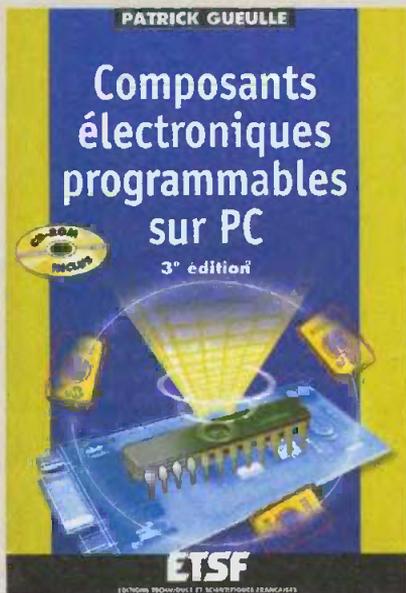
- 12 *Amplificateurs petits signaux à transistors*
- 18 *Détecter et mesurer les signaux HF*
- 24 *Téléphonie : présentation du clip-codage et décodage avec un PC*
- 28 *Ces diodes aux caractéristiques particulières*
- 32 *Les régulateurs à découpage*

Réalisez vous-même

- 38 *Récepteur pour la bande aviation*
- 44 *Récepteur BLU pour la bande des 20 mètres*
- 54 *Prise commandée en infrarouge*
- 58 *Mini écran graphique pour PIC-BASIC*
- 62 *Programmation de 68HC908QT/QY sur USB*
- 68 *Alarme pour serrure*
- 72 *Détecteur de métal pour murs et cloisons*



LE PROCHAIN NUMÉRO D'ELECTRONIQUE PRATIQUE
SERA EN KIOSQUE LE 7 OCTOBRE 2005



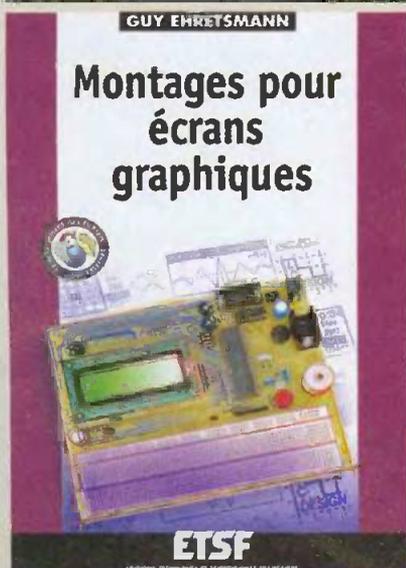
COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES PROGRAMMABLES SUR PC

Mémoires non volatiles, EPLD, microcontrôleurs... nombre de composants électroniques sont programmables sur PC. Cet ouvrage vous expose les techniques qui permettent d'écrire dans le silicium, afin de concevoir et produire vos propres circuits intégrés, par définition introuvables dans le commerce. Outre une présentation détaillée des principales familles de composants programmables, il présente tous les plans des programmeurs nécessaires à leur mise en œuvre, y compris les tracés des circuits imprimés.

Dans cette troisième édition, augmentée et mise à jour, un CD-ROM rassemble tous les programmes requis, ainsi que divers logiciels professionnels : compilateur logique, éditeur de fichier, etc.

Patrick GUEULLE est ingénieur de l'école française de radioélectricité, d'électronique et d'informatique (EFREI), journaliste technique et auteur pour ETSF de très nombreux ouvrages d'électronique.

DUNOD/ETSF : 33 €



MONTAGES POUR ÉCRANS GRAPHIQUES

Les écrans alphanumériques et graphiques, chaque jour plus présents en électronique, constituent un nouveau défi pour les concepteurs de circuits qui doivent faire preuve à la fois de compétences en électronique, en programmation et en design d'interface homme-machine.

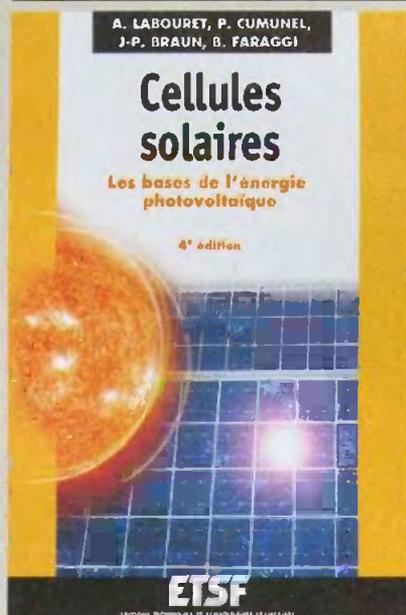
Cet ouvrage propose un tour d'horizon des multiples applications, méthodes de conception et de programmation des écrans graphiques, à travers nombre d'exemples de montages, détaillés et commentés.

Destiné aux électroniciens confirmés, mais également aux débutants souhaitant s'initier à l'électronique numérique, l'ouvrage démystifie, pas à pas, l'apparente complexité de mise en œuvre de ces composants passionnants !

Guy EHRETSMANN pratique l'électronique numérique depuis bientôt vingt ans. Auteur de nombreux articles dans la revue Électronique Pratique, il participe en tant qu'ergothérapeute, à la conception et à la réalisation d'interfaces homme-machine accessibles à tous.

À paraître bientôt

DUNOD/ETSF



CELLULES SOLAIRES

A. Labouret, P. Cumunel, J-P. Braun, B. Faraggi

Alors même que l'apport énergétique du soleil est quasi illimité, moins de 1 % de la consommation énergétique mondiale est issue de l'énergie solaire. On réalise le chemin qu'il nous reste à parcourir pour exploiter tout le potentiel de cette énergie renouvelable et écologique.

Cet ouvrage vous convie à découvrir l'énergie solaire photovoltaïque, électricité produite à partir d'une source de lumière naturelle ou artificielle, grâce à des cellules ou panneaux solaires. Conçu par une équipe d'ingénieurs et de formateurs spécialistes du domaine, il présente de façon théorique et pratique tous les aspects de cette technologie :

- l'ensoleillement et la lumière ;
- les cellules solaires, le stockage de l'énergie ;
- les usages de l'énergie photovoltaïque ;
- des montages simples à réaliser à base de photopiles et de panneaux solaires.

Cette 4^e édition mise à jour séduira tous ceux qu'interpelle ou passionne déjà cette énergie en plein essor et de plus en plus abordable.

À paraître bientôt

DUNOD/ETSF

Nouveautés • Infos

Lextronic et Comfile se déchainent la déferlante CUBLOC™ arrive en France !

Déjà connu pour être à l'origine de modules microcontrôlés aussi réputés que les PICBASIC, le ROVIN™ ou encore les TinyPLC™ le fabricant Comfile prouve s'il en été encore besoin son étonnante suprématie et sa capacité à développer sans cesse des produits toujours plus performants et innovants. Ainsi il faudra très prochainement compter avec les tous nouveaux modules CUBLOC™ qui intègrent sur une même « puce » à la fois un microcontrôleur programmable en langage « BASIC » très évolué ainsi qu'un mini-automate (PLC) programmable en langage contact, lesquels pourront être utilisés simultanément de part la structure multitâches des CUBLOC™. Le développement de vos applications s'effectuera sur PC grâce au logiciel « CUBLOC Studio » par l'intermédiaire de 2 fenêtres distinctes qui vous donneront accès à votre programme BASIC ainsi qu'au langage PLC (type Ladder™). Le téléchargement de vos applications au sein des modules se fera au moyen d'un simple câble série avec des possibilités de « debug » et « monitoring » multiples. Le langage Basic des CUBLOC™ dispose de près de 150 instructions capables de gérer les convertisseurs analogique/numérique, les liaisons RS-232, I2C™, SPI™, MODBUS™, les fonctions mathématiques (SIN, COS, SQR, LOG...), les interruptions matérielles ou temporelles, les claviers matricés, les signaux PWM, les servomoteurs, le comptage d'impulsions, la génération de fréquences, etc... Le cœur PLC du CUBLOC™ dispose également de son propre jeu d'instructions évoluées.



Comme à l'accoutumé chez Comfile, les CUBLOC™ disposent d'une multitude de modules périphériques dédiés très facilement pilotables : afficheurs LCD alphanumériques, afficheurs LCD graphiques, afficheurs 7 segments à leds, modules de connexions Ethernet, etc...

Importés et distribués en exclusivité en France par Lextronic, les CUBLOC™ sont déclinés en 3 versions :

Le « CB220 » proposé au prix unitaire de 45 euros dispose de 80 K de mémoire programme, de 3 K de RAM et de 16 entrées/sorties.

Le « CB280 » proposé au prix unitaire de 53 euros dispose de 80 K de mémoire

programme, de 3 K de RAM et de 49 entrées/sorties.

Le « CB290 » proposé au prix unitaire de 80 euros dispose de 80 K de mémoire programme, de 28 K de RAM et de 92 entrées/sorties et d'une horloge RTC.

La notice d'utilisation des CUBLOC™ actuellement en cours de traduction sera disponible pour la fin du dernier trimestre 2005 en français.

Consultez le site
www.lextronic.fr
pour plus d'Infos.



BOURSE RADIO TSF

RADIOFIL le premier club français des amateurs de TSF, des techniques radio ainsi que des représentants de clubs amis, ACHDR et CHCR effectueront une grande bourse radio et brocante pièces détachées (lampes, composants) ainsi que des gramophones, des matériels de reproductions sonores et des instruments de mesures.

Seront présentés :
des postes de TSF à lampes des années 1920 aux années 1970, représentatifs de l'évolution de la radio, des gramopho-

nes, divers équipements anciens, des pièces détachées, des lampes, des composants et des revues spécifiques.

ORSAY, LE 9/10/05

Espace Jacques Tati centre ville
de 9 h à 17 h

Entrée gratuite, parking, fléchage
(métro Orsay ville par ligne RER
Saint Rémy lès Chevreuses)

Manifestation organisée avec la municipalité
d'Orsay dans le cadre de la semaine des Sciences

Commutateurs CATV de Peregrine Semiconductor pour remplacer les diodes PIN

Peregrine Semiconductor, l'un des fournisseurs les plus avancés en matière de circuits intégrés de commutation RF CMOS et à signaux mixtes, annonce la disponibilité des commutateurs CATV SPDT PE4272 et PE4273 qui présentent un rapport prix/performance sans précédent pour le marché de la large bande.

Conçus pour remplacer les montages compliqués à base de diode PIN, ces nouveaux circuits fournissent une solution de commutation de forte puissance, simple, économique, avec un isolement et une linéarité élevés, tout en conservant cette performance de 1 MHz à 3 GHz.

Les commutateurs PE4272 et PE4273 se caractérisent par une alimentation ultra-basse consommant 8 μ A à 3 V, une puissance à 1dB de compression de +32 dBm, une faible perte d'insertion de 0,5 à 1 GHz.

Ils intègrent une interface CMOS simple à broche unique. Les circuits sont proposés en boîtiers miniatures SC-70 à 6



broches avec un isolement de 35 dB à 1 GHz (PE4273) et en MSOP à 8 broches avec 44 dB d'isolement à 1 GHz (PE4272), ce qui les rend idéaux pour les applications de TV sur ordinateur, de tuner TV, décodeur TV, satellite, magné-

toscope numérique (DVR) et pour le câble.

Ces commutateurs sont disponibles en contactant **Richardson Electronics**, le distributeur au niveau mondial de **Peregrine** (www.rell.com).

Faces avant et boîtiers - Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux



L'entreprise Schaeffer AG est l'interlocuteur idéal pour la production de vos faces avant ou boîtiers en aluminium ou plexiglas, en pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

En effet, dans le monde de l'électronique, les faces avant sont un élément de construction fréquemment demandé, mais souvent, la production de petites séries reste coûteuse; aussi, pour palier au coût

élevé, on utilise alors une perceuse et une lime. A l'aide du Designer de Faces Avant, disponible gratuitement sur internet, vous pouvez désormais réaliser facilement et rapidement votre face avant et la commander directement en ligne par le biais d'un programme de commande intégré au logiciel.

Le fichier conçu par le client est converti par un programme de fraisage et la face

avant réalisée à l'aide de la technique CNC. Des faces avant individuelles, même très différentes, peuvent ainsi être réalisées avec la qualité d'une série. La face avant est livrée dans un délai de 5 à 8 jours de travail, mais moyennant un supplément, la réalisation est également possible en 3 jours voire même 24 heures.

La Schaeffer AG est établie à Berlin depuis plus de quarante ans. Le Designer de Faces Avant existe depuis environ huit ans et depuis, la Schaeffer AG livre environ 900 entreprises dans toute l'Allemagne et exporte, entre autre, en Autriche, en Grande-Bretagne, en Belgique, en Espagne, en Inde ou bien en Scandinavie.

En réaction au développement très rapide de l'entreprise et pour répondre à la demande, la Schaeffer AG s'est implantée il y a deux ans sur le sol américain, en ouvrant une filiale à Seattle.

Pour de plus amples renseignements consultez notre page internet ou bien contactez-nous :

Schaeffer AG

Tél. : +49 (0)30 805 8695-30

info.fr@schaeffer-ag.de

www.schaeffer-ag.de

internet PR@TIQUE

La découverte de l'électronique sur Internet est généralement accessible au plus grand nombre. Certes, il existe de nombreux sites destinés avant tout aux étudiants de la filière électronique, cependant il est assez facile de trouver de nombreux sites qui s'adressent aux débutants ou aux amateurs. Pour vous en convaincre nous vous invitons à visiter avec nous quelques pages consacrées à la découverte de l'un des circuits les plus connus des électroniciens amateurs, il s'agit du circuit NE555.

En guise d'introduction nous vous invitons à charger la page suivante dans votre navigateur favori :

<http://pp.enforce.free.fr/pages/elec/555/NE555.htm>. Ce site propose deux petits montages pour illustrer le fonctionnement du circuit NE555 utilisé en oscillateur astable. Certes, l'utilité des montages est plutôt limitée (clignoteur à 1 ou 2 diodes led), mais on peut difficilement faire plus simple. Le

1 <http://pp.enforce.free.fr/pages/elec/555/NE555.htm>

site indique la formule mathématique qui permet de calculer la fréquence des oscillations du montage, ce qui permet facilement d'adapter le montage à ses besoins.

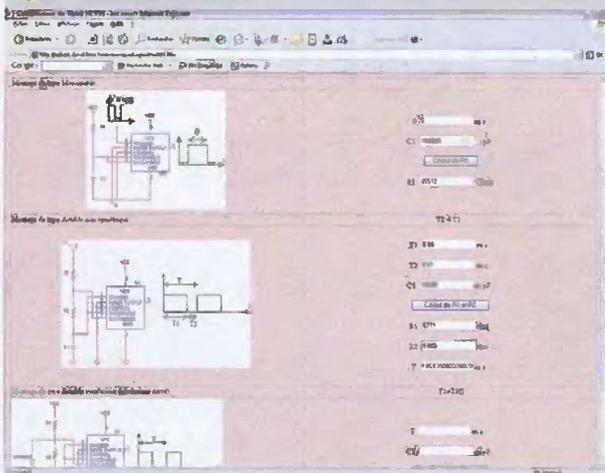
Si les montages proposés sur le premier site sont très faciles à reproduire, il faut reconnaître qu'ils ne sont pas accompagnés de beaucoup d'explications sur le fonctionnement interne du circuit NE555. Nous vous invitons donc à charger maintenant une nouvelle page dans votre navigateur pour découvrir comment est constitué un circuit NE555. Le site proposé se situe à l'adresse <http://www.ac-nancy-metz.fr/presetab/lycom/electro/Electro-cours/ne555.htm>. Vous y trouverez le schéma synoptique interne du circuit NE555 et quelques schémas types de l'utilisation de ce circuit en monostable et en multivibrateur astable. Les formes d'ondes des signaux présents aux bornes du circuit NE555 sont illustrées pour une meilleure compréhension et les formules qui permettent de calculer la période des signaux sont indiquées également.

Si l'idée de manipuler les formules mathématiques pour ajuster la période de fonctionnement du circuit NE555 vous rebute, vous trouverez certainement le site suivant très sympathique :

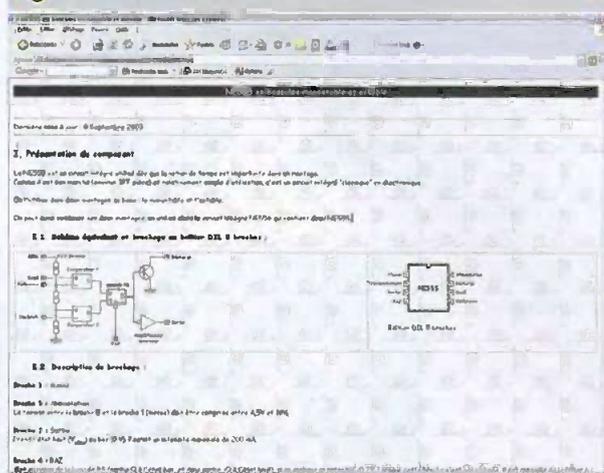
<http://sebast.duval.free.fr/electronique/Logiciel/ne555.htm>. Ce site propose des petits applets qui calculeront automatiquement pour vous la valeur des composants à associer au circuit NE555 pour différents types de montages (monostable, astable et générateur de signaux carrés).

2 <http://www.ac-nancy-metz.fr/presetab/lycom/electro/Electro-cours/ne555.htm>

3 <http://sebast.duval.free.fr/electronique/Logiciel/ne555.htm>



4 <http://perso.wanadoo.fr/cyberscargot/bazar/NE555/NE555.html>



Si vous cherchez un site qui explique de façon plus détaillée le fonctionnement interne du circuit NE555, alors le site <http://perso.wanadoo.fr/cyberscargot/bazar/NE555/NE555.html> devrait vous intéresser. Ce site reprend l'explication du fonctionnement du circuit NE555 dans les moindres détails, dans les modes de fonctionnements monostable et astable. Les explications détaillées et les courbes qui les accompagnent permettent de comprendre l'origine des formules que vous avez déjà découvertes sur les autres sites. C'est un avantage important car il est toujours plus facile de retenir une formule lorsque l'on a compris ce qu'elle décrit.

Enfin, comme toujours en électronique, si vous souhaitez vraiment comprendre le fonctionnement d'un circuit intégré, rien ne vaut la lecture de la notice technique de ce dernier. En

général, les notices techniques sont éditées en langue anglaise. Rares sont les documents produits directement en français, vous devez sûrement l'avoir remarqué. Si la lecture de l'anglais ne vous rebute pas trop, vous trouverez la notice technique du circuit NE555 sur les sites <http://www.national.com/pf/LM/LM555.html> ou :

<http://www.fairchildsemi.com/ds/NE/NE555.pdf>, par exemple.

Vous trouverez en annexe d'autres sites en rapport avec le circuit NE555 que nous vous invitons à découvrir à tête reposée et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour de nouvelles découvertes sur l'électronique grâce à Internet.

P. MORIN

<http://pp.enforce.free.fr/pages/elec/555/NE555.htm>
<http://www.ac-nancy-metz.fr/pres-etab/lycom/electro/Electro-cours/ne555.htm>
<http://sebast.duval.free.fr/electronique/Logiciel/ne555.htm>
<http://www2.ac-lille.fr/dkeurope/Enseignement/physique/global/travprat/tpbienv/tpplus/tpplus1.htm>
<http://perso.wanadoo.fr/cyberscargot/bazar/NE555/NE555.html>
<http://www.national.com/pf/LM/LM555.html>
<http://www.fairchildsemi.com/ds/NE/NE555.pdf>
<http://www.mitedu.freereserve.co.uk/Circuits/Timing/555mono.htm>
http://www.electrop.free.fr/doc_ne555.htm
<http://nicolasetceline.free.fr/telecommandes/partie4.htm>
<http://www.jeunes-science.org/article29.html>
<http://membres.lycos.fr/christanne/composant/ne555.htm>
http://www.greyc.ismra.fr/Equipelnustru/routoure/enseignement/capes/mono_asta2/
<http://celinethierry.free.fr/ne555.htm>
<http://www.electronique-pour-tous.com/telechargement/cours/multivibrateurs/astables.pdf>
<http://www.williamson-labs.com/555-circuits.htm>
<http://perso.wanadoo.fr/gregoire.jouan/NE555.html>

T1 Liste des liens

Amplificateurs petits signaux à transistors



Bien qu'il existe aujourd'hui des circuits intégrés pour pratiquement toutes les fonctions de l'électronique, il reste encore intéressant de faire appel à des transistors discrets pour réaliser des fonctions élémentaires à moindre coût. L'amplification des signaux de faible amplitude en est un bon exemple et nous vous proposons dans ces pages de découvrir comment on étudie ces petits montages.

Les grandes lignes

Avant de pouvoir aborder l'étude des montages amplificateurs les plus classiques, il convient de se remémorer les propriétés des transistors bipolaires qui permettent de les utiliser en amplification. Les transistors bipolaires sont constitués de la succession de deux jonctions de silicium dopées avec des impuretés de natures différentes (P ou N) destinées à favoriser le transport des électrons (silicium dopé N) ou des trous d'électrons (silicium dopé P). Les jonctions sont placées en opposition pour former un empilage N-P-N ou P-N-P d'où le nom des transistors ainsi formés. Sur un plan structurel, un tel empilage ressemble au branchement de deux diodes (à jonction P/N) montées en opposition. Cette similitude est à l'origine des symboles

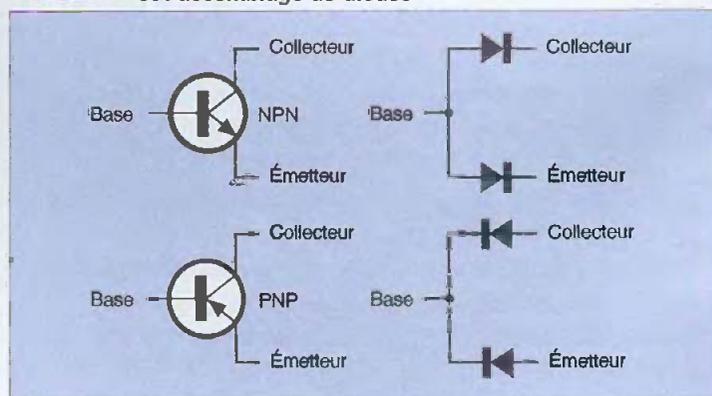
associés aux transistors NPN et PNP, comme l'indique la **figure 1**.

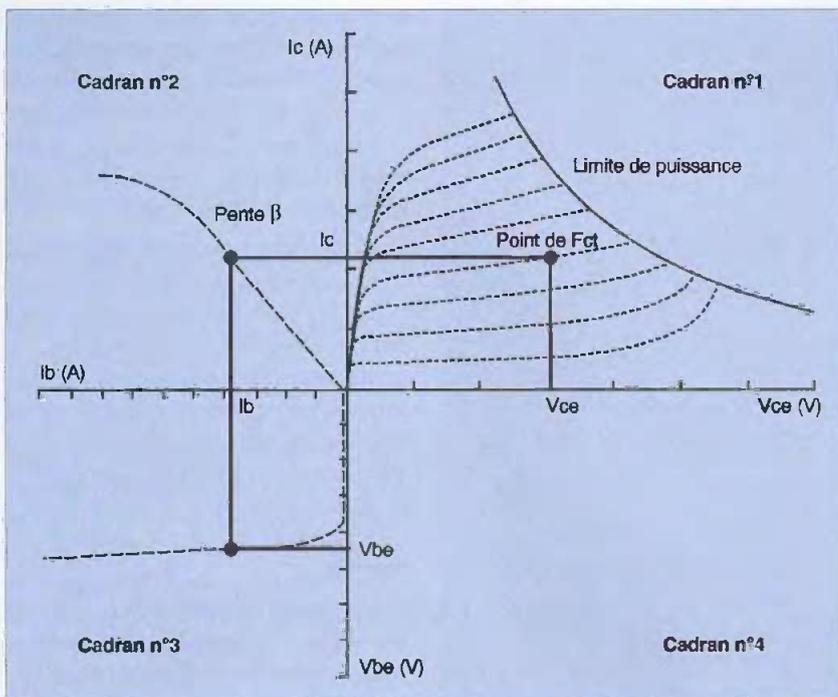
Pourtant, vous aurez beau brancher des diodes en opposition comme sur la **figure 1**, jamais vous n'obtiendrez

un transistor. L'effet transistor n'est possible que parce que la couche centrale appelée la base est extrêmement fine (son épaisseur est largement inférieure à $1 \mu\text{m}$). Sans entrer dans les détails, disons que l'effet transistor se



Similitude entre les symboles des transistors NPN/PNP et l'assemblage de diodes



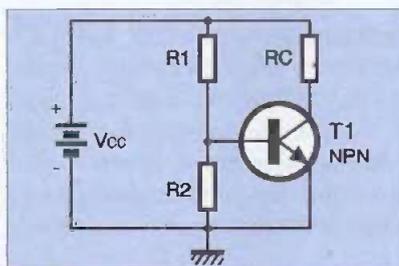


2 Réseau des courbes caractéristiques d'un transistor bipolaire de type NPN

caractérisé par l'apparition d'un courant qui circule entre le collecteur et l'émetteur lorsque l'on injecte un courant dans la jonction Base/Émetteur du transistor.

Ceci n'est possible que lorsque le transistor est polarisé correctement, c'est à dire lorsque la jonction Base/Émetteur est polarisée dans le sens passant tandis que la jonction Base/Collecteur est polarisée dans le sens inverse.

Qui plus est, le courant qui circule dans le collecteur (I_c) est directement proportionnel au courant de base (I_b), le coefficient de proportionnalité, noté β , étant appelé le gain du transistor ($I_c = \beta \times I_b$). La loi des nœuds permet de déduire que le courant récupéré dans l'émetteur du transistor est la somme du courant de base et du courant de collecteur



4 Polarisation d'un transistor NPN

ce qui permet d'en déduire la relation $I_e = I_b + I_c = I_b \times (\beta + 1)$.

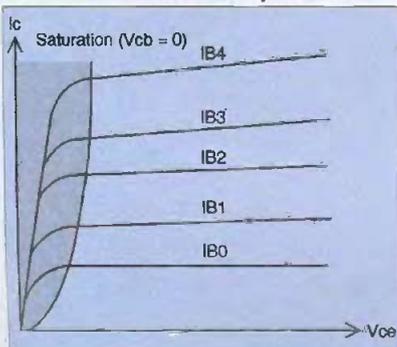
La figure 2 reproduit le réseau des courbes caractéristiques qui décrivent le fonctionnement d'un transistor bipolaire de type NPN. Les transistors PNP possèdent des caracté-

ristiques similaires, mais il faut inverser la polarité des tensions pour maintenir le raisonnement. Pour ne pas compliquer les explications présentées dans ces pages, nous nous contenterons d'aborder l'étude du transistor NPN.

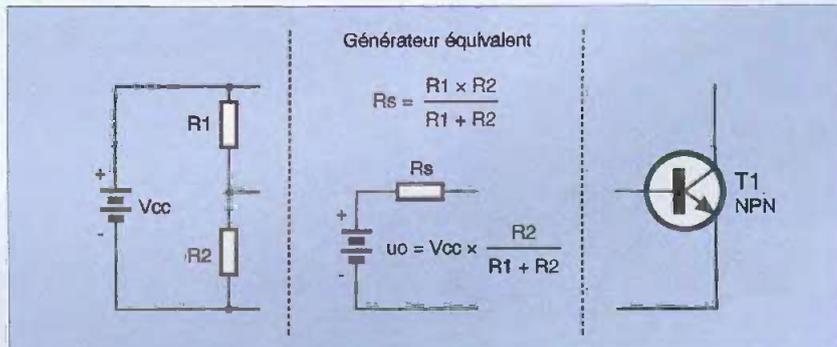
Les courbes qui décrivent le fonctionnement d'un transistor bipolaire sont généralement associées en 4 quadrants, comme sur la figure 2, pour illustrer la dépendance des différentes caractéristiques d'un transistor en fonction du point de polarisation de ce dernier. Le quadrant n° 3 dévoile la courbe d'une jonction P/N polarisée dans le sens direct (le courant I_b augmente exponentiellement lorsque la tension V_{be} augmente). Pour un courant de base donné (le courant doit être fixé par des éléments extérieurs au transistor), on détermine le courant de collecteur à l'aide du quadrant n° 2 qui représente la relation de proportionnalité $I_c = \beta \times I_b$. Notez que le facteur de proportionnalité diminue lorsque le courant de base devient trop élevé car des phénomènes non linéaires entrent en jeu.

Lorsque le courant I_c est déterminé, on en déduit le point de fonctionnement en se projetant dans le quadrant n° 1 qui représente l'évolution de la tension entre le collecteur et l'émetteur (V_{ce}) en fonction du courant I_c . En réalité, ce cadran contient une infinité de courbes qui correspondent à l'infinité des valeurs que peut prendre le courant de base. Dans ces conditions, il devient difficile de déterminer la tension V_{ce} présente aux bornes du transistor. En fait, ce sont les conditions externes qui fixent la tension V_{ce} , comme nous allons le voir dans les paragraphes suivants. Avant d'en finir avec la description du fonctionnement d'un transistor bipolaire, notez que lorsque la tension de polarisation V_{ce} du transistor devient trop faible, la jonction Base/Collecteur cesse d'être polarisée en inverse et l'effet transistor

3 Zone de saturation d'un transistor bipolaire



5 Circuit équivalent de polarisation de la jonction Base/Émetteur du transistor

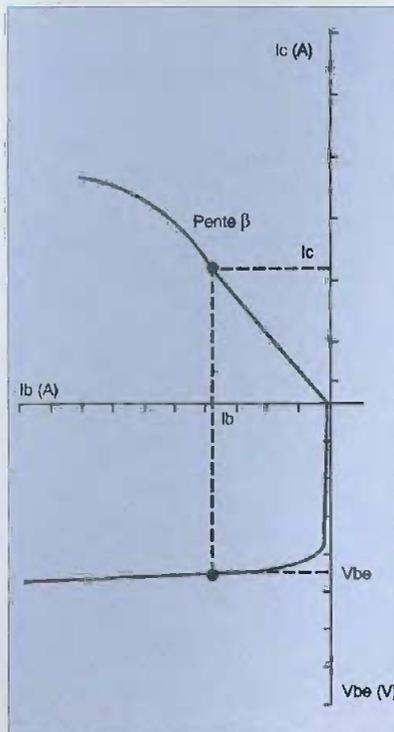
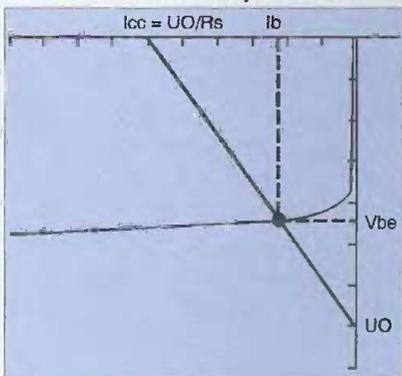


disparaît très rapidement comme cela est mentionné sur la **figure 3**. Enfin, la courbe du quadrant n° 4 représente les tensions V_{be} et V_{ce} qui sont pratiquement indépendantes aussi cette courbe n'est jamais utilisée et non représentée sur la figure 2.

Les montages amplificateurs

La **figure 4** nous servira de point de départ pour étudier les montages amplificateurs à transistor. Avant de chercher à comprendre comment un tel montage peut être utilisé en amplificateur, commençons par déterminer le point de polarisation du transistor. La première étape consiste à déterminer le courant de base du transistor. La **figure 5** permet de trouver le générateur équivalent du circuit qui pilote la base du transistor, par une transformation de Thévenin. Si l'on trace la droite de charge du générateur équivalent, on en déduit immédiatement le point de fonctionnement de la jonction Base/Émetteur du transistor en superposant les deux courbes, comme l'indique la **figure 6**. Rappelons que la droite de charge d'un générateur représente l'évolution de sa tension de sortie en fonction du courant consommé. La relation est de la forme $U_s = U_0 - R_s \times I_s$, avec U_0 qui représente la tension à vide du générateur et R_s sa résistance interne. Pour tracer une droite, il suffit de connaître deux points de celle-ci. Dans le cas d'une droite de charge, il est généralement facile de trouver deux points caractéristiques. En effet, lorsque $I_s = 0$, la tension de sortie est à vide et elle vaut exactement U_0 . Ensuite, si l'on court-circuite la sortie du générateur ($U_s = 0$), le courant atteint une valeur maximale qu'il est facile de calculer : $I_{cc} = U_0/R_s$. Il suffit de reporter ces deux points particuliers sur une courbe pour tracer la droite de charge du générateur,

6 Droite de charge du circuit de polarisation



7 Lien entre I_C et I_B

comme nous l'avons fait sur la figure 6. Après avoir trouvé comment les éléments extérieurs de la figure 4 imposent le courant de base de notre transistor, nous pouvons déterminer le courant de collecteur de ce dernier à l'aide de la caractéristique du quadrant n° 2 (voir la **figure 7**) ou à l'aide de

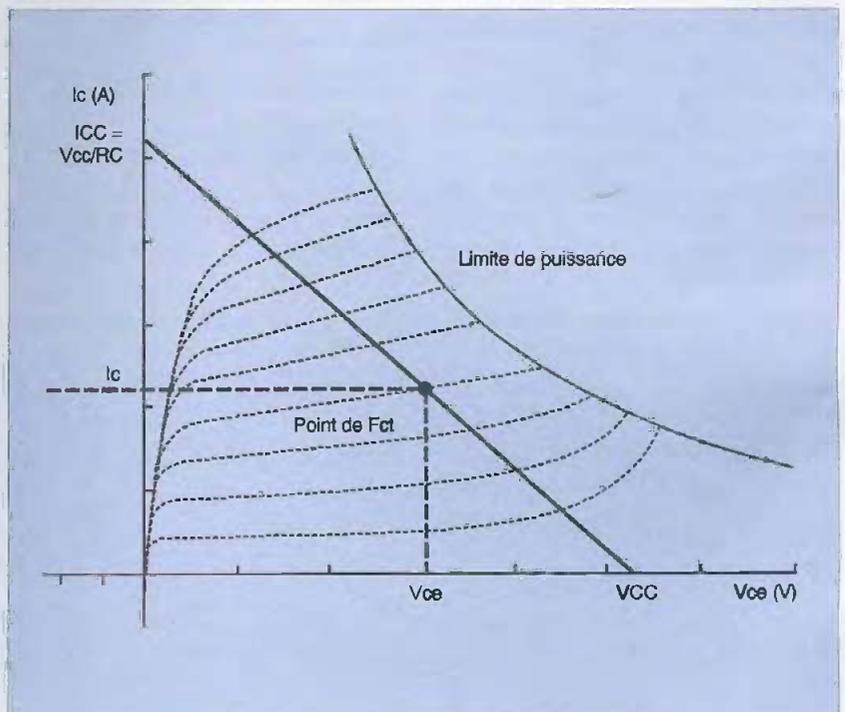
la relation $I_c = \beta \times I_b$, ce qui revient au même tant que le fonctionnement du transistor est linéaire. Il suffit ensuite de reporter le courant I_c que nous avons trouvé dans le quadrant n° 1, mais avant, voyons comment les éléments extérieurs du montage interviennent sur la relation de V_{ce} en fonction de I_c .

La figure 4 permet d'identifier facilement que le générateur équivalent qui alimente le collecteur du transistor a une tension à vide égale à la tension d'alimentation V_{cc} et que sa résistance interne n'est autre que la résistance R_C (que l'on appelle aussi la résistance de charge du transistor). Il est donc facile de tracer la droite de charge liée à notre montage dans le quadrant n° 1 des courbes du transistor, comme cela est représenté en **figure 8**.

Cette fois-ci, grâce aux éléments extérieurs du montage, il est facile de trouver le point de repos du transistor, sans équivoque possible. Maintenant que nous avons déterminé le point de repos du transistor, voyons comment utiliser ce dernier en amplificateur.

La **figure 9** regroupe les différentes courbes caractéristiques du transistor avec les droites de charges qui représentent l'influence des éléments extérieurs. On constate que si l'on parvient à superposer un signal alternatif, au moyen d'un couplage capacitif comme cela est représenté en **figure 10** sur le point de polarisation de la jonction Base/Émetteur, on

8 Droite de charge du transistor et son point de fonctionnement

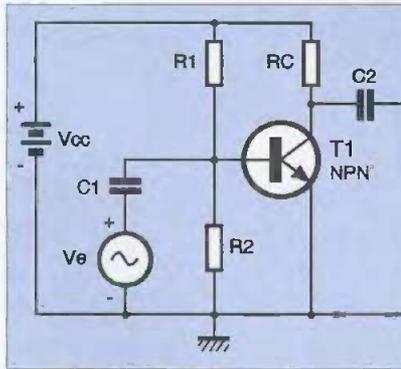


obtient un signal amplifié sur le collecteur du transistor. Voyons comment on détermine le gain d'un tel montage à transistor.

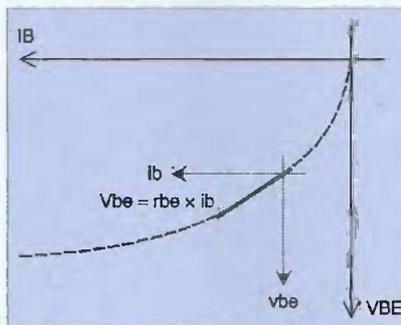
Comment déterminer le gain ?

Tout d'abord, si l'on s'intéresse à la courbe du quadrant n° 3, on constate qu'en superposant des petits signaux autour du point de polarisation, il existe une relation linéaire entre l'accroissement de V_{BE} et l'accroissement de I_B (la portion de courbe exponentielle utilisée est assimilée à une droite). Par convention, les tensions et courants continus sont représentés en majuscules tandis que les tensions et courants alternatifs petits signaux qui y sont superposés sont représentés en minuscules. L'accroissement de I_B , noté i_b , est proportionnel à v_{be} ce qui revient à définir une résistance équivalente pour la jonction Base/Émetteur en petits signaux, comme cela est illustré en **figure 11**. La résistance équivalente est fortement dépendante du point de polarisation ce qui est logique puisque la portion de la courbe exponentielle qui est utilisée change d'inclinaison en fonction du point de polarisation.

Les variations du point de polarisation dues à la superposition de i_b sur I_B se répercutent sur le courant de collecteur avec un facteur β (la



10 Transistor NPN monté en amplificateur



11 Résistance équivalente à la jonction Base/Émetteur en petits signaux

pende de la droite du quadrant n° 2), de sorte qu'en signaux alternatifs, nous obtenons une relation $i_c = \beta \times i_b$ qui est similaire à la rela-

tion statique. En petits signaux alternatifs, le collecteur du transistor se comporte donc comme un générateur de courant piloté par le courant de base. Nous utiliserons cette remarque un peu plus loin, pour établir le schéma équivalent du transistor en petits signaux.

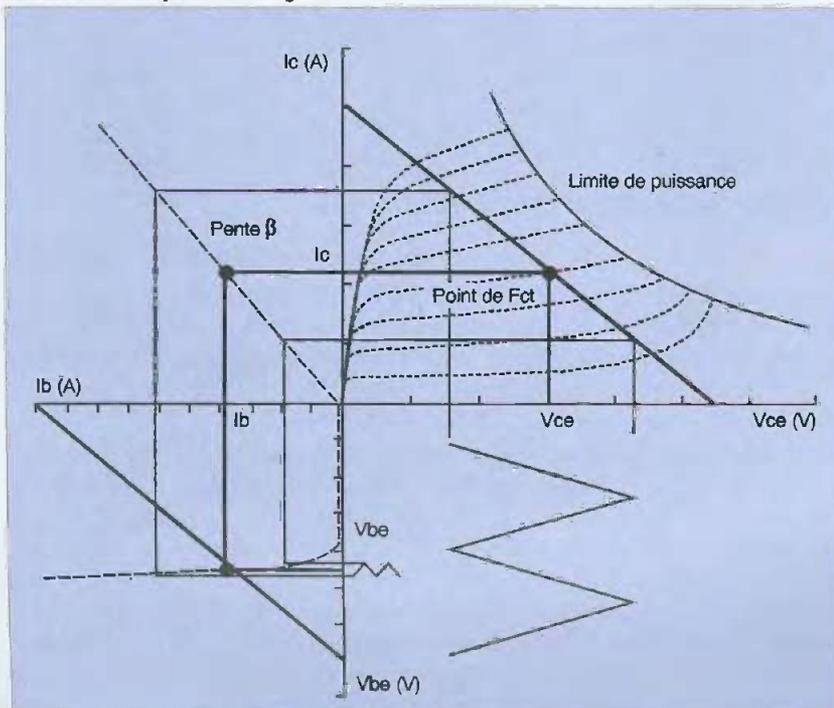
Finalement, les variations du courant de collecteur se répercutent sur la droite de charge du montage, droite qui est imposée par les éléments externes. Le petit signal v_{be} superposé à V_{BE0} impose donc une variation v_{ce} qui se superpose au point de repos V_{CE0} , comme cela apparaît dans le quadrant n° 1 représenté sur la **figure 9**.

Le gain du montage va évidemment dépendre de β , mais les éléments externes au transistor et la résistance r_{be} ont aussi leur importance. Pour calculer le gain du montage, nous allons chercher un schéma qui soit équivalent au montage en signaux alternatifs et qui permet de s'affranchir des éléments nécessaires à la polarisation du transistor, ce qui va simplifier l'étude. Pour autant, l'étude du point de polarisation reste primordiale et nous aurons l'occasion d'y revenir un peu plus loin.

Nous avons déjà constaté que le courant alternatif i_b est lié à v_{be} par la résistance équivalente à la jonction Base/Émetteur du transistor. Il est donc facile d'identifier la résistance d'entrée du transistor sur le schéma équivalent de la **figure 12**.

De même, nous avons vu que les variations du courant de collecteur sont proportionnelles au courant i_b , à la manière d'un générateur de courant piloté. Le schéma simplifié qui est équivalent à un transistor utilisé en alternatif petits signaux est donc facile à identifier. Le reste du schéma est facile à construire si l'on tient compte du fait que les condensateurs deviennent des résistances faibles en courant alternatif (à condition d'être dimensionnés avec des valeurs suffisamment élevées) et que les alimentations soient censées être parfaites (ou en tout cas découplées correctement par des condensateurs de fortes valeurs). La tension d'un générateur parfait est insensible aux variations de courant imposées par les éléments extérieurs (la variation du générateur de tension est nulle, ce qui revient à dire que sa résistance interne est nulle). En petits signaux, un générateur de tension parfait est donc équivalent à une résistance nulle, ce qui permet d'expliquer très facilement comment a été construit le schéma équivalent de la **figure 12**. À partir

9 Exploitation des caractéristiques d'un transistor NPN pour amplifier un signal



de ce schéma, on constate qu'il est très facile de calculer le gain du montage :

$$G = V_s/V_e = -\beta \times RC/r_{be}$$

Les divers schémas

La **figure 13** montre l'importance du choix du point de repos si l'on veut que le transistor fonctionne en régime linéaire. Idéalement, il vaut mieux choisir un point de polarisation au centre de la droite de charge du collecteur. Si le point de repos est trop proche des extrémités de la droite de charge, le signal amplifié sera écrêté.

Le schéma de la **figure 10** est rarement exploité tel quel car il dépend trop fortement du paramètre r_{be} .

Ce paramètre varie beaucoup d'un transistor à l'autre (même si les transistors sont issus du même lot de fabrication) et il est fortement influencé par le point de repos qui est très sensible à la température du transistor.

On lui préfère donc le schéma de la **figure 14**, appelé montage en émetteur commun, dont la différence majeure provient de l'ajout d'une résistance en série avec l'émetteur du transistor.

Avec un tel montage, on se débrouille généralement pour qu'au repos, la tension VCE, la tension aux bornes de RC et la tension aux bornes de RE soient égales au tiers de la tension d'alimentation afin d'offrir le maximum d'amplitude possible au signal de sortie avant écrêtage.

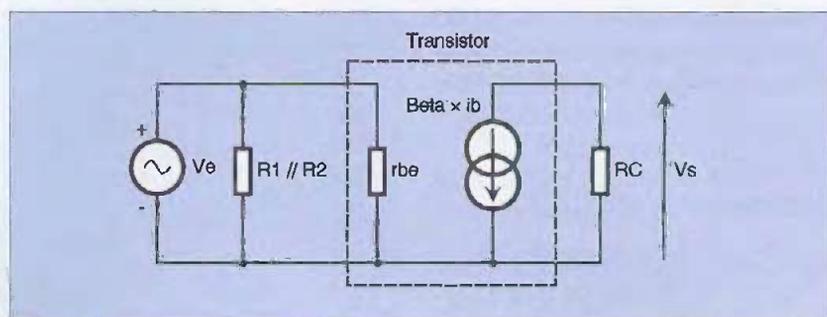
La résistance RE agit comme une contre réaction pour le signal d'entrée et pour le point de polarisation.

En ajoutant un condensateur de forte valeur aux bornes de RE, on conserve l'avantage de la contre réaction pour le point de repos (du coup le point de repos dépend beaucoup moins des caractéristiques de la jonction Base/Émetteur) tandis que la résistance se retrouve court-circuitée en petits signaux comme cela apparaît dans le schéma équivalent de la **figure 15**.

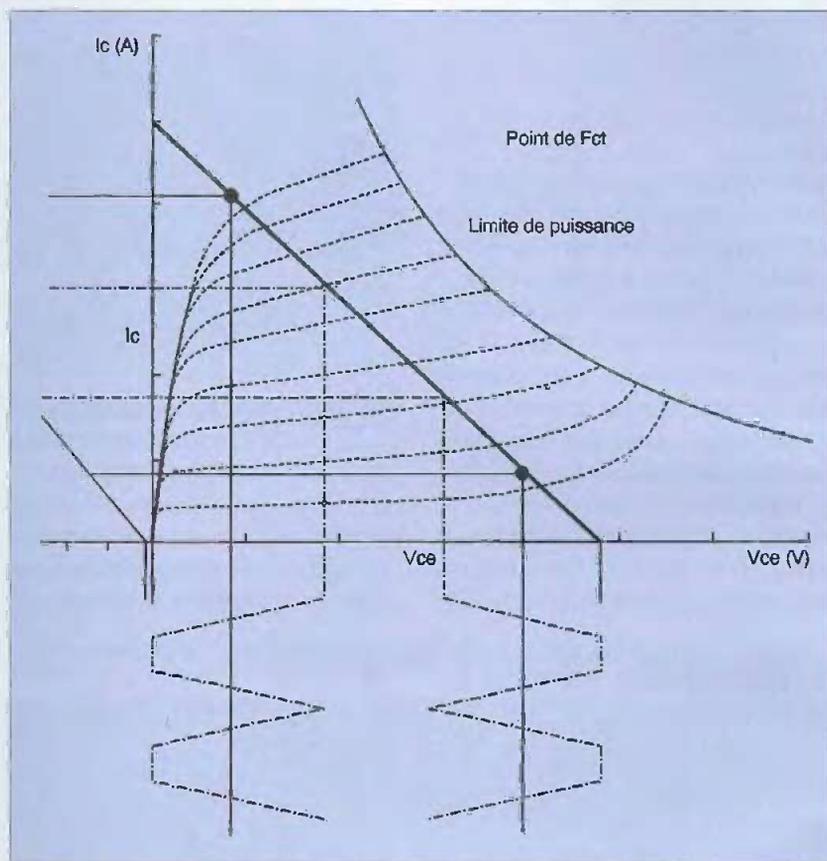
Finalement, le schéma équivalent de ce montage est donc identique à celui de la **figure 12**.

Le montage à émetteur commun se caractérise par un gain généralement assez élevé et par une impédance d'entrée égale à r_{be} qui est généralement faible (de l'ordre de 1 k Ω). Cela peut affecter le générateur du signal si ce dernier possède une résistance interne élevée.

Par ailleurs, le montage présente une résis-



12 Schéma équivalent au montage à émetteur commun en petits signaux



13 Importance du choix du point de repos

tance de sortie équivalente à RC ce qui fait de lui un générateur imparfait (le signal de sortie sera affecté par des charges faibles).

Si l'on recherche un montage avec une résistance d'entrée élevée et une résistance de sortie faible, on pourra utiliser un montage à transistor monté en collecteur commun comme celui de la **figure 16**.

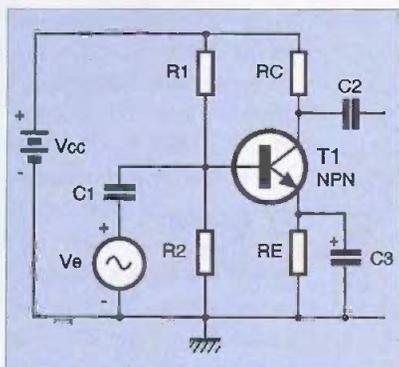
En revanche, ce montage ne procure aucun gain (le gain est même légèrement inférieur à 1) et il faut associer un transistor monté en collecteur commun avec un transistor monté en émetteur commun pour obtenir un amplificateur qui possède une forte impédance

d'entrée et un gain élevé. Si vous voulez également que votre montage possède une faible résistance de sortie, vous devrez ajouter un autre transistor monté en collecteur commun en sortie.

Nous terminerons cet article par la présentation d'un montage à transistor monté en base commune, selon la **figure 17**.

Ce montage se caractérise par une impédance d'entrée très faible, un gain assez élevé et une résistance de sortie égale à RC.

À priori, ce montage n'offre pas d'avantage par rapport au montage à émetteur commun sauf en haute fréquence car il offre une bien

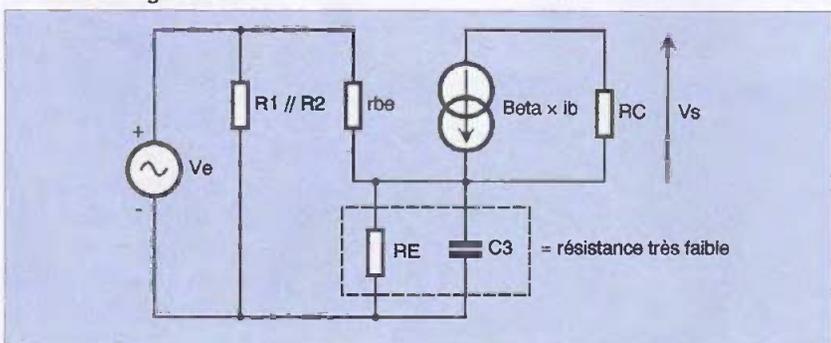


14 Montage en émetteur commun

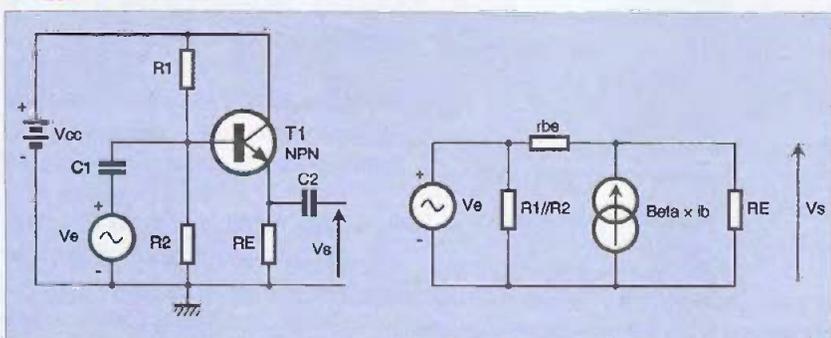


Transistors "petits signaux" 2N2905A (PNP) et 2N1711 (NPN) en boîtiers TO5

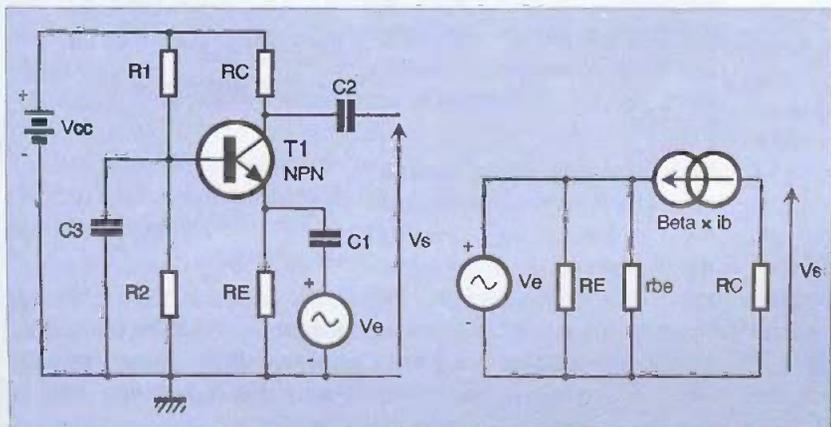
15 Schéma équivalent au montage à émetteur commun en petits signaux



16 Montage en collecteur commun



17 Montage en base commune



meilleure bande passante. En effet, dans cet article, nous avons volontairement passé sous silence les effets parasites qui ont lieu au sein d'un transistor et qui deviennent prédominants en haute fréquence.

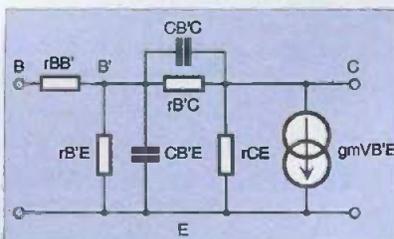
La **figure 18** représente le modèle simplifié qui permet d'étudier le comportement des transistors en haute fréquence (modèle de Giacioletto).

Ce schéma fait apparaître qu'à fréquence élevée, la résistance $R_{B'E}$ va diminuer sous l'effet de $C_{B'E}$ tandis que le condensateur $C_{B'C}$ (appelé capacité Miller) va provoquer une contre réaction de la sortie sur l'entrée, provoquant du même coup une forte diminution du gain apparent du transistor.

L'étude du comportement des transistors en HF dépasse largement le cadre de cet article, aussi nous invitons les lecteurs intéressés à consulter des ouvrages spécialisés sur ce sujet ou à faire une recherche sur Internet avec les mots clés « transistor en hautes fréquences ».

P. MORIN

18 Modèle de « Giacioletto » utilisé pour l'étude des transistors en HF



Détecter et mesurer les signaux HF



Exposés comme nous le sommes aux champs électromagnétiques les plus divers, on aimerait bien parfois pouvoir chiffrer cette "pollution" et en surveiller l'irrésistible aggravation. À défaut de mesureur de champ professionnel, des montages relativement simples suffisent pour se fixer les idées, et même pour effectuer des mesures et réglages d'une certaine précision.

Le "brouillard électromagnétique"

Avec la prolifération des émetteurs radioélectriques de toutes sortes (et pas seulement des relais de téléphonie mobile, loin s'en faut), il ne saurait être question de nier que le champ électromagnétique ambiant est en constante augmentation, surtout du côté des hautes fréquences. Sans même songer à d'éventuels effets sur la santé, nullement démontrés d'ailleurs, cela peut poser des problèmes de qualité de réception radio-TV par voie hertzienne, voire perturber le fonctionnement de certains équipements particulièrement sensibles et insuffisamment blindés (magnétophones, instruments de mesure, télé-

phones analogiques, appareils médicaux, etc.)

Évaluer, en un lieu donné, l'importance de ce que les anglo-saxons appellent volontiers "electro-smog" peut aider à lever certains doutes, et à localiser les sources de rayonnement exagéré, de quoi aider à prendre des dispositions appropriées, techniques ou procéduraires, en toute connaissance de cause.

Un instrument de mesure simplifié, mais digne de confiance, permettra de mettre en évidence une multitude de choses, et aussi de régler ou dépanner toutes sortes d'équipements HF, depuis les antennes et amplificateurs jusqu'aux émetteurs de faible puissance, en passant par les câbles, séparateurs, répartiteurs, ou atténua-

teurs. Encore faut-il savoir en permanence ce que l'on mesure vraiment, ce qui suppose de la rigueur dans les modes opératoires, ainsi qu'une méfiance de tous les instants envers les conclusions un peu trop hâtives.

Des niveaux et des puissances

Le domaine radioélectrique se caractérise par l'énorme dynamique des grandeurs auxquelles on peut se trouver confronté.

Si les puissances des émetteurs de télédiffusion (radio/TV) se chiffrent couramment en kilowatts, bien des équipements radio à faible portée (et avec Bluetooth, Zigbee, et Wifi, ils vont

être partout !) ne rayonnent que quelques milliwatts. Du côté réception, les sensibilités s'expriment généralement en microvolts, tout simplement du fait que la puissance rayonnée par un émetteur s'atténue (en espace libre) selon le carré de la distance. De pareils rapports ne peuvent se manipuler commodément que sous une forme logarithmique, autrement dit en décibels (dB).

Une unité très couramment employée en radio est le dBm (dB-milliwatt), mais on raisonne aussi, surtout du côté réception, en dBµV (dB-microvolt).

Bien évidemment, 0 dBm correspond à 1 mW, et 0 dBµV à 1 µV.

S'agissant de puissances, un rapport de 10 correspond à 10 dB (en positif ou en négatif selon que l'on multiplie ou divise), mais si l'on parle de tensions, ce sera 20 dB (le logarithme décimal de 10 étant, rappelons le, égal à 1). Cela tout bonnement parce que $P = U^2/R$, la puissance étant proportionnelle au carré de la tension, et que mathématiquement parlant, une multiplication revient à additionner des logarithmes, ou encore des décibels, et une division à les soustraire.

Ce raisonnement n'est évidemment valable qu'aux bornes d'une résistance de valeur invariante, ce qui est quasiment toujours le cas en radio : les sorties d'émetteurs, les câbles coaxiaux et leurs connecteurs, les antennes, les amplificateurs, atténuateurs, séparateurs, coupleurs ou répartiteurs, les entrées de récepteurs ou d'instruments de mesure, tous ces organes présentent une "impédance caractéristique" communément égale à 50 ou 75 ohms.

Attention ! Procéder à des mesures en l'absence d'une impédance de "terminaison" bien définie serait le plus sûr moyen de tirer des conclusions grossièrement erronées (et en radio, cela va très vite...). Il est facile de calculer que dans une résistance (supposée pure) de 50 ohms, une tension de 100 dBµV (soit 100 mV) développera une puissance de 0,2 mW. Cela correspond, en chiffres ronds, à 7 dB en dessous d'un milliwatt, ce qui s'écrit "7 dBm", résultat que l'on peut généraliser en énonçant que pour passer des dBµV aux dBm, il faut tout simplement retrancher 107 (sous 50 ohms).

Par rapport à une charge de 75 ohms, la différence est inférieure à 2 dB, et peut être négligée dans bon nombre de circonstances. Mieux, en adoptant une "cote mal taillée" de 63 ohms (par exemple pour l'impédance d'entrée d'un mesureur de champ "maison"),

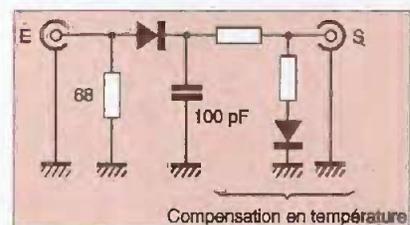
l'écart tombe à 1 dB seulement, du même ordre de grandeur, en fait, que la précision des mesures courantes. Peu importe donc que l'on raisonne, en pratique, en dBm, en dBµV, voire en dBwatts pour les fortes puissances : dans tous les cas, les amplifications ou atténuations (exprimées en dB "tout court") viendront simplement s'ajouter ou se retrancher lors de l'établissement d'un "bilan de liaison". Il pourra aussi bien s'agir du calcul d'une liaison radio (comme entre un relais GSM d'une puissance apparente rayonnée de 50 ou 60 dBm et un téléphone portable d'une sensibilité meilleure que -100 dBm), que d'une installation d'antenne radio-TV devant délivrer 60 à 70 dBµV à l'entrée du récepteur.

Le mesureur de champ

On aura maintenant compris qu'un instrument capable de mesurer une tension HF pourra indifféremment servir à exprimer une puissance, un gain, ou une atténuation, moyennant de simples additions et soustractions si son affichage se fait dans une unité telle que le dBm ou le dBµV. À de simples millivoltmètres HF (à une ou plusieurs gammes), on préfère par conséquent des instruments dotés d'un affichage logarithmique, pouvant même être munis, dans les cas les plus simples, d'un seul calibre. Il est toutefois des situations où l'on préférera une réponse plus ou moins linéaire, mettant mieux en évidence de faibles variations, au prix d'une dynamique largement moins importante. Pour peu que l'on utilise, pour l'affichage, un multimètre numérique très ordinaire (2000 points), il est facile de confier la mesure proprement dite à des composants spécialisés.

Un "détecteur logarithmique" AD8313 (Analog Devices) ou MAX2015 (MAXIM) est

ainsi capable de délivrer une tension continue, proportionnelle au logarithme décimal d'un niveau HF pouvant évoluer, à l'entrée, entre -65 et 0 dBm. Cela, pour des fréquences comprises entre 100 MHz et 2,5 GHz, voire entre 10 MHz et 3,5 GHz avec une précision moindre : il convient d'apprécier la performance de ces composants dont la popularité est assurément méritée ! Inversement, un "détecteur de puissance" comme le LTC5507 (Linear Technology) couvrira la plage de -34 à +14 dBm entre 100 kHz et 1 GHz, avec une fonction de transfert qui n'est ni logarithmique, ni linéaire. Son principe à "compression de gain" se prête

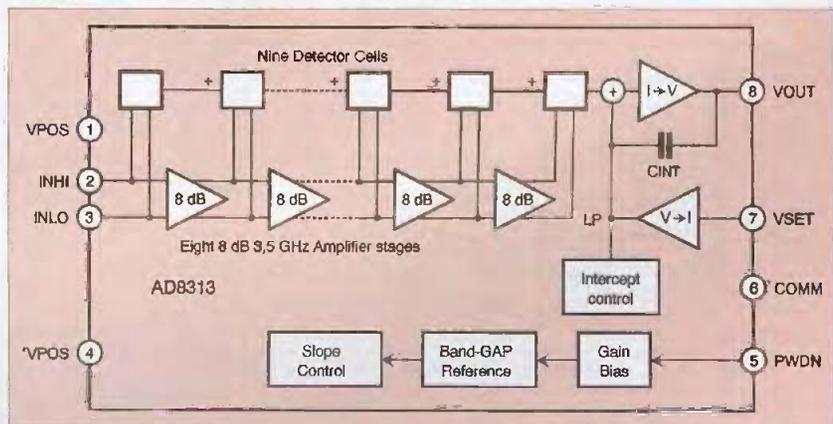


1 Un détecteur à diode compensé en température

aussi bien à la mise en évidence de fines variations, sur un simple galvanomètre à aiguille ou un oscilloscope, qu'à la visualisation des impulsions émises par un GSM 900 fonctionnant à quelques mètres. Et pour des besoins plus "pointus", on pourra se tourner vers ces étonnants composants que sont le "détecteur de gain et de phase" AD8302 (à deux entrées) ou le "récepteur de mesure" LT5504, qui exploite astucieusement un principe à changement de fréquence (d'où la nécessité d'un oscillateur local) pour atteindre une sensibilité de -75 dBm.

Mais voyons donc un peu comment fonctionne ce composant très spécial, et si utile,

2 Principe de fonctionnement de l'AD8313

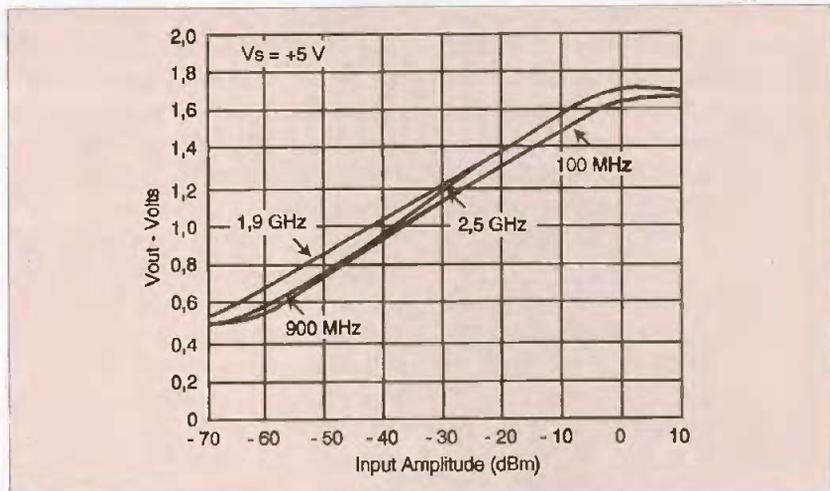


qu'est un détecteur logarithmique ! La **figure 1** décrit le détecteur HF le plus simple qui soit (façon "poste à galène" !), muni toutefois d'une seconde diode assurant une compensation en température. Largement utilisé dans des "sondes HF" simples pour oscilloscope, ce "redresseur" de base est loin de suffire pour des mesures de précision, dans une grande étendue dynamique. De plus, le choix des diodes est délicat si l'on souhaite monter très haut en fréquence.

L'AD8313 d'Analog Devices est un grand classique parmi les détecteurs logarithmiques, au point d'avoir depuis peu une seconde source, compatible broche pour broche, chez Maxim (le MAX2015). Ce composant très perfectionné est basé sur une "échelle" de neuf redresseurs associés à huit amplificateurs présentant chacun un gain de 8 dB exactement, et une bande passante de 3500 MHz. Les courants de sortie de tous ces redresseurs sont additionnés, et le courant résultant est converti en une tension sensiblement proportionnelle au logarithme du niveau HF d'entrée, à raison de 18 mV/db environ.

En fait, la courbe de transfert reproduite à la **figure 3** résulte de la combinaison de neuf segments de droite, correspondant chacun à la réponse d'un étage détecteur. Il convient de noter que la tension de sortie n'est proportionnelle au niveau d'entrée (exprimé en dBm), que dans l'étendue de mesure utile, qui va de -65 à 0 dBm.

En dehors de celle-ci, elle varie encore dans le même sens que le niveau d'entrée, mais avec une précision qui se dégrade très vite, et de toute façon elle ne descendra pas en



4 Comportement de l'AD8313 à différentes fréquences

dessous de 450 mV. Dans ces limites, la précision est impressionnante, comme le montre la seconde courbe de la **figure 3**. Cela, du moins, si l'on s'intéresse au niveau d'un signal de fréquence fixe.

La **figure 4** montre, en effet, que pour différentes fréquences comprises entre 100 et 2500 MHz, les courbes de transfert ne coïncident pas tout à fait. Maxim va même plus loin, dans les spécifications de son MAX2015, en publiant carrément une courbe distincte pour chacune de ces fréquences. On découvre ainsi que pour 1 V en sortie, il faut appliquer environ -48 dBm à 100 MHz, -42 dBm à 900 MHz, et -32 dBm à 1,9 GHz. Il en irait sensiblement de même avec le LTC5507, dont la figure 5 reproduit la courbe de transfert qui, rappelons le, n'est pas logarithmique.

Cela signifie que l'on ne peut guère considérer ces composants comme des instruments

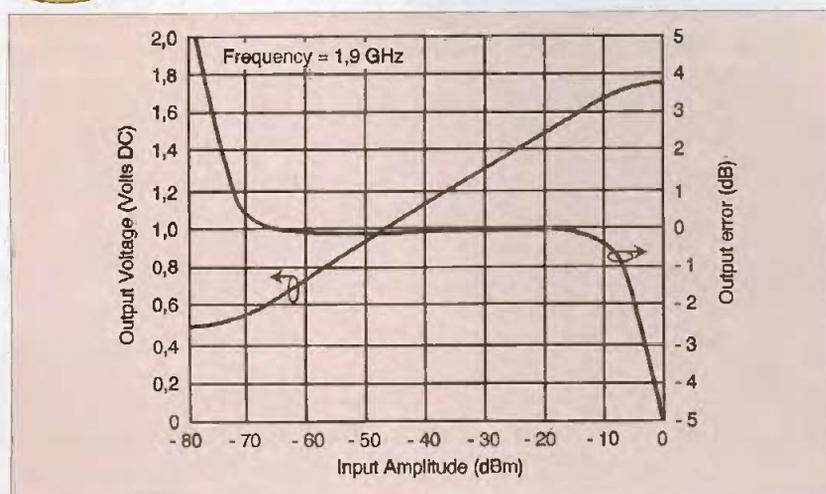
de mesure totalement intégrés (ce dont ils n'ont d'ailleurs pas la prétention), mais comme des éléments constitutifs de ceux-ci. Les décalages du niveau de sortie selon la fréquence peuvent, en effet, être assez largement compensés par des circuits d'entrée réactifs, mais il s'agit là d'un travail de spécialiste plus qu'averti, familier de l'abaque de Smith et des analyseurs vectoriels.

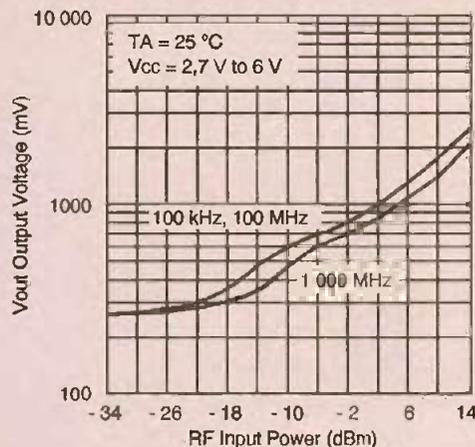
Retenons, par conséquent, que l'on ne pourra procéder à des mesures d'une certaine précision que si l'on connaît la fréquence à laquelle on opère, et qu'il sera de toute façon souhaitable de disposer d'un point de repère crédible (par exemple un modulateur HF de magnétoscope, dont on connaît avec certitude le niveau de sortie et la bande de fréquence). Aucun problème, par contre, pour mesurer un gain ou une atténuation, si l'on opère avec un signal de fréquence fixe, même imparfaitement connue, et d'un niveau stable (provenant, par exemple, de ce même modulateur UHF ou VHF, alimenté sous une tension stable).

Dans ce cas, en effet, on effectue deux mesures (une en amont et une en aval), dont les erreurs se compensent mutuellement comme dans une "double pesée". De même, à condition de ne pas "bricoler" le détecteur entre-temps, on pourra se fier à ses indications pour dépister d'éventuelles évolutions, en plus ou en moins, du niveau HF capté par une antenne fixe.

Si une élévation de niveau dénonce, en général, la mise en service d'un nouvel émetteur dans les parages (ou une augmentation de la puissance d'un émetteur existant), une diminution trahira plutôt une détérioration de l'antenne, de son câble, ou des connexions

3 Courbe de transfert de l'AD8313





5 La courbe de transfert du LTC5507

entre les deux (ou alors l'apparition d'un obstacle entre l'antenne et les émetteurs dont elle capte les émissions).

Réalisation pratique

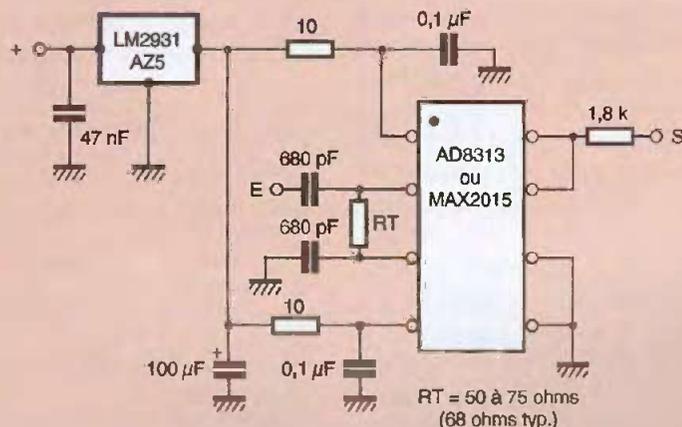
Même si un montage de ce genre se construit presque obligatoirement avec des CMS, la grande simplicité des schémas devrait faire disparaître toute appréhension.

Les composants spécialisés, qu'il ne faut guère s'attendre à trouver chez le revendeur du quartier, sont disponibles à l'unité sur les sites Internet de vente directe des fabricants (www.analog.com), ou même à titre d'échantillons gratuits pour les utilisateurs "qualifiés" (www.maxim-ic.com/samples). Les composants passifs, pour leur part, sont des CMS très courants, que l'on peut même récupérer sur la première épave de magnétosco-

pe venue (ce sera une excellente initiation au dessoudage avec un décapeur thermique et une paire de brucelles !) Compte tenu de la grande variété d'usages auxquels se prête un mesureur de champ de cette catégorie, nous avons imaginé de développer un petit module SIL qui pourra être intégré, ensuite, dans les projets les plus divers, et réutilisé le cas échéant. Son schéma, reproduit à la figure 6, a été conçu dans le but d'offrir un maximum de souplesse, grâce à un régulateur de tension incorporé.

A part les composants de découplage d'alimentation et une résistance de protection de la sortie, réputée assez fragile, l'essentiel se limite à deux condensateurs de liaisons et à une résistance fixant l'impédance d'entrée. Une valeur de 68 ohms peut être considérée comme "passe-partout" pour les applications 50 ohms et 75 ohms, Analog Devices recommandant très précisément 53,6 ohms

6 Schéma de notre mesureur de champ

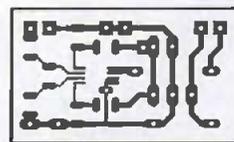


pour arriver tout juste à 50 ohms (compte tenu de l'impédance d'entrée du composant, qui vient en parallèle). La valeur de 680 pF pour les condensateurs de liaisons est empruntée au schéma de la platine d'évaluation du fabricant, car elle constitue un compromis acceptable pour toute l'étendue fréquentielle concernée.

Si toutefois on devait surtout utiliser le montage aux environs de 100 MHz (bande FM), alors on pourrait avantageusement l'augmenter jusqu'à 1 ou 2 nF.

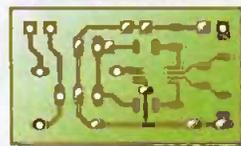
Pas question, c'est évident, de câbler un tel montage hyperfréquence sur un circuit imprimé simple face, et en toute rigueur, il serait même préférable d'utiliser un isolant de meilleure qualité diélectrique que de l'époxy. Toutes les pistes ont cependant été réunies sur une seule face (figure 7), qui recevra également la totalité des composants.

La seconde face (cuiivée d'origine ou par collage d'une feuille de cuivre adhésive) subira simplement (figure 8) quelques fraisages



7 Le tracé du circuit imprimé

Côté plan de masse

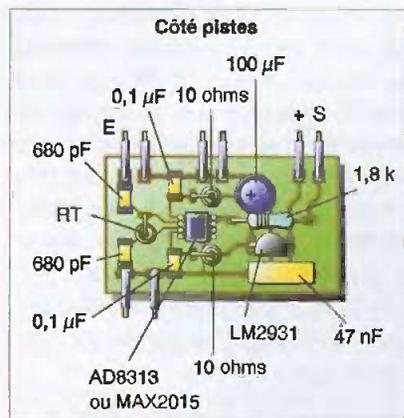


○ = Fraisage
● = Soudure

8 Les fraisages à effectuer dans le plan de masse

avec un foret HSS de 4 mm tenu à la main, au niveau des trous dans lesquels seront insérés des fils ne devant pas être mis à la masse.

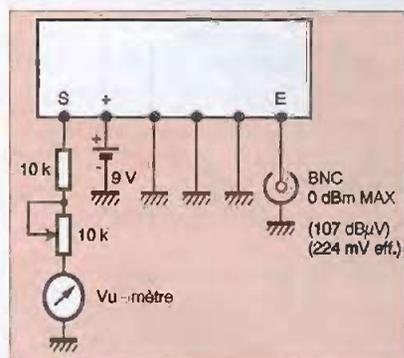
Tous les autres seront soudés sur les deux faces (figure 9), afin d'assurer la meilleure continuité électrique possible avec le plan de masse. Quelques tronçons de barrette sécable à picots carrés coudés pourront finir de donner à ce montage, ultra miniaturisé, l'allure d'un de ces modules HF du commerce que nous avons pris la bonne habitude d'utiliser.



9 *L'implantation des composants, côté pistes*

Mise en œuvre

Reste maintenant à vérifier que tout fonctionne bien, en ajoutant tout simplement une pile 9 V, un connecteur coaxial (par exemple BNC en 50 ohms, ou F en 75 ohms), et quelques composants dépendant de l'application envisagée. Un simple Voltmètre à aiguille, monté selon la



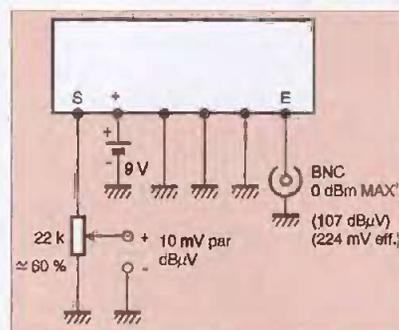
10 *Utilisation avec un galvanomètre*

figure 10, devra ainsi dévier franchement si on branche le montage sur une prise d'antenne TV individuelle ou collective. Remarquons qu'il est normal qu'il ne soit pas à zéro en l'absence de signal, puisque le minimum de tension en sortie du MAX2015 est de l'ordre de 0,45 V pour tout niveau d'entrée inférieur à -73 dBm. Relié à une antenne portable (qui peut être un simple fouet télescopique), nous avons déjà là un instrument permettant de localiser toutes sortes d'émetteurs, puisque la déviation de l'aiguille augmente quand on s'en approche, ou quand on pointe une antenne directive dans la bonne direction. Attention, cependant, à ne pas s'approcher trop près d'émetteurs très puissants : au pied du pylône d'une radio FM d'une puissance de quelques kilowatts, la vie du circuit intégré

serait en danger (il "grille" à +19 dBm !), à moins d'intercaler un atténuateur et de soigner le blindage. Avec le branchement de la **figure 11**, nous entrons dans le domaine de la précision : associé à un multimètre 2000 points réglé sur un calibre 20 V DC, notre montage permet d'afficher directement en dBµV (en ne tenant pas compte de la virgule), le niveau HF appliqué à la prise coaxiale. Cela, à condition d'avoir procédé à un étalonnage préalable, à l'aide du potentiomètre ajustable. En première approximation, celui-ci devra être réglé de façon à délivrer, sur son curseur, 56% de la tension présente en sortie du module. Rappelons le, un calibrage aussi approximatif suffit pour réaliser des mesures d'atténuation et de gain précises à mieux qu'un dB près, et pour surveiller des variations du champ HF ambiant. Pour procéder à des mesures absolues, et non plus relatives, il conviendrait de se doter de points de repères fiables, moyennant au besoin l'aide d'un technicien antenniste possédant un mesureur de champ professionnel. Mais même sans en passer par là, un tel montage peut déjà permettre de tirer des conclusions des plus intéressantes.

Un exemple vécu : une antenne "discone" (à très large bande, omnidirectionnelle, et à gain modeste), est montée sur le toit d'un immeuble, à quelques mètres seulement derrière les antennes d'un relais GSM 1800. Elle délivre 93 dBµV à ses bornes, ce qui est bizarrement très supérieur (500 fois !) aux 66 dBµV que restitue une antenne TV au gain pourtant bien plus important.

Il est évidemment fort tentant de suspecter les installations de l'opérateur de téléphonie mobile... Pourtant, branché à la place du multimètre numérique, un oscilloscope ne laisse en rien deviner les impulsions si caractéristiques des émissions GSM, mais une simple tension continue de 0,93 V. Intercalons un séparateur VHF/UHF entre l'antenne et le mesureur de champ : on lit maintenant 91 dBµV en VHF (tout juste 2 dB de perte d'insertion), et seulement 55 dBµV en UHF, valeur sensiblement normale. Le diagnostic est immédiat : le relais GSM est "blanc comme neige", et c'est un émetteur VHF, probablement une radio FM, qui contribue très majoritairement au niveau reçu. Branchons une antenne FM "3 éléments" à la place de la discone, et faisons varier lentement son orientation et sa polarisation, jusqu'à mettre en évidence un maximum bien net. Voilà ! Un pylône est visible juste dans l'axe, à moins de



11 *Un mesureur de champ de précision*

deux kilomètres et en vue directe. Allons dans sa direction, et le maximum mesurable par le MAX2015 (107 dBµV) sera atteint bien avant d'arriver à destination. Pour l'anecdote, un LT5507 équipé d'une courte antenne "fouet" détectera +6 dBm (113 dBµV, oui, près d'un demi volt !) sur le trottoir public, au pied du pylône. Il y a là de quoi saturer allégrement plus d'un récepteur à un bon kilomètre à la ronde... Retour à la discone, maintenant, en remplaçant le séparateur VHF/UHF par un séparateur "satellite". On devine tout juste les impulsions GSM sur la sortie "920 à 2150 MHz", profondément noyées dans les signaux radio-TV, pourtant complètement hors bande et donc massivement atténués. Mais qui donc oserait mettre en doute l'innocuité des "rayonnements" des émetteurs de notre si chère télédiffusion ?

Le fait est pourtant là : dans des conditions moyennes de centre-ville, pour arriver à observer confortablement des signaux GSM 900 ou 1800 (ce qui ne manque d'ailleurs pas d'intérêt !), il faut vraiment pointer une antenne directive (yagi, par exemple), vers un relais des environs, ou alors profiter d'une panne d'émetteur TV, qui peut faire chuter d'au moins 10 dB le niveau électromagnétique ambiant.

Mais naturellement, tout cela sera à confirmer au cas par cas et, qu'on se le dise, il vaut mieux être préparé à des surprises de taille...

P. GUEULLE

Nomenclature

- 1 AD8313 ou MAX2015
- 1 LM2931 A 25
- 1 résistance 1,8 kΩ 0,25 W axiale
- 1 condensateur 100 µF/10 V radial
- 1 condensateur 47 nF "verre" ou CMS
- 1 condensateur 0,1 µF CMS
- 2 condensateurs 680 pF CMS
- 2 résistances 10 Ω CMS
- 1 résistance 68 Ω (50 à 75) CMS
- 1 connecteur coaxial selon besoins

Téléphonie :

présentation du clip - codage et décodage avec un PC



Depuis quelques années, France Télécom met à la disposition de ses abonnés un service appelé "Présentation du numéro". Ce service payant permet à l'utilisateur abonné de voir s'afficher sur l'écran de son téléphone le numéro du téléphone qui l'appelle au moment des sonneries. Si l'on veut, par exemple, réaliser un montage permettant l'affichage du numéro appelant, il est nécessaire de décoder les signaux qui circulent sur la ligne téléphonique et porteurs des informations sur ce numéro.

L'objet de cet article est de vous faire découvrir le « Call Line Identification Protocole » (CLIP), protocole qui définit les caractéristiques de ces signaux.

Pour l'illustrer, l'auteur vous propose une petite interface à brancher sur votre ligne téléphonique et qui vous permettra d'enregistrer les signaux qui circulent sur la ligne.

Si vous n'avez pas l'envie ou le temps de réaliser ce montage, vous pourrez utiliser un logiciel sous WINDOWS permettant de générer ces signaux.

Dans les deux cas, il sera associé, hors ligne, un logiciel de décodage permettant de décoder les informations reçues.

Structure des messages clip

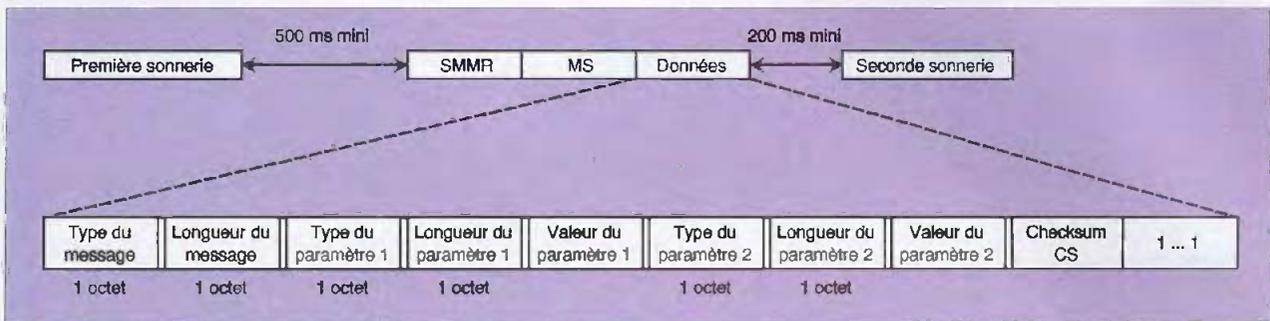
La transmission des données et la structure des messages comportant les données qui nous intéressent sont définies dans les Spécifications Techniques d'Interface n°4 pour le réseau de France Télécom. Le schéma de la **figure 1** et le texte qui suit en représentent une synthèse pour les données du service "Présentation du numéro".

Les données sont envoyées entre la première sonnerie et la seconde sonnerie. Dans le cas où un dispositif de décodage du message est connecté à la ligne, ce dispositif est généralement

placé en sommeil en l'attente d'appels. La première sonnerie doit alors être considérée comme un signal de réveil de ce dispositif.

Le message est d'abord précédé d'un Signal de Mise en Mode Réception (SMMR) composé d'une séquence de 300 bits commençant par 0 puis alternativement suivi de 1 et de 0, le dernier bit étant donc un 1. La transmission du SMMR ne peut commencer que 500 ms au moins après la fin du signal de réveil.

Le SMMR est suivi d'une séquence appelée Mark Signal (MS) de 180 bits égaux à 1. Puis viennent les données dont le codage est précisé ci-après. La seconde sonnerie ne peut avoir lieu



1 Structure des messages

qu'au minimum 200 ms après la fin des données.

Codage des données

Le service de présentation du numéro utilise un message formaté appelé message d'appel. Ce format est identifié par le premier octet qui précise le type et qui a dans ce cas la valeur 128.

Le deuxième octet indique la longueur en octets du message, nous verrons plus loin qu'elle est généralement de 25 octets. À la suite de l'envoi de ces 2 octets sont envoyés les 2 paramètres définis dans le service d'appel : le paramètre "Date et heure" et le paramètre "Identité du demandeur". Le paramètre "Date et heure" est identifié par l'octet de valeur 1 suivi par un octet qui précise la longueur de ce paramètre. Cette longueur est de 8 octets : 2 pour le mois (dizaine et unité), 2 pour le jour (dizaine et unité), 2 pour l'heure (dizaine et unité) et ces 8 octets sont placés à la suite des octets 1 et 8. De même, le paramètre "Identité du demandeur" est identifié par l'octet de valeur 2 suivi par un octet qui précise la longueur de ce paramètre. Cette longueur est en général de 10. Dans le cas où l'appelant ne peut ou ne veut pas se faire identifier, le paramètre "Identité du demandeur" n'est pas présent mais est remplacé par le paramètre "Raison de l'absence d'identité" indiqué par l'octet de valeur 4 et suivi par 2 octets, le premier de valeur 1 qui précise la longueur et le second de valeur 79 (indisponible) ou de valeur 80 (secret invoqué).

Le dernier octet des données est le CheckSum(CS) : cet octet est le complément à 2 de la somme modulo 256 des autres octets du message (depuis l'octet de type de message au dernier octet du dernier paramètre).

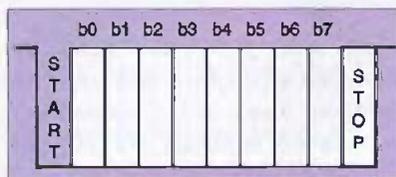
Transmission des données sur la ligne téléphonique

Une ligne téléphonique n'est pas conçue pour envoyer tels quels des signaux logiques 0 ou 1, mais par contre spécialement adaptée pour envoyer des signaux à des fréquences vocales comprises entre 300 et 3000 Hz.

Il a donc été établi une correspondance :

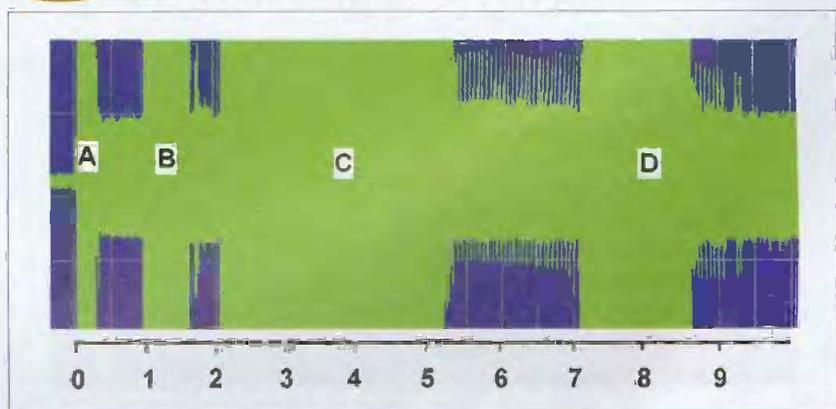
- un niveau logique 1 correspond à la fréquence 1300 Hz (± 10 Hz),
- un niveau logique 0 correspond à la fréquence 2100 Hz (± 10 Hz).

Chaque octet est transmis en mode série asynchrone à 1200 bauds au format de 8 bits sans bit de parité, encadré par un bit de START (0 logique) et d'un bit de STOP (1 logique) : START/bit 0/bit 1/bit 2/bit 3/bit 4/bit 5/bit 6/bit 7/STOP comme schématisé **figure 2**.



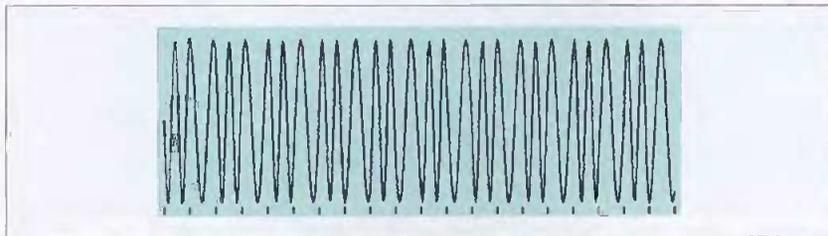
2 Chronogramme d'une liaison série asynchrone

3 Enregistrement sur une ligne téléphonique

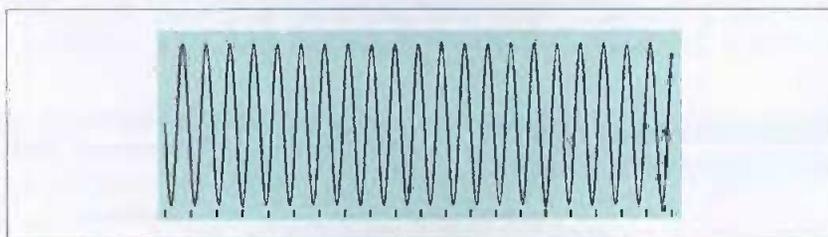


La **figure 3** représente un enregistrement des données pendant les sonneries, réalisé au moyen de l'interface décrite plus loin branchée sur une ligne téléphonique.

L'échelle des temps est exprimée en secondes. La zone A est le train d'impulsions de la première sonnerie, la zone B est le message sujet de cet article, et les zones C et D, les seconde et troisième sonneries. Puisque c'est en particulier la zone B qui nous intéresse, 3 agrandissements de cette zone ont été effectués dans les 3 figures suivantes. L'échelle de temps est graduée en 1/1200 s. La **figure 4** représente une loupe sur le SMMR, succession de 0 et de 1, donc ici sur la ligne téléphonique, succession de porteuses à 1300 Hz et 2100 Hz pendant 1/1200 s. La **figure 5** représente une loupe sur le MS, longue succession de 180 états logiques 1, donc sinusoïde de fréquence 1300 Hz pendant 180/1200 s. La **figure 6** représente, elle, le second octet de valeur 25 et le troisième octet de valeur 1 : encadrés par les bits de START et de STOP, on identifie aisément les bits intérieurs pour trouver que le premier octet est 00011001 en notation binaire, soit 25 en notation décimale et que le second octet est 00000001 en notation binaire, soit 1 en notation décimale.



4 Le SMMR



5 Le MS

Interface ligne téléphonique vers PC

Présentation du schéma électrique

Pour vous permettre de réaliser vous même quelques enregistrements sur votre ligne téléphonique, vous pourrez utiliser un petit montage électronique dont le schéma électrique est précisé **figure 7**. Cet article se voulant pédagogique et expérimental, il n'est pas utile ou nécessaire de réaliser ce montage sur circuit imprimé, il peut être monté rapidement sur une plaquette de laboratoire. L'interface est alimentée avec une tension continue comprise entre 8 et 15 V. La diode D5 protège le circuit en cas d'inversion de polarité. Cette tension continue est ensuite filtrée puis régulée par le circuit intégré C1 (7805), fournissant 5 V en sortie. Une tension de 2,5 V qui sert de tension de référence à l'amplificateur opérationnel C2 (741) est obtenue par le pont diviseur formé par R1 et R2.

Le couplage du montage avec la ligne téléphonique est réalisé par les condensateurs C3 et C4 et les résistances R4 et R5. Alors que la haute impédance de ces composants limite le courant d'entrée, les diodes D1 à D4 écrêtent la tension d'entrée dont l'amplitude peut atteindre 40 V lors des sonneries et la limitent entre -0,7 V et 5,7 V. L'amplificateur opérationnel est utilisé en inverseur et le gain est alors obtenu par la relation $A = R9/(R4+R6)$, soit un gain unitaire.

Comme d'habitude pour la réalisation d'un

montage, il faudra faire très attention à la bonne orientation des composants polarisés et ici, plus particulièrement les 5 diodes.

Mise en œuvre de l'interface

Effectuez les connexions nécessaires: entrées de l'interface (K2) reliées à la ligne téléphonique, sorties de l'interface (K3) connectées à la prise micro de votre PC et bien sûr, ne pas oublier l'alimentation. Pour enregistrer le signal, l'auteur utilise le logiciel "Magnétophone", livré avec WINDOWS et placé dans le menu "Accessoires/Divertissement". Après avoir ouvert cette application, sélectionnez "fichier/propriétés" puis "convertir maintenant" et choisir le format "PCM, 24 kbits/s, 8 bits mono". Quand tout est prêt, téléphonez-vous avec votre portable ou demandez à quelqu'un de vous télé-

phoner. Enregistrez alors le signal qui transite sur la ligne jusqu'à la seconde sonnerie incluse. Comme il n'est pas nécessaire de décrocher, aucune unité téléphonique n'est débitée et vous pourrez faire de multiples essais sans bourse déliée. À l'issue de votre enregistrement, vous devriez avoir un signal sonore ressemblant à celui de la **figure 3**. Enlevez alors l'excédent pour ne garder que la zone B qui contient le SMMR, le MS et le message d'appel.

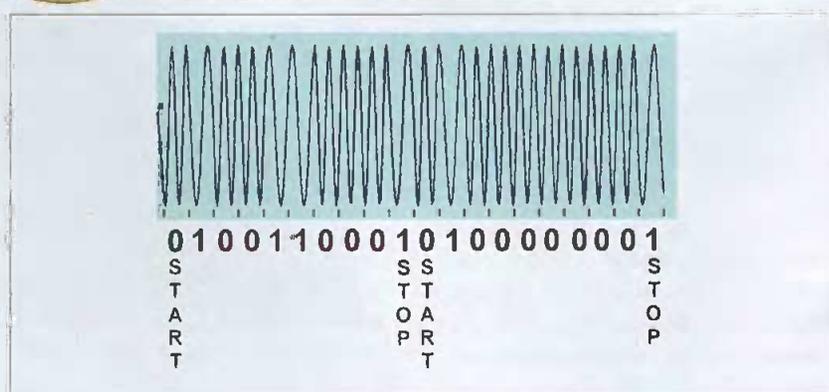
Utilisation du logiciel Générateur_CLI

Le logiciel Générateur_CLI, créé en collaboration avec deux élèves ingénieurs de l'Institut Supérieur d'Electronique et du Numérique de Brest (ISEN BREST), Rémi Hollender et Alexis Legros, permet de s'affranchir du montage de l'interface et des phases d'enregistrement puis de section du signal enregistré. Présenté **figure 8**, son fonctionnement est immédiat : il suffit de manipuler quelques boutons pour définir une date et un numéro de téléphone. Une fois les paramètres sélectionnés, un appui sur le bouton "générer et écouter CLI" crée un fichier son de type WAV comprenant le SMMR, le MS et le message d'appel avec ses 2 paramètres. Un autre appui sur le bouton "enregistrer" permet de sauvegarder ce fichier WAV.

Utilisation du logiciel CliAnalyse

Le logiciel CliAnalyse produit la fonction inverse du logiciel précédent : à partir d'un fichier son de type WAV comportant un message d'appel, il est capable d'extraire les dif-

6 Les second et troisième octets



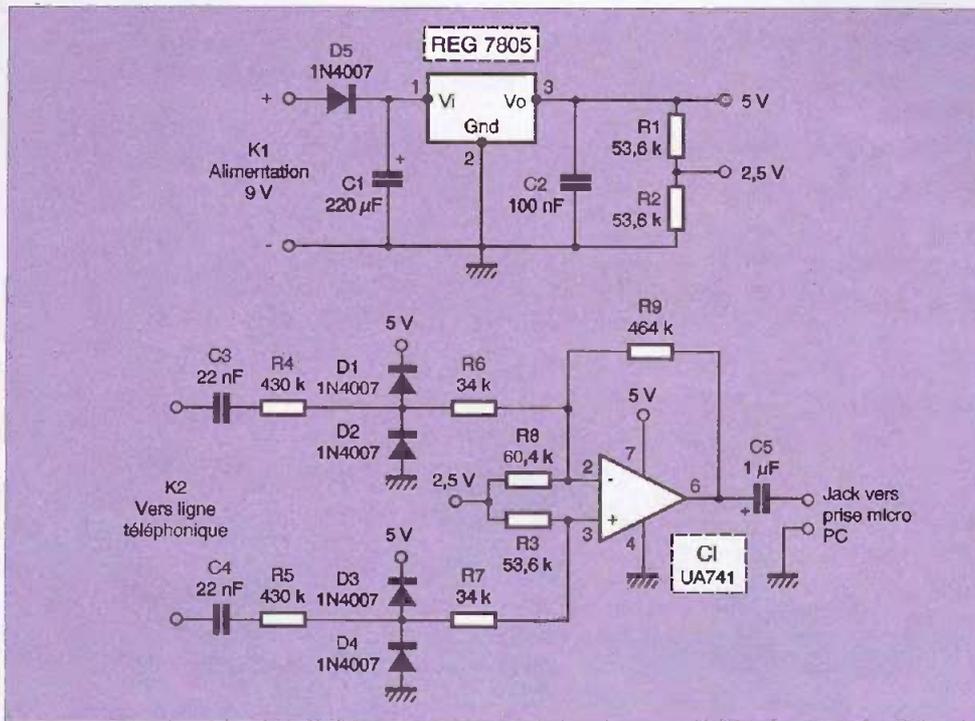


Schéma électrique de l'interface ligne/PC

Nomenclature

R1, R2, R3 : 53,6 kΩ

R4, R5 : 430 kΩ

R6, R7 : 34 kΩ

R8 : 60,4 kΩ

R9 : 464 kΩ

C1 : 220 µF

C2 : 100 nF

C3, C4 : 22 nF

C5 : 1 µF

D1, D2, D3, D4, D5 : diode 1N4007

(ou équivalent)

REG : régulateur 78L05

CI : AOP UA741

Divers :

Une plaquette de laboratoire

Un jack pour la prise micro du PC

férents signaux SMMR, MS et bien sûr l'essentiel, les paramètres "Date et heure" et "Identification de l'appelant".

Vous pourrez donc l'utiliser à partir d'un enregistrement effectué avec l'interface ou avec Générateur_CLI. Présenté **figure 9**, son fonctionnement est instantané : il suffit d'ouvrir un fichier son WAV 24 kbits/s en sélectionnant "fichier/analyse". Les 2 paramètres s'affichent alors à l'écran.

Bonnes expérimentations!

A. REBOUX

alain.reboux@wanadoo.fr

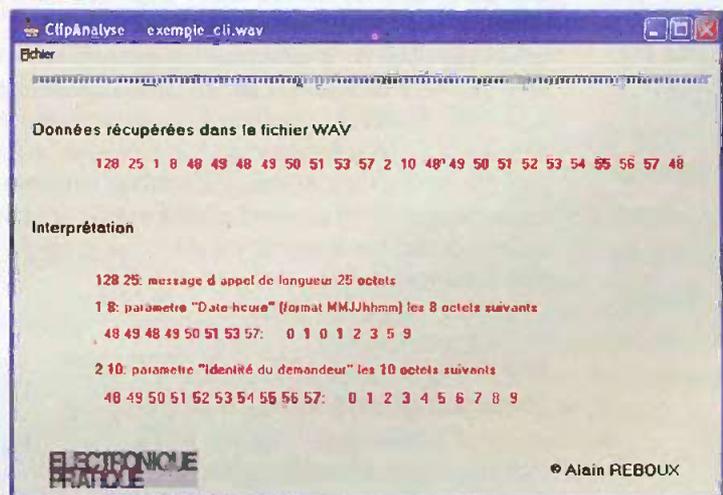
8

Simulation avec Générateur_CLI

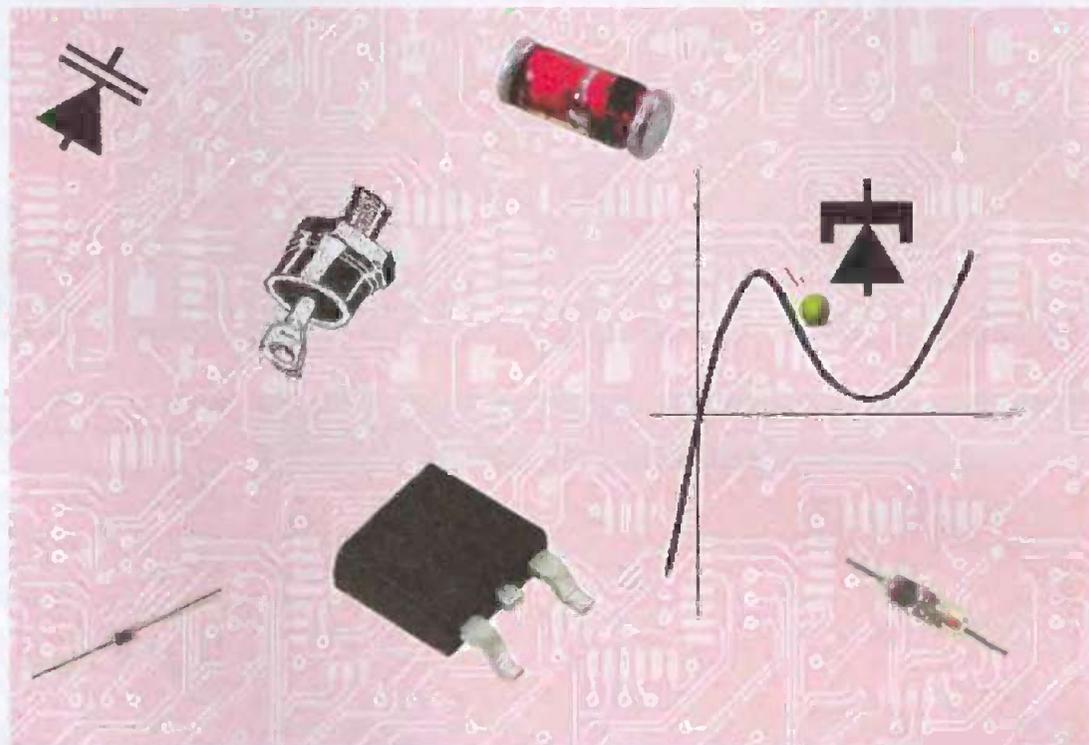


9

Extraction des données avec ClipAnalyse



Ces diodes aux caractéristiques particulières



Nous allons, dans ce numéro, vous présenter deux familles de diodes qui possèdent des caractéristiques peu ordinaires et qui ne sont pas souvent utilisées dans les montages traditionnels. Nous allons nous efforcer, tout au long de cet article, de vous en présenter les particularités intéressantes.

La diode Tunnel

Un peu d'histoire...

Cette diode a été découverte voici déjà cinquante ans et c'est un japonais, le docteur Léo ESAKI, qui fit cette découverte en 1956 pour le compte de la société IBM Corporation. La diode tunnel ou diode à effet tunnel porte également le nom de diode ESAKI (ou bien encore dispositif ESAKI) en hommage à son inventeur qui a reçu le prix NOBEL pour ses travaux en 1973.

Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement restant assez complexe, nous allons essayer

de rester simple tout en donnant un aperçu de façon à en comprendre les fondements.

La principale particularité de la diode tunnel (qui diffère des autres diodes classiques) est que celle-ci possède sur sa caractéristique de fonctionnement (pour une tension directe de l'ordre de 0,1 à 0,2 volt), la présence d'un pic de courant qui descend brutalement à une valeur dite de "vallée".

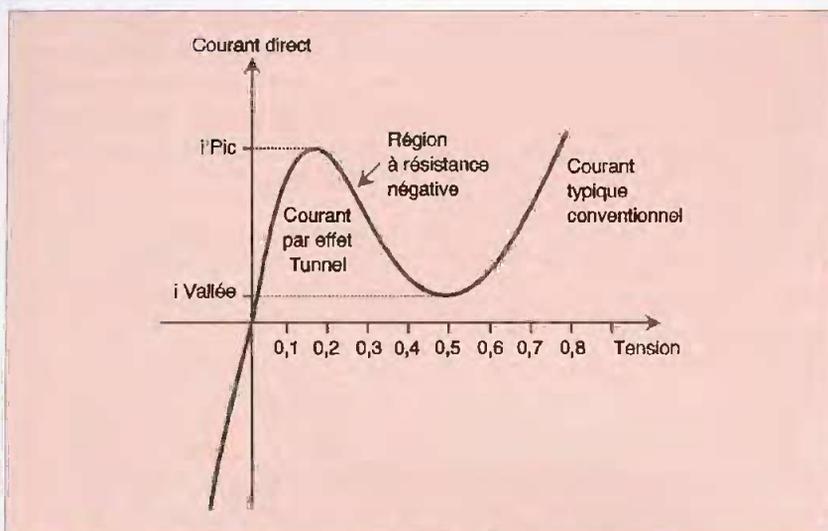
Le plus étonnant réside dans le fait qu'entre ces deux points (le pic et la vallée), la caractéristique présente une pente négative qui peut être également assimilée à une résistance négative de l'ordre d'une dizaine à quelques centaines d'ohms.

Qu'est ce que cela veut dire ?

Tout simplement que la tension aux bornes de la diode augmente alors que le courant la traversant diminue (**Figure 1**). Ce phénomène est également observé dans les transistors unijonction.

On s'aperçoit également sur la caractéristique présentée en figure 1 que si l'on augmente la tension directe au delà de la tension de vallée, on revient sur une courbe correspondant à la caractéristique classique d'une diode ordinaire.

En fait, on constate que si l'on applique une tension inférieure à la tension correspondant à une conduction normale due au franchissement de la barrière de potentiel (entre 0,4 et 0,5 V environ), le courant est dû entre autre à l'effet tunnel.



1 Courbe caractéristique de la diode tunnel

Explications

On sait, sans trop entrer dans les détails qu'en physique quantique, lorsque des particules possèdent une certaine énergie (qui peut être assimilée à un état) et que l'on veut faire passer une particule vers un état différent ayant une énergie supérieure, il faut fournir à cette particule l'énergie correspondante séparant les deux états (**figure 2**).

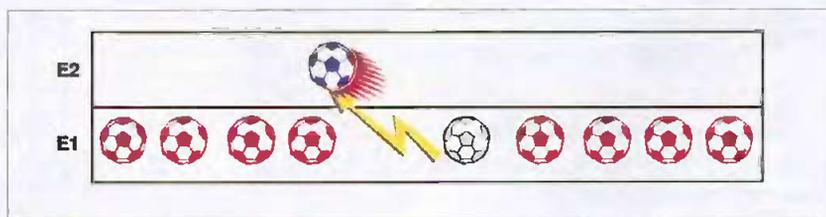
On constate pourtant que quelquefois, un certain nombre de particules arrivent sans posséder ce supplément d'énergie, à atteindre le niveau d'énergie supérieur. On dit alors que ces particules ont franchi la barrière entre les deux états et qu'elles ont emprunté une sorte de tunnel appelé également tunnel quantique et dont la diode tunnel a hérité le nom.

Cette découverte a donc été appliquée à la diode dite à effet tunnel.

Lorsque la tension directe appliquée à la diode tunnel augmente, on considère que les niveaux d'énergie entre les zones N et P (négatives et positives) de la jonction deviennent de moins en moins voisines, ce qui explique qu'il passe alors moins d'électrons par effet tunnel et donc que le courant diminue, bien que la tension augmente.

Sans refaire un cours sur les diodes et les jonctions, on peut définir le dopage comme le nombre d'impuretés (atomes de bore, de gallium, d'arsenic par exemple) ajoutées aux atomes de silicium (par exemple) constituant une jonction (ici une jonction de la diode).

Pour la diode tunnel, le dopage est important (de l'ordre de 1020 atomes d'impuretés par cm^3 soit 100 000 fois plus que pour une diode normale). Ce dopage important fait que la résistivité du cristal est faible et surtout que la zone dite "zone de transition" est étroite,



2 Changement d'état

ce qui entraîne une tension de claquage (appelée également effet zener) très faible (**figure 1**).

Applications

Le passage très rapide d'un grand nombre d'électrons dû à l'effet tunnel fait que ce type de diode pourra être utilisé dans des applications nécessitant une commutation rapide ou bien pour les circuits amplificateurs et oscillants à très haute fréquence (**figure 3**). On utilise alors le point de fonctionnement de la diode caractérisant la résistance négative afin de compenser les pertes d'un circuit oscillant.

On a également découvert pour une application logique que deux diodes tunnel associées à deux transistors peuvent remplacer avantageusement une cellule élémentaire de mémoire RAM statique, nécessitant quand à

elle six transistors pour fonctionner. On économise bien sûr des transistors et surtout, le circuit mémoire est plus compact d'où une densité quatre fois supérieure à celle d'une cellule mémoire classique.

La diode Varicap

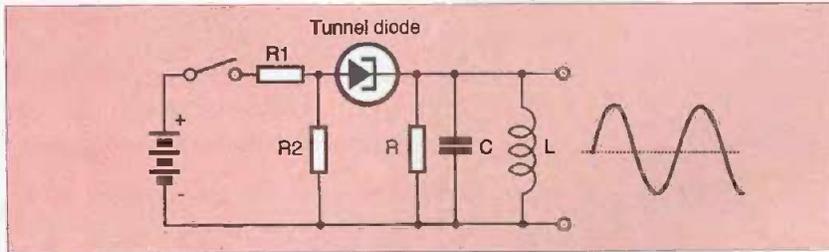
Appelée également diode à capacité variable. Pour en expliquer le fonctionnement, nous allons revenir un bref instant sur le principe d'une jonction PN.

Pour la réalisation d'une diode, il est nécessaire de fabriquer deux jonctions. Une "dopée" positivement appelée jonction P et une "dopée" négativement appelée jonction N. Le dopage consiste à injecter des atomes d'impuretés (dont la nature et la quantité sont rigoureusement contrôlées) au sein d'un cristal de semi-conducteur (silicium par exemple).

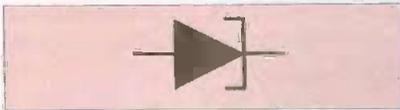
Les impuretés augmentent la conductibilité du semi-conducteur en libérant selon leur

nature soit des électrons, on obtient alors des semi-conducteurs de type N (négatif puisque par définition la charge de l'électron est négative), soit des trous et l'on obtient alors des semi-conducteurs de type P (positif). La **figure 4** reprend deux types de dopage, dans le premier cas le silicium est dopé avec de l'arsenic, celui-ci possède sur sa couche de valence (couche électronique la plus éloignée du noyau de l'atome figure 4) cinq électrons, alors que le silicium n'en possède que quatre.

Dans le réseau cristallin, l'atome d'arsenic met en commun quatre de ses électrons avec les atomes de silicium voisins (liaison dite de covalence) et de ce fait il reste un électron en excès, on dit que l'arsenic est un "donneur" (figure 4). Dans le deuxième cas ou l'on utilise un atome de bore qui lui ne possède que trois électrons sur sa couche de valence, alors il y a un déficit d'électron (ou bien un



3 Exemple type d'un oscillateur



3a Diode tunnel type 1N2927 (germanium)

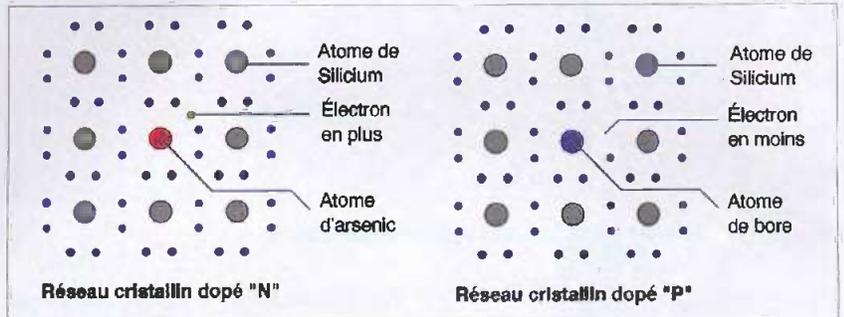
excès de trou) et l'on dit que le bore est "accepteur", nous sommes en présence d'un cristal semi-conducteur dopé "P".

Nous venons de voir succinctement comment sont fabriquées deux jonctions type N et type P. En théorie, que se passera-t-il maintenant si nous relient deux "barreaux" de semi-conducteurs, l'un dopé positivement et l'autre négativement (figure 5) afin de réaliser une jonction PN ?

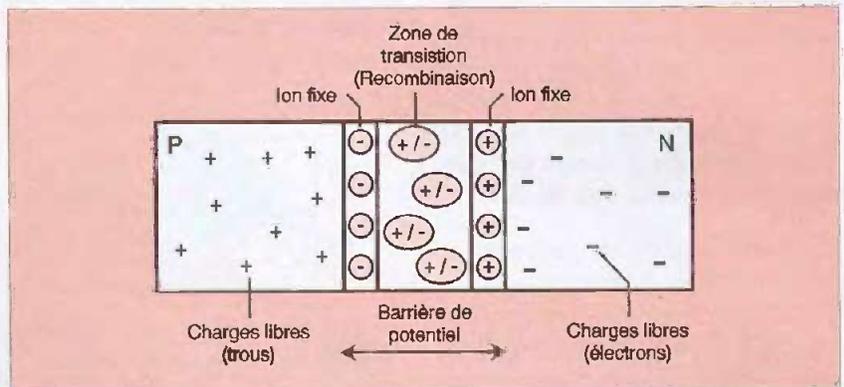
On peut dire dans un premier temps que d'un

porteurs majoritaires trous) vont s'attirer avec les charges négatives (porteurs majoritaires électrons), il va se créer une zone au niveau de la jonction où il va se produire des recombinaisons appelées également paires électrons-trous.

De ce fait, au niveau de la jonction, le semi-conducteur est ainsi dépourvu de charges libres et cette zone est devenue isolante (ou



4 Dopages type N et type P

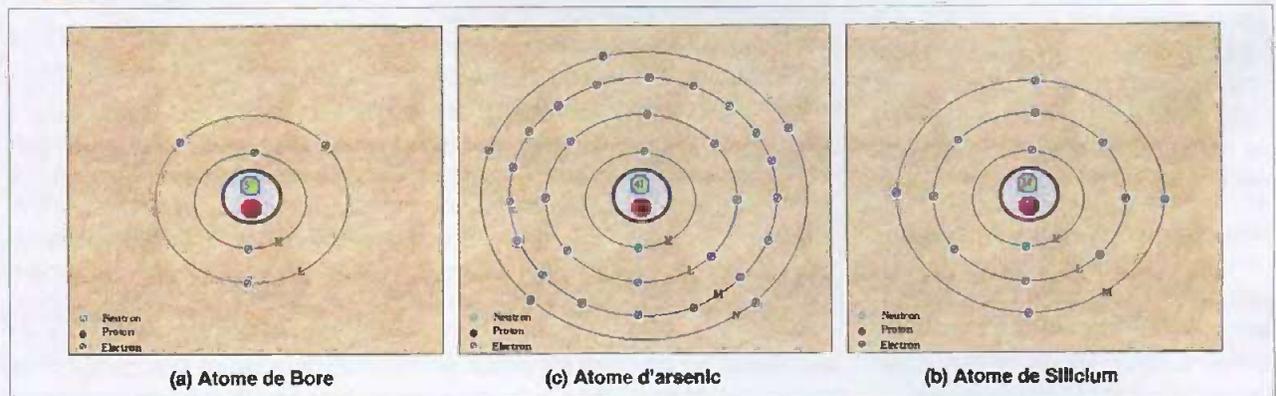


5 Jonction PN simplifiée

côté de la jonction, il y aura des électrons excédentaires (région dopée N) et de l'autre côté (région dopée P), un déficit d'électrons (ou excès de trous). Les charges positives (ou

zone dépeuplée). Cette zone en fait est la barrière de potentiel qu'il faudra franchir pour que la jonction soit passante. On sait que pour le silicium, cette barrière se situe aux

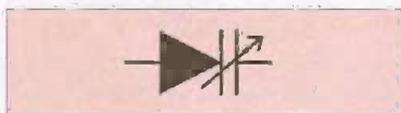
6 Atomes de bore, d'arsenic et de silicium



alentours de 0,7 volt. Si l'on y regarde de plus près, on s'aperçoit que la jonction PN peut être assimilée à un condensateur, en effet nous avons une zone centrale isolante qui peut être assimilée à un diélectrique et deux zones extérieures de charges opposées (figure 5).

Le fonctionnement de la diode varicap découle du principe même d'une jonction PN. Lorsque l'on polarise en sens inverse une jonction et que l'on fait varier la tension d'alimentation, on modifie la largeur de la zone de charge d'espace (zone isolante), donc on modifie également la valeur de ce qui peut être assimilé à un diélectrique de condensateur, ce qui modifie la capacité induite par ce changement de valeur d'alimentation.

La valeur de la capacité ainsi que les variations capacitives (taux de capacité) sont relatives au choix du matériau, au procédé de fabrication ainsi qu'à la taille de la jonction. Lorsque la tension augmente, la capacité diminue (figures 7 et 8). La figure 7 repré-



sente la caractéristique tension-capacité d'un type de diode varicap, il est à remarquer qu'effectivement, la nature de la jonction définit la capacité obtenue pour une même tension appliquée.

Applications

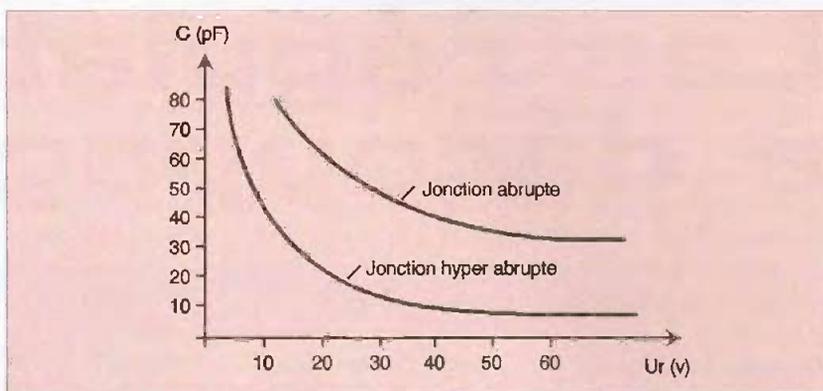
Les diodes varicap sont utilisées dans des circuits oscillants, ainsi que pour le contrôle automatique de fréquence (CAF).

Elles sont utilisées également dans les diviseurs et multiplicateurs de fréquence.

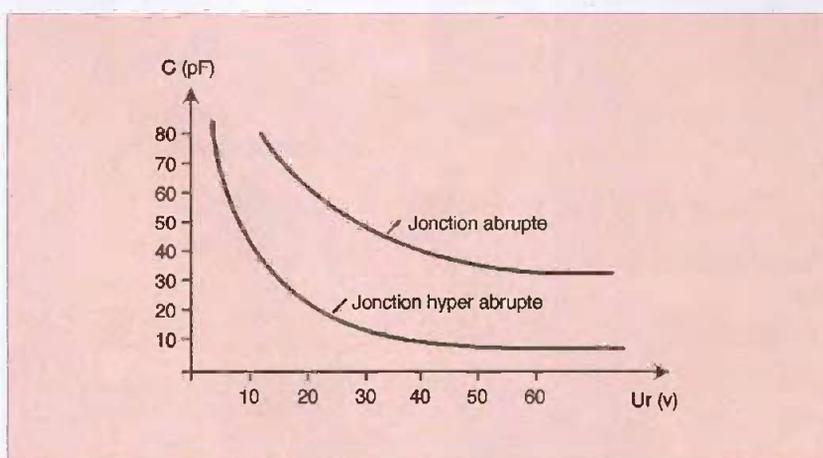
Voici une présentation sommaire de quelques diodes utilisées pour des applications particulières (figures 8 et 9). Nous espérons que cet article vous aura permis de démystifier un peu plus ce monde étrange des phénomènes électroniques.

Vous pouvez télécharger les datasheets de certaines diodes sur le site Internet suivant : <http://www.alldatasheet.com/datasheet/1N-1.html>

P. MAYEUX
<http://perso.libertysurf.fr/p.may>



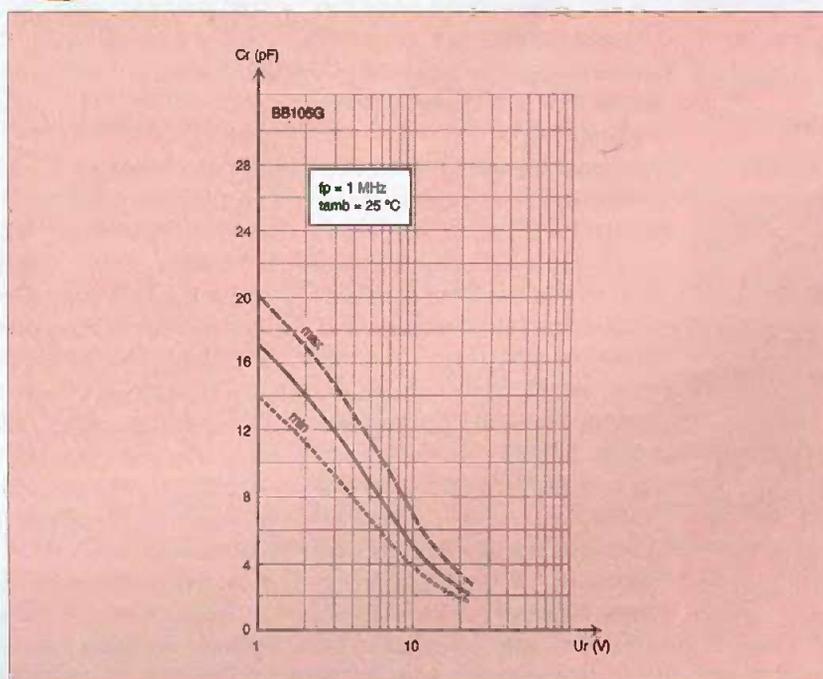
Caractéristique tension - capacité



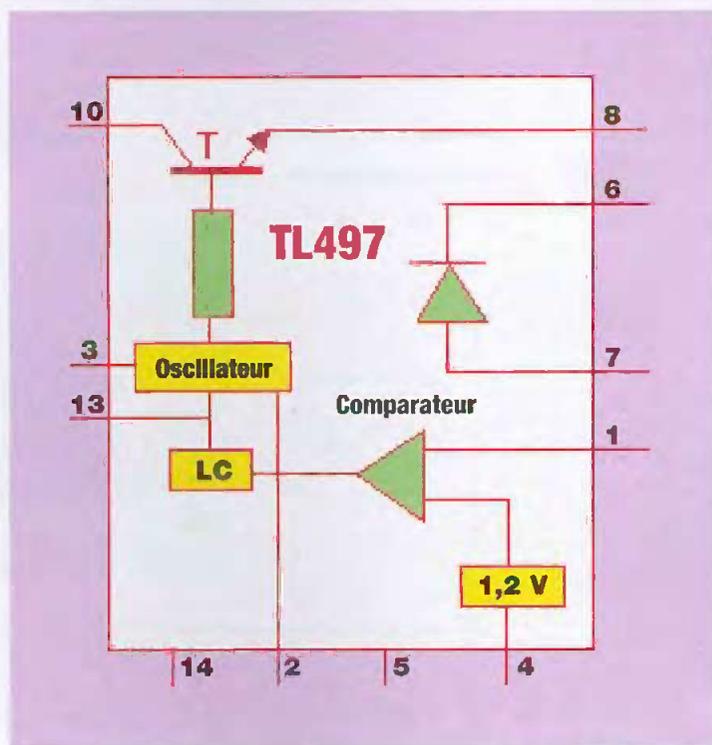
Diodes types BBY 24 et BBY27



Caractéristiques de la BB105G



Les régulateurs à découpage



La fonction la plus répandue en électronique est certainement l'alimentation. La plupart du temps, pour les cas simples, on fait appel à des alimentations à régulation linéaire. Mais lorsque la puissance dissipée par l'alimentation devient un problème, soit pour des raisons d'autonomie, soit pour des raisons thermiques, il faut utiliser un principe de régulation à découpage. Cet article se propose de vous faire découvrir les principes mis en jeux dans ce type d'alimentation.

Le gros handicap des alimentations à régulation linéaire réside dans la dissipation.

En effet, dans le principe même d'un régulateur linéaire, c'est le transistor ballast du régulateur qui « encaisse » la différence de tension entre l'entrée et la sortie.

La puissance dissipée par le transistor ballast est donc directement proportionnelle au courant de sortie et à la différence de tension, selon la formule $P = U_{diff} \times I_s$. Pour limiter la puissance dissipée dans le transistor ballast (puissance perdue sous forme de chaleur), on peut veiller à alimenter le régulateur avec une source de tension proche de la tension voulue en sortie pour limiter la tension de déchet (U_{diff}).

Cependant, pour garantir un bon fonctionnement de l'asservissement du régulateur, il faut que la tension d'alimentation en amont du régulateur soit toujours supérieure à la tension de

sortie plus une petite marge de fonctionnement (généralement 1 V à 2 V). Selon le filtrage de la tension en amont et selon le courant consommé, il faut prévoir une marge plus ou moins grande, ce qui augmente la puissance dissipée dans le transistor ballast.

Ce mode de fonctionnement ne va pas sans poser des problèmes dans les systèmes électroniques modernes. Tout d'abord, avec la miniaturisation extrême des systèmes, il devient de plus en plus difficile de dissiper l'énergie dans un faible encombrement. Les systèmes à régulation linéaire nécessitent la plupart du temps l'utilisation d'un dissipateur imposant pour garantir que la température de jonction du transistor ballast ne dépasse pas le maximum autorisé.

Le surcoût du dissipateur rend ce type de régulateur inadapté dès que la puissance mise en jeu dépasse 5 W à 10 W. Par ailleurs, la température de

surface du dissipateur peut représenter un danger pour l'utilisateur final (risque de brûlure au-dessus de 50 °C) ce qui complique sérieusement la mise en coffret du système.

Course au rendement

Par les temps qui courent, la chasse au gaspillage d'énergie est devenue un enjeu majeur.

L'électronique n'échappe pas à la règle, d'autant plus que les systèmes portables alimentés par piles ou accumulateurs sont désormais légions. L'énergie perdue dans le transistor ballast d'un régulateur linéaire représente souvent plus de 50 % de l'énergie consommée ce qui n'est pas acceptable pour un système alimenté sur batterie.

C'est pour toutes ces raisons que les alimentations à découpage se sont aussi bien imposées de nos jours, en dépit d'une réalisation plus complexe. Par principe, le transistor ballast d'un régulateur à découpage fonctionne soit en mode saturé (U_{diff} est alors très faible, de l'ordre de 100 mV à 500 mV) soit en mode bloqué (I_s est alors nul).

Dans les deux modes de fonctionnement, la puissance dissipée par le transistor ballast du régulateur à découpage est minimale. Ceci explique pourquoi le rendement de ce type de régulateur atteint 70 % à 90 %, selon la conception et la qualité de fabrication du système.

Bien entendu, il n'est pas question d'appliquer directement une tension élevée et hachée à des circuits électroniques qui attendent une tension régulée.

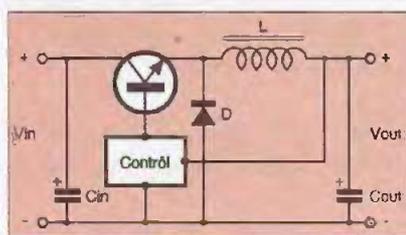
Il faut faire appel à des composants passifs pour emmagasiner l'énergie et lisser la tension de sortie afin d'en faire une tension régulée. Pour emmagasiner l'énergie, on utilise des élé-

ments magnétiques (inductances ou transformateurs), tandis que pour lisser la tension de sortie, on utilise des condensateurs (ils stockent eux aussi de l'énergie). Ensuite il faut agencer ces composants en différentes topologies à l'aide de composants de commutations (diodes et transistors) pour canaliser le courant et obtenir une tension régulée grâce à un pilotage astucieux de ces composants.

Le choix de la structure du régulateur à découpage est guidé par de nombreuses considérations : plage de fonctionnement pour la tension d'entrée, courant débité, nécessité d'un isolement galvanique, etc. Dans cet article, nous n'entrerons pas dans toutes les considérations qui entrent en jeu lors du choix d'une topologie mais nous nous contenterons de citer les topologies les plus connues.

Plusieurs cas de figures

La structure la plus connue est sans nul doute la topologie 'Buck'. Cette structure est illustrée en **figure 1**. Il s'agit d'une structure



1 Structure "Buck"

très simple qui permet une mise en œuvre à moindre coût avec des composants bon marché, d'où son grand succès.

L'exploitation de cette structure se déroule en cycles répétitifs qui comportent deux phases : une phase de charge et une phase de décharge.

La logique de contrôle qui réalise l'asservissement de la tension de sortie interrompt les cycles lorsque la tension de sortie dépasse la consigne, puis elle autorise à nouveau les cycles dès que la tension de sortie décroît.

Lors de la première phase d'un cycle, on permet à l'inductance L d'emmagasiner de l'énergie en plaçant le transistor ballast dans l'état saturé.

Pendant cette partie du cycle, le courant nécessaire à la charge est fourni à la fois par le condensateur de sortie Cout et par l'induc-

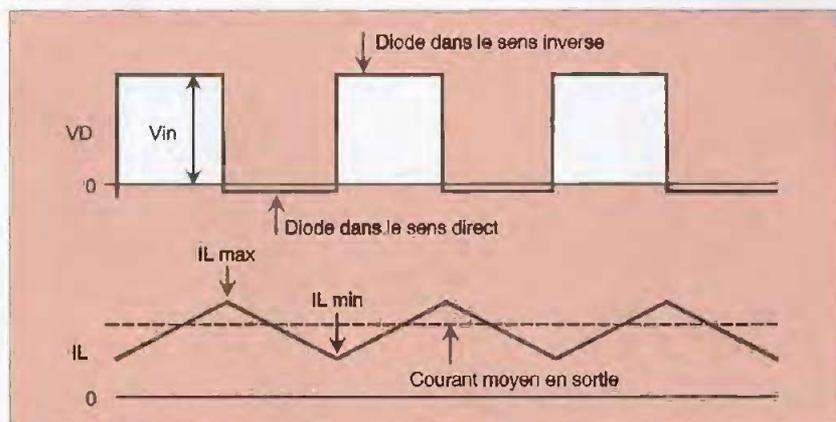
tance L. Au moment de la mise en conduction du transistor ballast, le courant qui circule dans l'inductance ne peut pas varier instantanément (c'est le principe même d'une inductance qui s'oppose aux variations brusques du champ magnétique). C'est donc l'inductance qui va encaisser la différence de tension entre Vin et Vout (si l'on néglige la chute de tension aux bornes du transistor qui est passant). L'échelon de tension appliqué à l'inductance va provoquer un accroissement linéaire du courant qui la traverse (voir la **figure 2**). Pendant ce temps, la diode D est

ballast ce qui forcerait ce dernier à rester conducteur, mais ce qui serait destructif pour le transistor.

L'énergie emmagasinée dans l'inductance va alors commencer à décroître accompagné d'une diminution linéaire du courant.

Le condensateur de filtrage Cout va chercher à maintenir la tension de sortie en fournissant la différence de courant nécessaire à la charge. La tension à ses bornes va donc décroître également.

Après un temps fixé lors de la conception, un nouveau cycle charge / décharge va pouvoir



2 Oscillogrammes caractéristiques

tout simplement bloquée (car polarisée en inverse) et elle ne participe pas au fonctionnement du système.

Si le courant consommé par la charge est stable, l'accroissement du courant dans l'inductance va provoquer la charge du condensateur Cout.

La tension de sortie va donc commencer à croître à son tour. Dès que la tension de sortie dépasse la consigne voulue, la logique de contrôle interrompt la phase en cours.

Dans la deuxième phase du cycle, la logique de contrôle va couper le transistor ballast (que la tension de sortie ait atteint la consigne ou pas) puisque le courant qui circule dans l'inductance ne peut s'interrompre instantanément (en raison de l'énergie qui est stockée dans l'inductance) et qu'il va chercher coûte que coûte à trouver un chemin.

L'effet inductif de L va alors provoquer l'apparition d'une tension négative aux bornes de la diode D. Cela va polariser la diode dans son sens direct et permettre au courant de l'inductance de continuer à circuler. Notez au passage que sans la diode D, la surtension négative induite par L augmenterait jusqu'à atteindre la tension d'avalanche du transistor

commencer. Le transistor ballast remis en route, et ainsi de suite.

Les performances de la logique de contrôle jouent en rôle prédominant dans la qualité de la régulation. Mais le choix de l'inductance, du condensateur de sortie et des temps de cycles sont tout aussi importants.

De nombreux facteurs sont à considérer lorsque l'on conçoit une alimentation à découpage et les compromis à réaliser sont souvent délicats à trouver.

Par exemple, plus les temps de cycles sont courts et plus le système peut réagir vite aux variations du courant consommé par la charge.

En contre partie, les pertes liées à la commutation du transistor ballast et de la diode vont être importantes, ce qui altère le rendement global du montage. On peut alors être tenté de tomber dans l'excès inverse en augmentant inconsidérément les temps de cycles (en pensant que moins il y a de commutations moins il y a de pertes).

Mais dans ce cas, lors de la première phase du cycle, le courant qui croît dans l'inductance risque d'atteindre le seuil à partir duquel le noyau magnétique de l'inductance est saturé. Or il faut éviter à tout prix cette saturation

car elle engendre des pertes très importantes dans l'inductance.

Il faut donc trouver un compromis. La difficulté, dans le cas des structures 'buck', est qu'il faut que la charge consomme en permanence un courant minimum faute de quoi la tension de sortie va grimper sans jamais pouvoir redescendre.

Par ailleurs, si le courant maximum consommé par la charge est très éloigné du courant minimum, il sera très délicat de choisir le temps des phases du cycle.

La deuxième topologie très utilisée dans les convertisseurs à découpage est la structure 'boost' dont le schéma synoptique est visible en **figure 3**. Cette topologie permet d'élever la tension d'entrée ce qui est très pratique pour les systèmes qui sont alimentés par une tension unique.

Le fonctionnement des convertisseurs de type 'boost' repose également sur un cadencement à deux phases (voir la **figure 4**). Dans un premier temps, le transistor T est commandé, ce qui permet à l'inductance

d'emmagasiner de l'énergie. La diode D se trouve alors polarisée en mode inverse et elle est donc bloquée.

Dans ces conditions, c'est le condensateur Cout qui fournit l'énergie nécessaire à la charge. Dans la deuxième phase, la logique de contrôle coupe la commande du transistor qui passe alors à l'état bloqué. L'énergie stockée dans l'inductance va maintenir la circulation du courant en passant par la diode D qui se retrouve maintenant polarisée dans son sens passant.

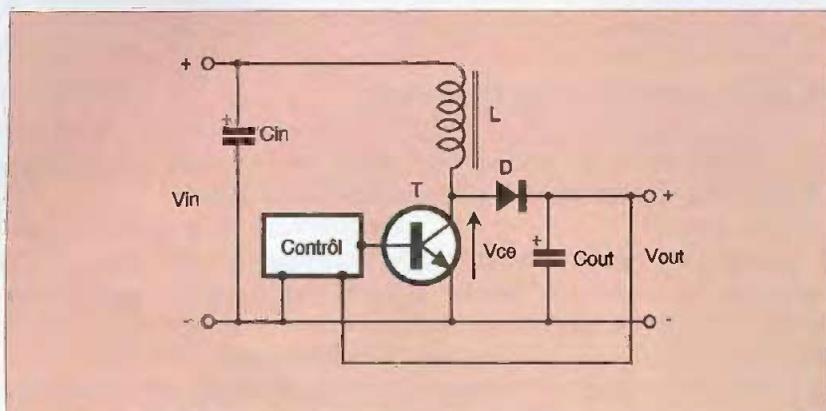
Le courant va alors se répartir entre la sortie et le condensateur qui va donc se charger. Cela provoque un transfert d'énergie entre l'inductance et le condensateur de sortie. En faisant varier le temps consacré à la charge de l'inductance, on peut moduler la quantité d'énergie qui est transmise au condensateur. En contrôlant le bilan de l'énergie perdue par Cout pendant le premier cycle et l'énergie acquise pendant le second cycle, on peut donc contrôler la tension de sortie (car $Q = C_{out} \times V_{out}$).

Avec cette structure, vous noterez que le condensateur va se charger rapidement sous Vin au travers de la diode D à la mise sous tension.

Par la suite, dans le cas d'une utilisation normale de la structure 'boost', la tension de sortie ne pourra pas descendre en dessous de $V_{in} - 0,7 V$. Lors du dimensionnement des éléments d'un tel montage, il faut veiller à ce que le temps du deuxième cycle soit suffisant pour décharger totalement l'inductance.

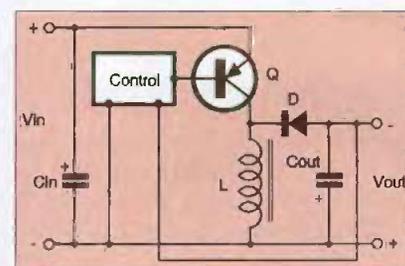
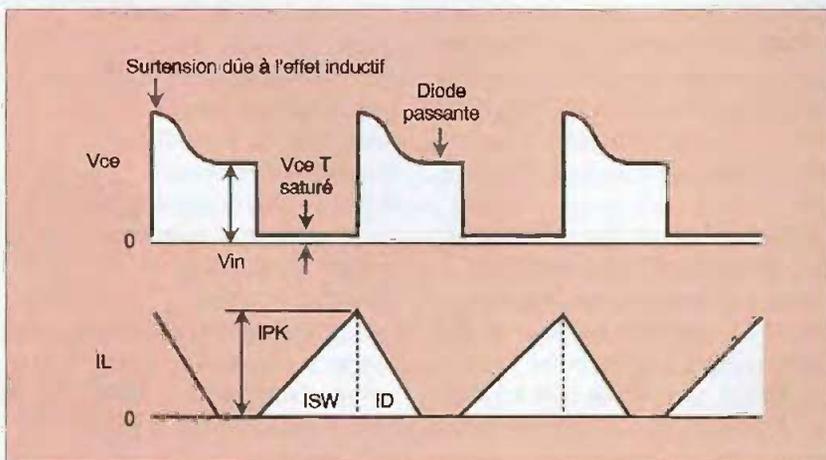
Sinon, de cycle en cycle le courant qui circule dans l'inductance va augmenter jusqu'à atteindre la saturation du noyau magnétique et engendrer des pertes énormes.

En associant les deux structures évoquées jusqu'à présent selon le schéma de la **figure 5**,



3 Structure "Boost"

4 Oscillogrammes caractéristiques



5 Structure "Buck/Boost"

on obtient une topologie très répandue appelée 'buck/boost' (on l'appelle aussi 'half-forward').

Comme son nom l'indique, cette structure permet de réguler la tension de sortie à un niveau supérieur ou inférieur à Vin, mais de signe opposé.

L'inversion de polarité introduite par cette structure n'est pas gênante pour les systèmes autonomes qui n'ont pas de lien avec la masse de la tension d'alimentation Vin (il suffit d'inverser les bornes de sortie pour rétablir une tension positive).

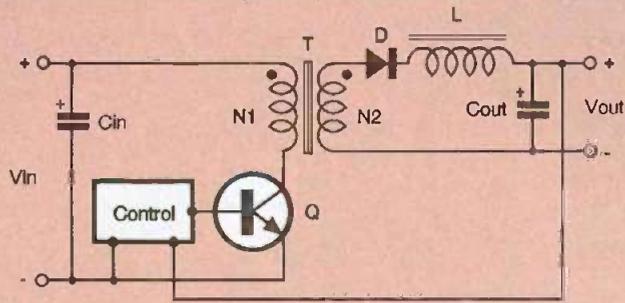
Cette structure est particulièrement adaptée pour les systèmes alimentés par piles pour lesquels il est important d'exploiter l'énergie disponible jusqu'à la dernière « goutte ».

Les cas particuliers

Les structures que nous avons vues jusqu'à présent n'offrent pas d'isolation galvanique. Cela simplifie la logique de contrôle puisque le signal de retour (Feedback) provient d'un référentiel commun à la tension d'entrée. Cependant, il est souvent nécessaire d'isoler

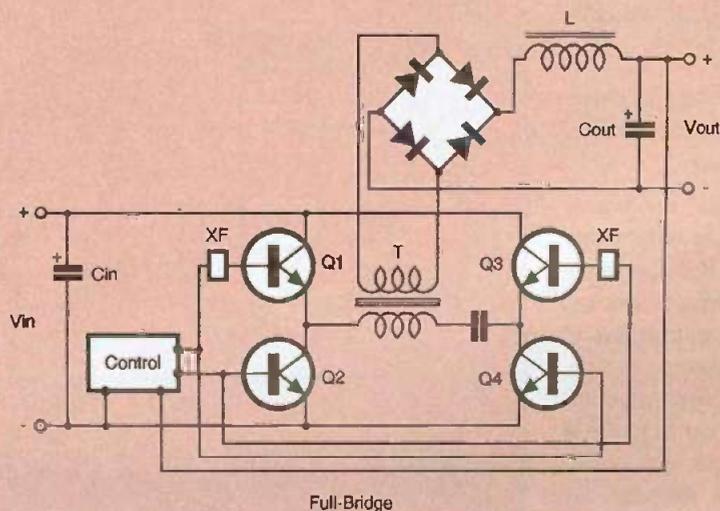
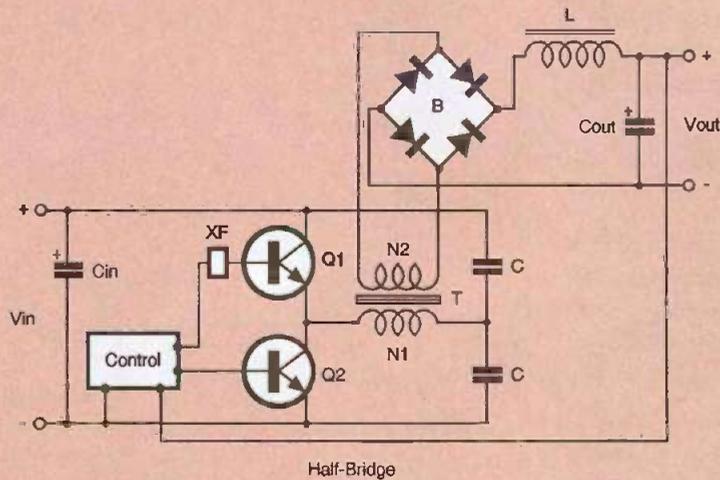
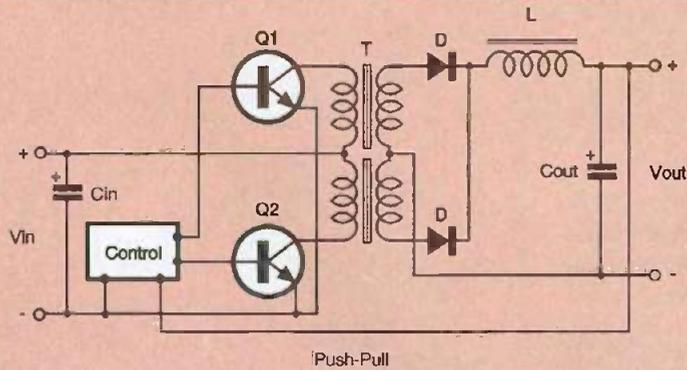
6

Structure "Flyback"



7

D'autres structures



galvaniquement la sortie soit pour des raisons de sécurité, soit pour des raisons pratiques (ou les deux).

Dans ce cas, la topologie appelée 'Flyback' est certainement la plus connue et la plus économique (voir la **figure 6**). Cette structure ressemble assez à une structure 'Buck' dans laquelle on a remplacé l'inductance par un transformateur.

Dans un premier temps, le transformateur emmagasine de l'énergie sous forme magnétique grâce au courant qui circule dans le primaire.

Puis l'énergie est restituée dans le secondaire lorsque l'on interrompt le courant dans le primaire.

En choisissant correctement le rapport de transformation $N1/N2$, on peut obtenir facilement une tension de sortie plus élevée ou plus faible que la tension d'entrée.

Le rendement de ce type de montage est généralement très bon (à condition d'utiliser un transformateur de bonne qualité) mais la logique de contrôle est plus difficile à réaliser car le signal de retour est flottant par rapport à la tension d'entrée.

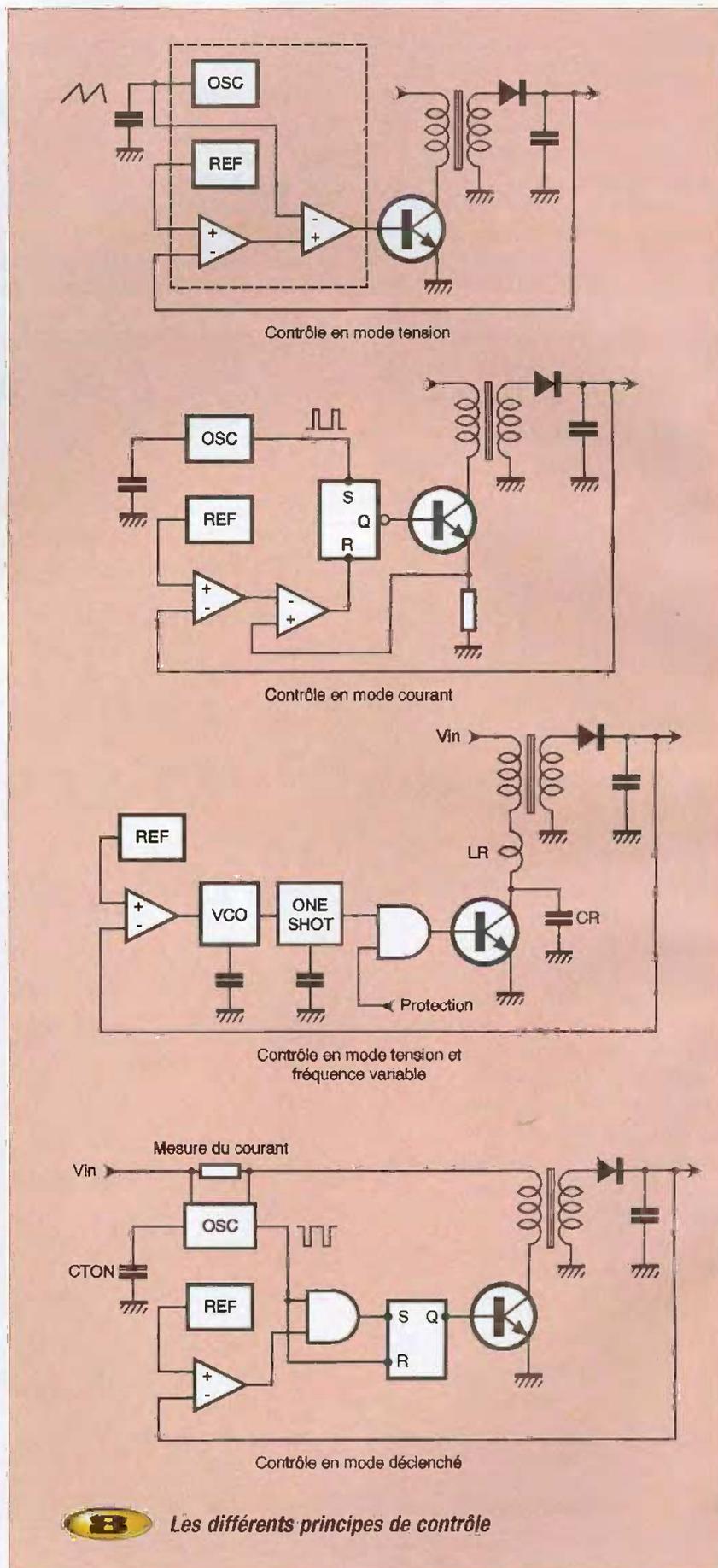
On s'en sort généralement assez bien avec des petits optocoupleurs.

Lorsque la puissance à convertir devient importante, on fait plutôt appel à des structures de type Push-Pull, Half-Bridge ou Full-Bridge que nous nous contenterons d'illustrer en **figure 7**.

La logique de contrôle associée aux différentes topologies évoquées ici est souvent complexe. Heureusement, il existe de très nombreux composants intégrés bon marché parfaitement adaptés pour ce type d'application.

La **figure 8** illustre les différents principes de contrôle employés dans les circuits dédiés aux structures 'Buck' et 'Boost'.

Le dimensionnement des composants externes associés aux circuits intégrés reste une étape très délicate de l'étude. Les caractéristiques exactes de l'inductance (avec son noyau magnétique) et du condensateur de sortie, combinés avec les timings de fonctionnement conditionnent directement les performances du système (en particulier le rendement). Si ces questions vous intéressent, nous vous invitons à télécharger les notes d'applications des circuits MC34063



Les différents principes de contrôle

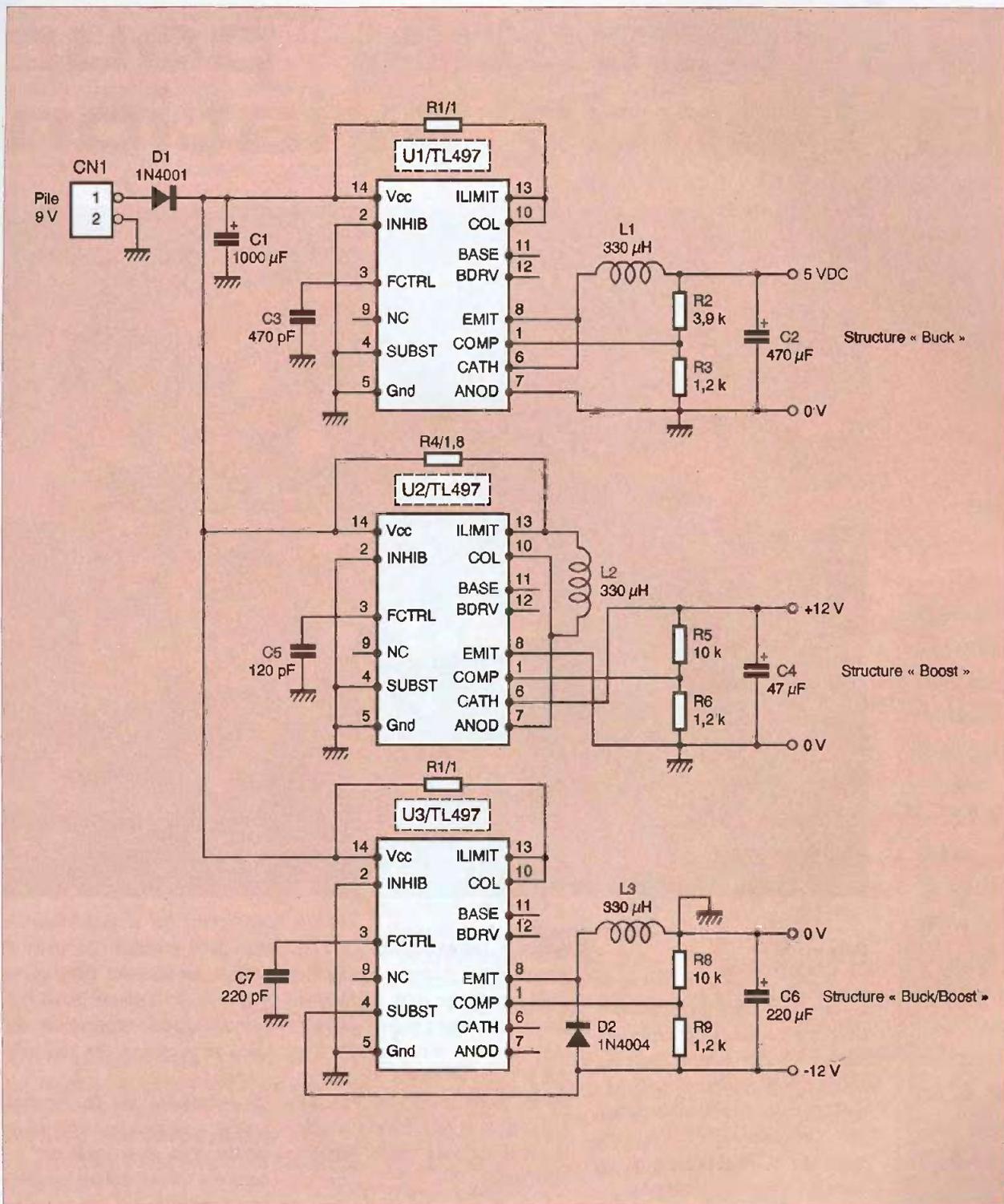


Schéma de principe articulé autour du TL 497

ou MC34163 en visitant le site Internet de ON Semiconductor (<http://onsemi.com>, anciennement Motorola).

Enfin, si vous avez envie de tester concrètement le fonctionnement des différentes topologies que nous venons d'évoquer, vous trou-

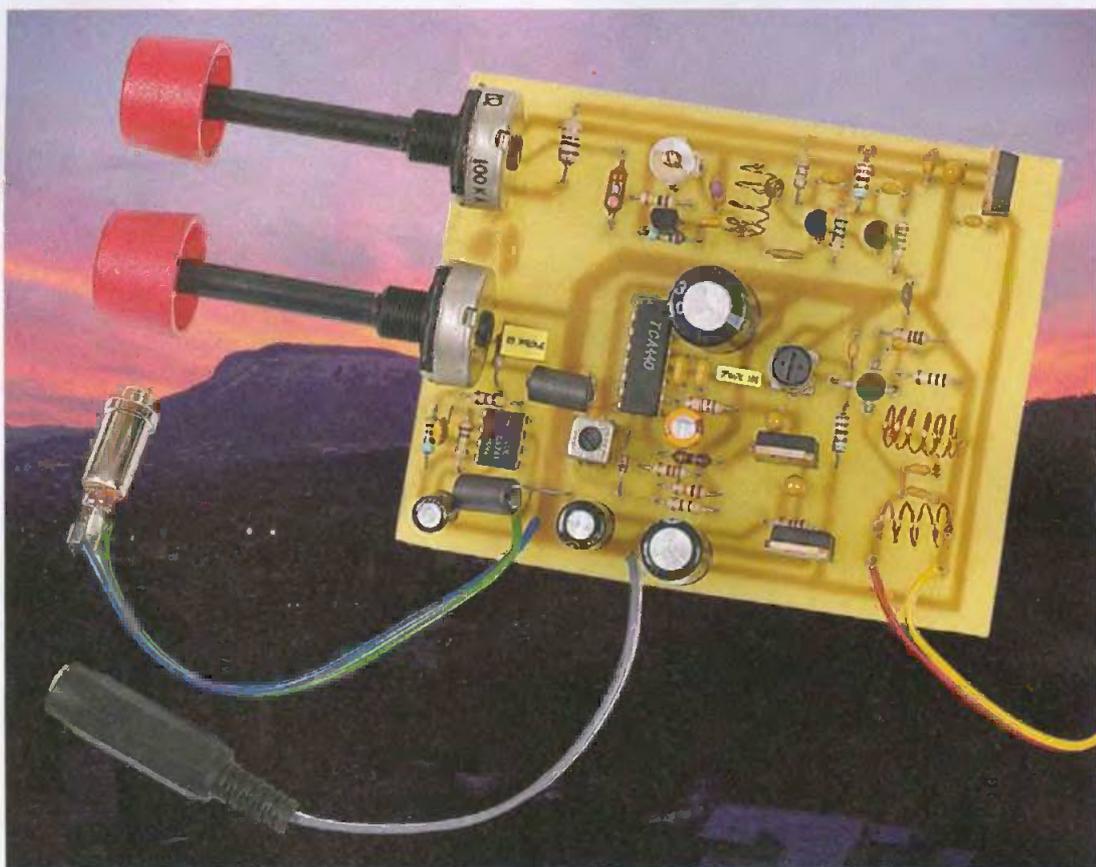
verez en **figure 9** le schéma d'un montage parfaitement opérationnel articulé autour du circuit TL497.

Les composants employés sont très faciles à approvisionner et en ce qui concerne les inductances de 330 μH, n'importe quel

modèle du commerce fera l'affaire à condition d'être bobiné sur un petit noyau magnétique (limitez le courant consommé en sortie à 100 mA).

P. MORIN

Récepteur pour la bande aviation



Ce montage d'initiation, simple à réaliser, va vous permettre d'écouter les communications radio des avions à proximité des aéroports. La bande aviation s'étend de 108 MHz à 136 MHz environ (en AM). La bande 108/118 MHz ne comporte normalement que des signaux, ce qui fait que la partie qui nous intéresse se restreint au domaine 118/136 MHz. Le présent montage est un récepteur superhétérodyne qui couvre la totalité de la bande de fréquences citée soit 116/137 MHz environ.

Principe

Le récepteur comprend six sous-groupes d'inégales importances qui sont dans l'ordre où nous allons les décrire : l'étage d'entrée RF (radio fréquence), l'oscillateur local, le mélangeur, l'amplificateur FI (fréquence intermédiaire), l'amplificateur BF de sortie et l'alimentation (figure 1).

- L'étage d'entrée RF reçoit le signal radio par l'intermédiaire d'une antenne formée de deux fils de 1,2 m (soit une 1/2 onde) et 0,5 m (soit presque 1/4 d'onde en fait) dont l'un est relié à la masse et l'autre au circuit accordé L4/C10 qui opère une première sélection dans la bande des 120/130 MHz.

La proximité de la bande FM (88/108 MHz) qui comporte des émetteurs

puissants impose l'adjonction d'un second circuit accordé constitué de L5/C11 montés en série, qui résonne sur une fréquence d'environ 100 MHz et qui est chargé de court-circuiter à la masse toutes les fréquences proches de sa fréquence de résonance. Le signal capté et filtré par ces circuits oscillants est alors amené jusqu'au mélangeur.

- Le mélangeur est bâti autour du transistor à effet de champ T1 qui est un modèle spécialement conçu pour cet usage et possède à cet effet deux grilles de commandes.

La première grille reçoit les signaux radio captés par l'étage d'entrée précédent et la seconde grille reçoit pour sa part le signal issu de l'oscillateur local par l'intermédiaire de C6, oscillateur que nous décrirons plus loin. Le

drain de T1 est chargé par un circuit accordé sur 455 kHz (TR1) qui va amplifier les battements de fréquences approchantes à son accord, créés par le mélange des fréquences d'entrées.

On remarquera que le récepteur accepte aussi bien les combinaisons additives que soustractives des fréquences d'entrées, tant que leur résultat est proche de 455 kHz, ce qui fait que certains émetteurs seront entendus sur deux positions d'accord différentes, tout comme dans le récepteur CB proposé dans un précédent numéro. Le signal issu du mélangeur par le second enroulement de TR1 est amené à l'amplificateur FI par l'intermédiaire de C8.

- L'oscillateur local détermine la plage de fréquences que le récepteur est

capable de recevoir. Il s'agit d'un oscillateur Hartley classique construit autour de T2 et du circuit oscillant L1, C24 et VC1 dont la fréquence de résonance est ajustée à l'aide des diodes varicaps BB204 (D1:A et D1:B). L'ajustable VC1 permet de régler la fréquence de début de bande de façon à se placer juste sur 118 MHz. Le potentiomètre P1 effectue l'accord en fréquence.

On notera la présence des inductances de choc L2 et L3 qui évitent à l'oscillateur de décrocher lorsque la fréquence s'élève au dessus de 122/123 MHz.

L'oscillateur possède un étage tampon en sortie constitué par T3. Son niveau de sortie est de l'ordre de 100 mV RMS.

- Pour réaliser l'amplificateur FI (455 kHz), on a simplement fait appel au classique TCA440 déjà décrit dans d'autres réalisations. Ici, seules certaines fonctionnalités du composant nous intéressent et ont été câblées.

On retrouve en sortie de l'amplificateur un transformateur FI (TR2) qui améliore la sélectivité et surtout la sensibilité, puis suit la détection à l'aide d'une diode Schottky BAT85 plus aisée à trouver qu'une diode au germanium. Enfin, la résistance R14 et le condensateur C15 réalisent le CAG (contrôle automatique de gain) qui est plus énergique qu'à l'ordinaire, dans le but de rendre le fonctionnement du TCA440 plus stable.

Une fois le signal détecté, il ne reste plus qu'à l'amplifier pour pouvoir l'écouter.

- L'amplificateur BF est construit autour d'un simple LM741 destiné à piloter un casque, cependant sa puissance sera trop faible pour "driver" un haut-parleur aussi faudra-t-il prévoir des enceintes amplifiées.

Le potentiomètre P2 sert à régler le volume sonore, on notera ici la présence de deux autres inductances, L6 et L7, qui évitent des interactions indésirables entre le casque et le reste du montage et particulièrement l'oscillateur.

De même, le condensateur C17 évite des accrochages haute fréquence au niveau de cet étage de sortie.

- L'ensemble de l'alimentation est constitué de trois régulateurs, dont un est destiné uniquement à l'oscillateur (figure 2).

On a également fait appel à de nombreuses cellules de découplages comme par exemple R10/C12 et R18/C18 pour les deux circuits intégrés.



Les bobines L4 et L5 en fil émaillé et le transistor à effet de champ

Réalisation (figures 3 et 4)

Le montage ne fait appel qu'à des composants courants mis à part, peut-être, le transistor BF961 qui est disponible chez Électronique Diffusion.

Son emplacement sur le circuit imprimé tient compte des dimensions différentes de ses quatre broches afin de lever toute ambiguïté lors de son implantation. Il faudra le souder avec la face marquée vers le haut.

Ce composant étant relativement sensible aux décharges électrostatiques, il conviendra de le souder en dernier, le fer étant débranché du secteur et déchargé par un contact bref avec la masse du montage, on évitera ainsi tout risque.

En ce qui concerne les autres composants, on soudera en premier les résistances, les condensateurs et enfin les transistors T2 et T3 puis les circuits intégrés. Il faudra couper les deux picots de l'enroulement secondaire de TR2 qui sont inutilisés car une piste passe juste sous leurs emplacements.

Les bobines L4 et L5 sont aisées à confectonner : pour L4, on enroulera 4 tours de fil émaillé 0,5 mm sur un axe de potentiomètre courant dont le diamètre est de 6 mm et pour L5, on enroulera 6 tours.

On étirera ensuite les bobines pour qu'elles s'ajustent aux dimensions de leurs emplacements sur le circuit imprimé.

La réalisation de L1 demande à peine plus de

travail : on enroule, toujours sur un axe 6 mm de potentiomètre 2,5 tours de fil émaillé 0,5 mm, puis on fait une petite boucle qui dépasse de 2 mm au sommet avant de reprendre le bobinage pour ajouter 1,5 tour (voir figure 5).

En tout, L1 fait 4 tours. On soudera alors un fil de sortie supplémentaire au niveau de la boucle. Ici encore, on étirera la bobine pour qu'elle puisse prendre place à son emplacement, la section de 1,5 tour étant connectée entre la masse et la source de T2 et la section de 2,5 tours entre la source de T2 et le point commun à VC1, C3, C24 et C4.

L'antenne comporte deux fils : le premier, de 0,5 m, sera connecté au point A marqué sur le schéma d'implantation.

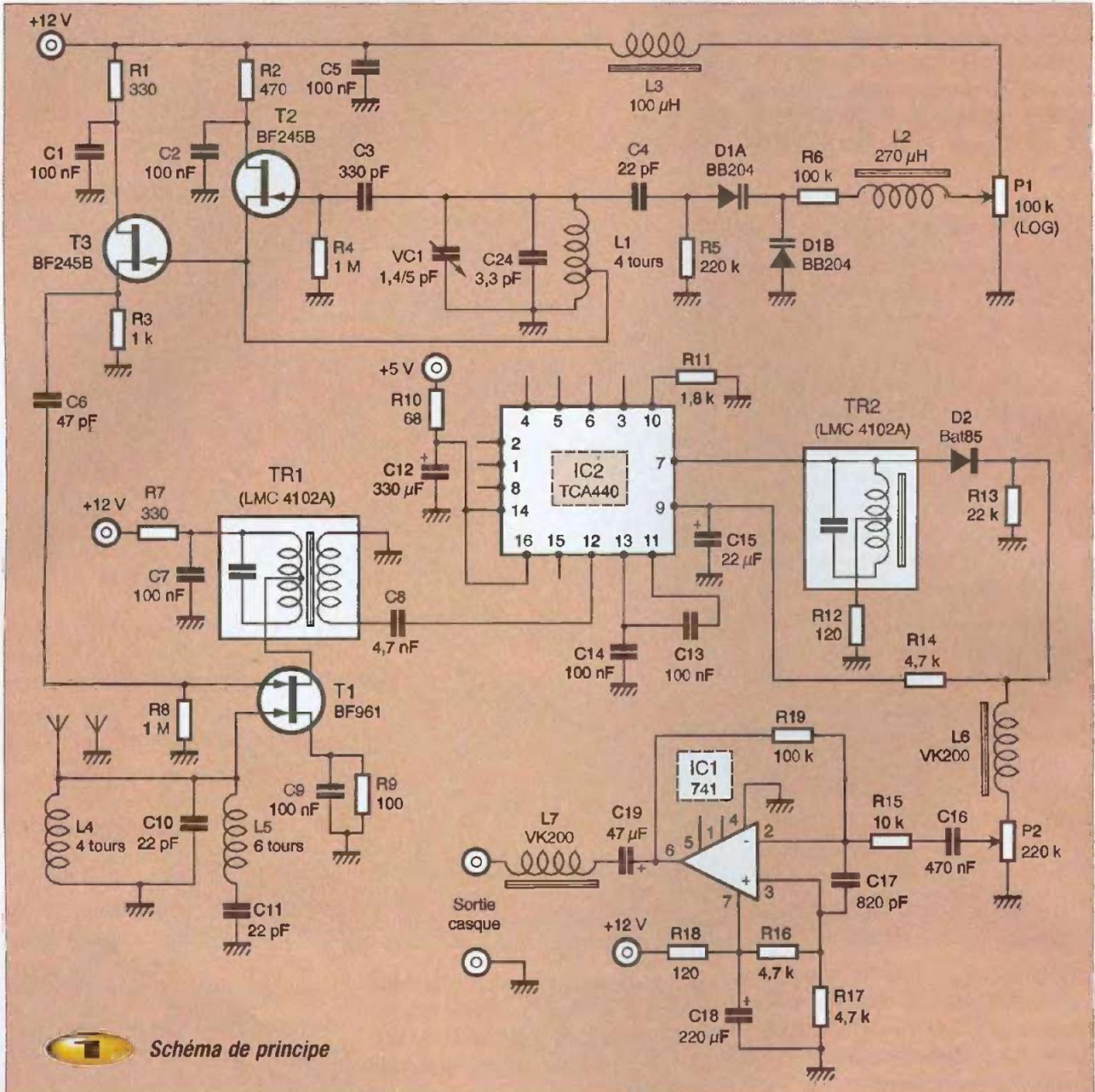
Le second, de 1,2 m, sera soudé au niveau du point B. On placera ces fils verticalement, le plus long vers le haut et le plus court vers le bas.

Réglages

Le montage ne comporte que deux réglages.

En premier lieu, il faut positionner l'ajustable VC1 à mi course et visser ou dévisser les noyaux des transformateurs TR1 et TR2 de façon à ce que la vis affleure au sommet du blindage s'il s'agit d'un modèle ouvert, ou bien le positionner à mi-course s'il s'agit d'un modèle fermé.

Essayez, contrairement au cas de la maquet-



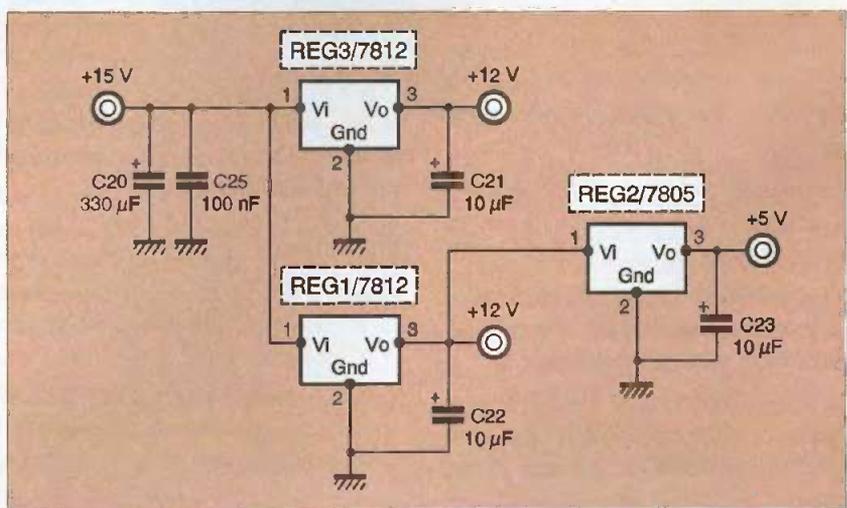
1 Schéma de principe

te présentée ici, de les prendre chez le même fabricant afin de faciliter le réglage initial.

Une fois le récepteur sous tension, on doit entendre un léger souffle dans le casque qui doit varier lorsqu'on agit sur le potentiomètre d'accord P1.

On règle alors TR1 de façon à augmenter au maximum le niveau de ce souffle, ce qui est aisé car ce maximum est bien marqué. Si l'on

2 L'ensemble de l'alimentation



entend en permanence (et non ponctuellement) des stations FM qui couvrent le souffle, tenter d'étirer ou de tasser L5 pour modifier la fréquence d'accord de ce filtre anti-FM, mais il est plus probable que l'oscillateur local ne fonctionne pas. Dans ce cas, reprendre L1 et vérifier les soudures.

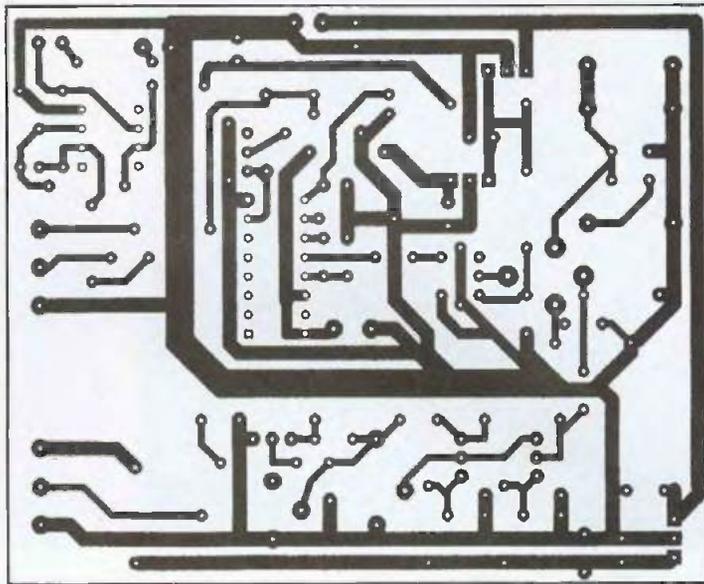
On remarquera parfois que le récepteur est perturbé par les signaux de télévision, pourtant situés sur une bande assez éloignée. Ainsi, il est possible d'entendre le son de certaines chaînes, ainsi que la porteuse image qui manifeste sa présence par un fort ronflement, mais il s'agit de parasites ponctuels

qui restent localisés à quelques points précis de la plage d'accord et donc ne sont pas gênants.

Le second réglage permet de positionner exactement la plage d'accord sur la bande 118/136 MHz, mais sans fréquencemètre, cela reste délicat. La meilleure façon de

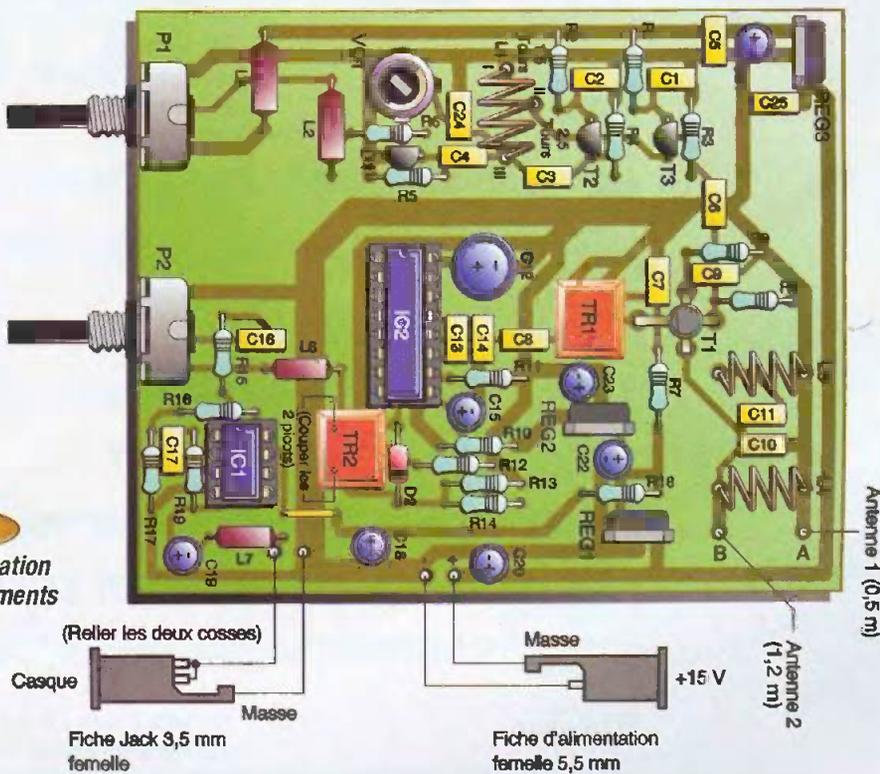
3

Tracé du circuit imprimé



4

Implantation des éléments

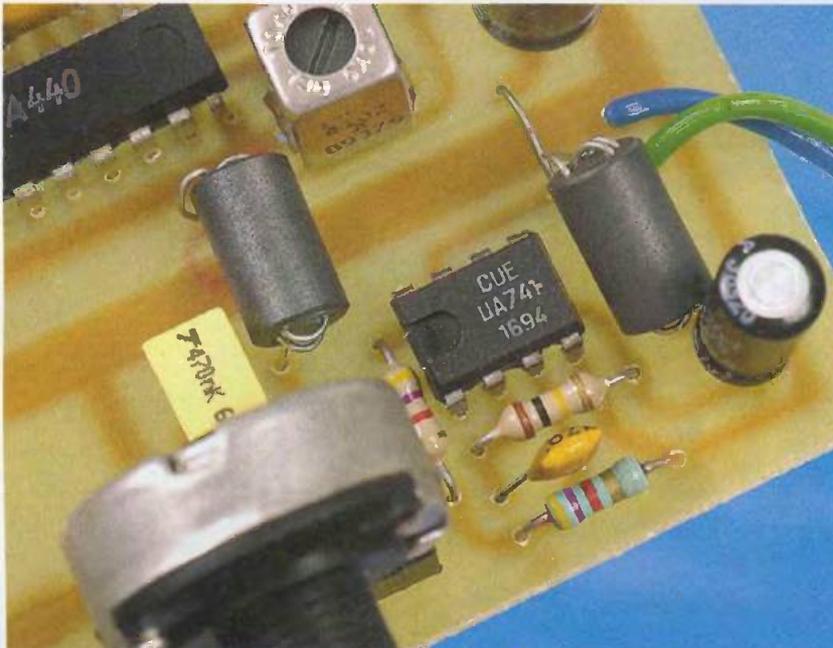


brancher le fréquencemètre est de prendre la masse au niveau de la semelle métallique de REG3 et de connecter la sonde au point commun à R8 et C6. On pourra toutefois se guider en notant que le souffle tout autour de la

bande aviation est beaucoup plus important qu'au niveau de cette bande même. De toute façon, même sans réglage de VC1, la majeure partie de cette bande est déjà accessible, il ne s'agit donc que d'un ajustement.

Les communications que l'on peut capter sont de très courtes durées. Le moyen le plus simple pour être sûr de les entendre en entier est de se fixer sur un point où l'on a détecté une émission et d'attendre que le canal redienne actif. Les périodes d'activité se situent surtout en début et en fin d'après-midi, le reste de la journée est plus silencieux.

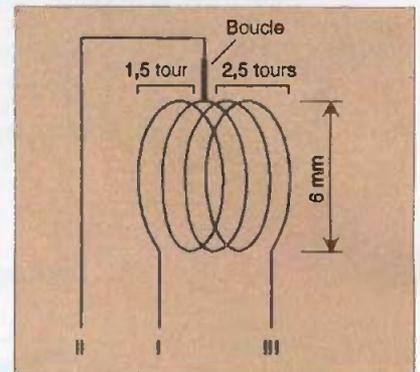
O. VIACAVA



Les inductances L6 et L7 VK200

5

Réalisation de la bobine L1



Nomenclature

Résistances :

R1, R7 : 330 Ω
R2 : 470 Ω
R3 : 1 kΩ
R4, R8 : 1 MΩ
R5 : 220 kΩ
R6, R19 : 100 kΩ
R9 : 100 Ω
R10 : 68 Ω
R11 : 1,8 kΩ
R12, R18 : 120 Ω
R13 : 22 kΩ
R14, R16, R17 : 4,7 kΩ
R15 : 10 kΩ

Condensateurs :

C1, C2, C5, C7, C9, C13, C14, C25 : 100 nF
C3 : 330 pF
C4, C10, C11 : 22 pF
C6 : 47 pF
C8 : 4,7 nF
C12, C20 : 330 µF/25 V
C15 : 22 µF/16 V
C16 : 470 nF
C17 : 820 pF

C18 : 220 µF/16 V

C19 : 47 µF/16 V

C21, C22, C23 : 10 µF/16 V tantale

C24 : 3,3 pF

Diodes :

D1, D1A, D1B : BB204 (varicap)

O2 : BAT85

Circuits intégrés :

IC1 : LM741

IC2 : TCA440

Inductances :

L1, L4 : 4 tours de fil 0,5 mm, diamètre 6 mm (voir texte)

L2 : 270 µH axiale

L3 : 100 µH axiale

L5 : 6 tours de fil 0,5 mm, diamètre 6 mm

L6, L7 : VK200

Transformateurs :

TR1, TR2 : LMC4102A ou MCS 10735

Transformateur Ft

Potentiomètres :

P1 : 100 kΩ log

P2 : 220 kΩ lin

Régulateurs :

REG1, REG3 : 7812

REG2 : 7805

Transistors :

T1 : BF961

T2, T3 : BF245B

Condensateur ajustable :

VC1 : 1,4/5,5 pF

Divers :

Fil émaillé 0,5 mm, 2 m de fil multibrins 0,22 mm² pour l'antenne, prise jack d'alimentation 5,5/2,5, connecteur jack stéréo 3,5 mm femelle pour cordon.

Récepteur BLU pour la bande des 20 mètres



Ce montage simple à réaliser et à régler est destiné à la découverte de l'activité de la bande des 20 mètres (14 MHz/14,35 MHz), dédiée principalement aux communications internationales entre radioamateurs.

Afin d'optimiser le rendement de leur station, les radioamateurs émettent en bande latérale unique (BLU) en supprimant la porteuse et l'une des deux bandes latérales générées par la modulation de cette porteuse par le signal à émettre. Cependant, afin de pouvoir démoduler le signal reçu au niveau du récepteur, il sera nécessaire de reconstituer la porteuse absente, c'est à dire générer une fréquence de même valeur et tout aussi stable que celle d'origine. Dans le cas contraire, la tonalité du son restitué sera trop aiguë ou trop grave en fonction du décalage avec la fréquence d'origine. Or, à une fréquence de 14 MHz (bande des 20 mètres), un décalage de 300 Hz, déjà préjudiciable pour l'intelligibilité du son, ne représente qu'une dérive de 0,002 % de la fréquence par rapport à la valeur d'origine. L'accord

d'un tel récepteur est donc par principe assez délicat à obtenir, sans même tenir compte des problèmes de dérive thermique et autres phénomènes parasites qui perturbent l'oscillateur local. En pratique, cela se traduira par l'obligation de retoucher l'accord en permanence ce qui deviendra rapidement fastidieux. Toutes ces considérations ont mené au choix d'adopter au montage un synthétiseur de fréquence à l'accord précis et stable qui, de plus, comme nous le verrons en fin d'article, facilite grandement sa mise au point.

Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne, comme il en est question dans cet article, la porteuse est reconstituée, après le changement de fréquence, par un oscillateur de fréquence fixe 455 kHz très stable, simple à réaliser, mais toutes les difficultés

évoquées précédemment sont reportées au niveau de l'oscillateur local qui sert à réaliser ce changement de fréquence.

Principe de fonctionnement (figures 1 à 3)

Le montage comprend six sous-ensembles distincts : un préamplificateur radiofréquence, l'oscillateur local, le récepteur superhétérodyne proprement dit, le détecteur de produit, l'amplificateur BF et enfin le synthétiseur de fréquence.

Le préamplificateur RF

Ce préamplificateur est construit autour de T4 : le signal capté par l'an-

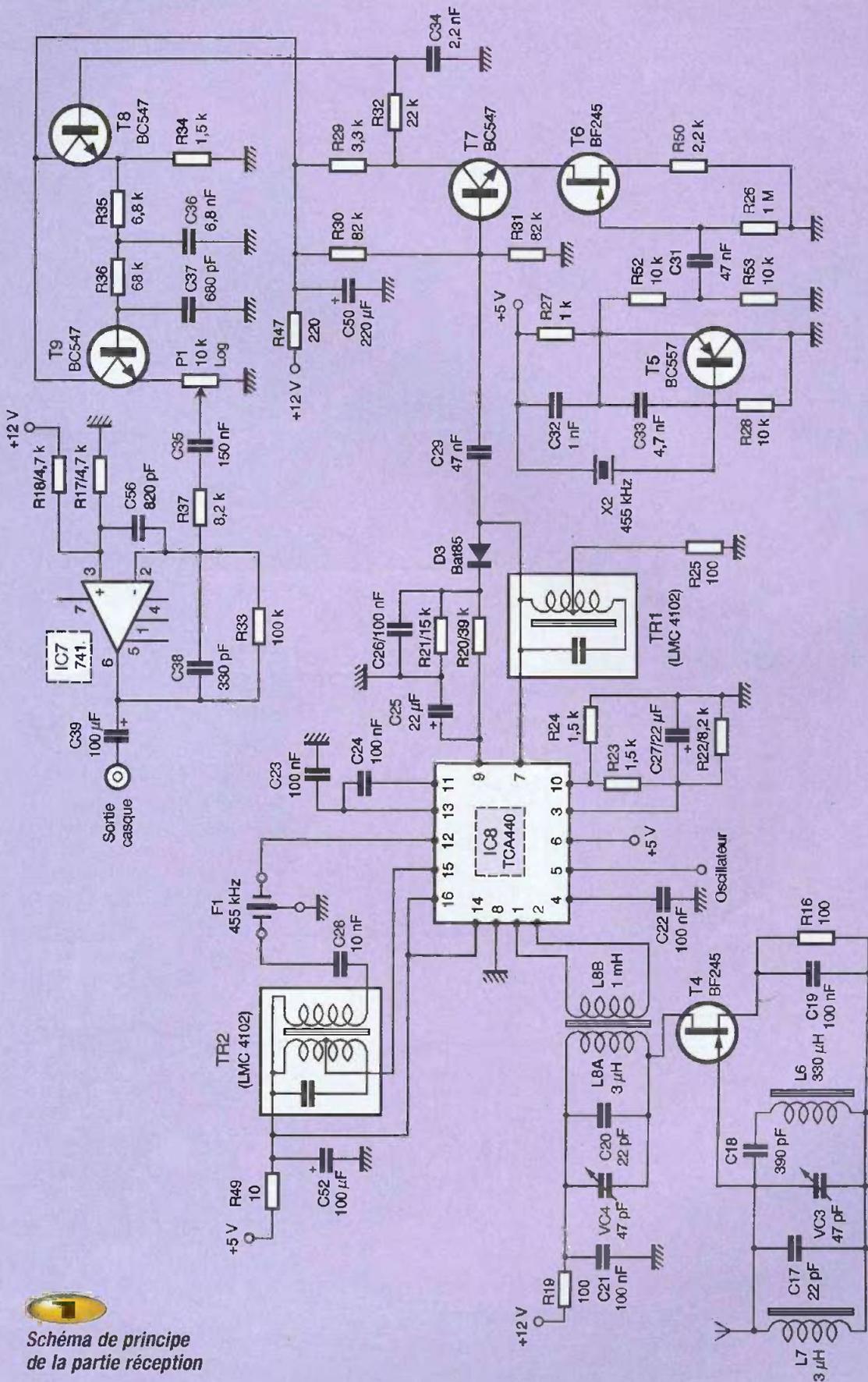
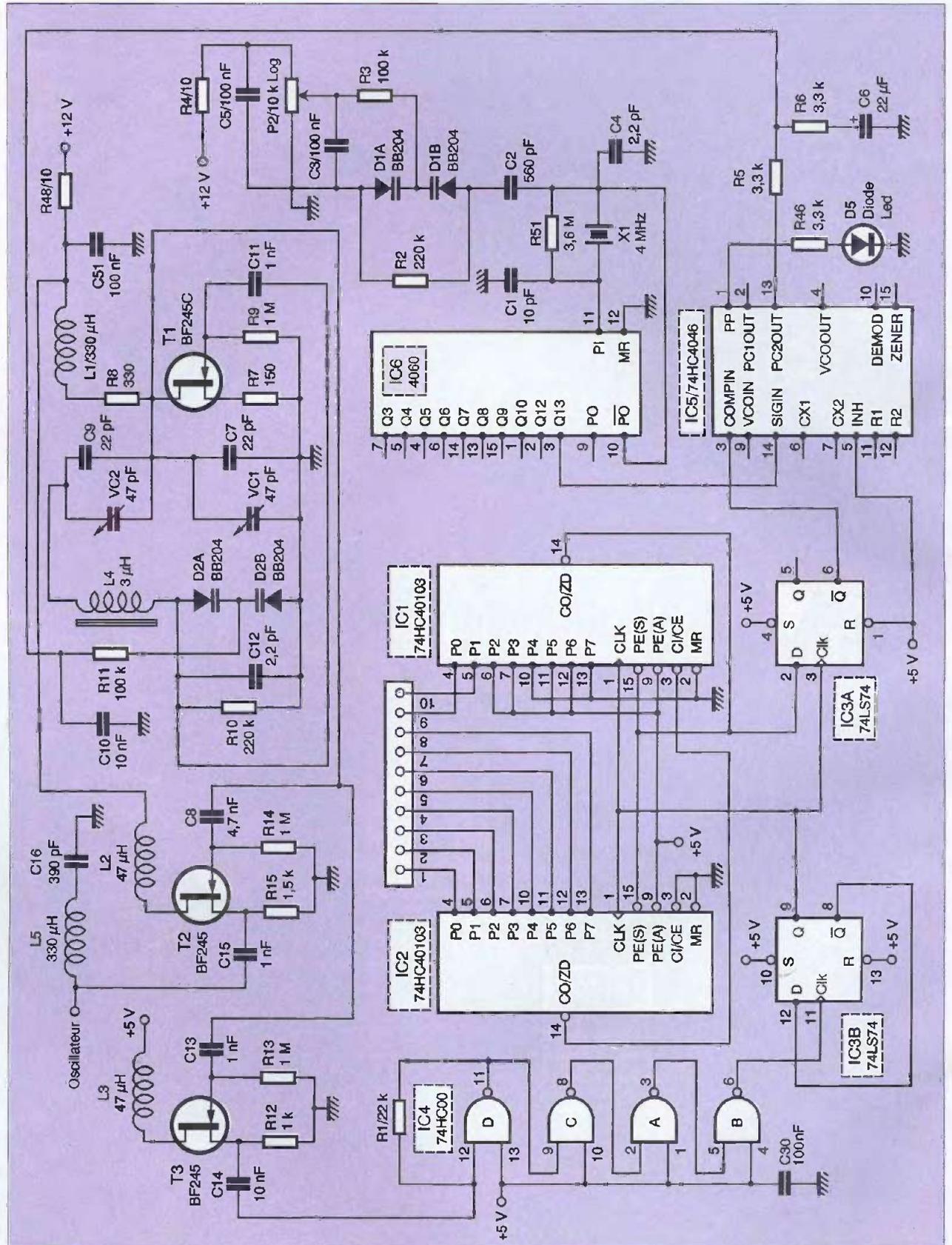


Schéma de principe de la partie réception

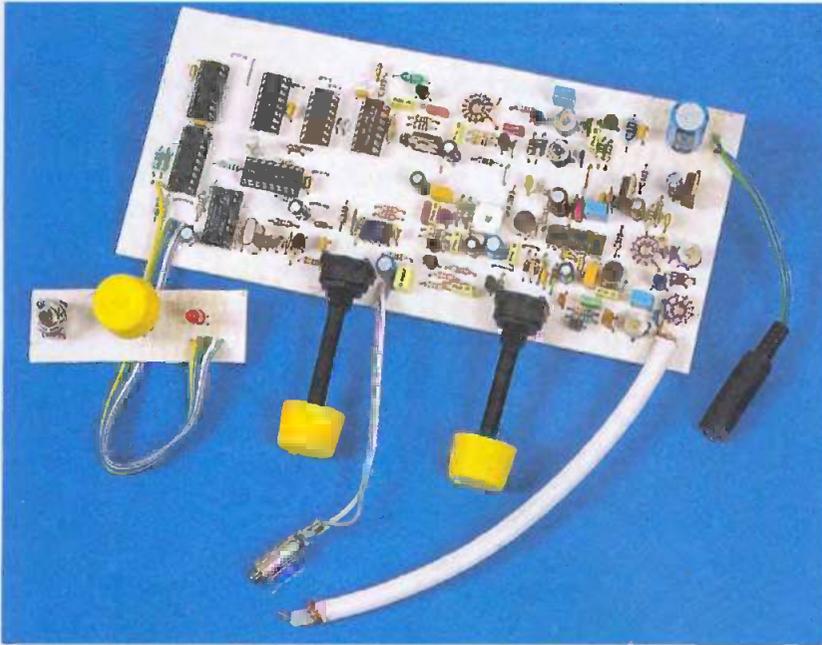


2 Schéma de principe du synthétiseur de fréquence

tenne passe d'abord par un circuit d'accord constitué par L7, C17 et VC3, qui opère une

première sélection autour de la bande des 20 mètres afin d'éviter les perturbations des

émetteurs puissants qui se trouvent autour de cette bande de fréquence. Le signal est



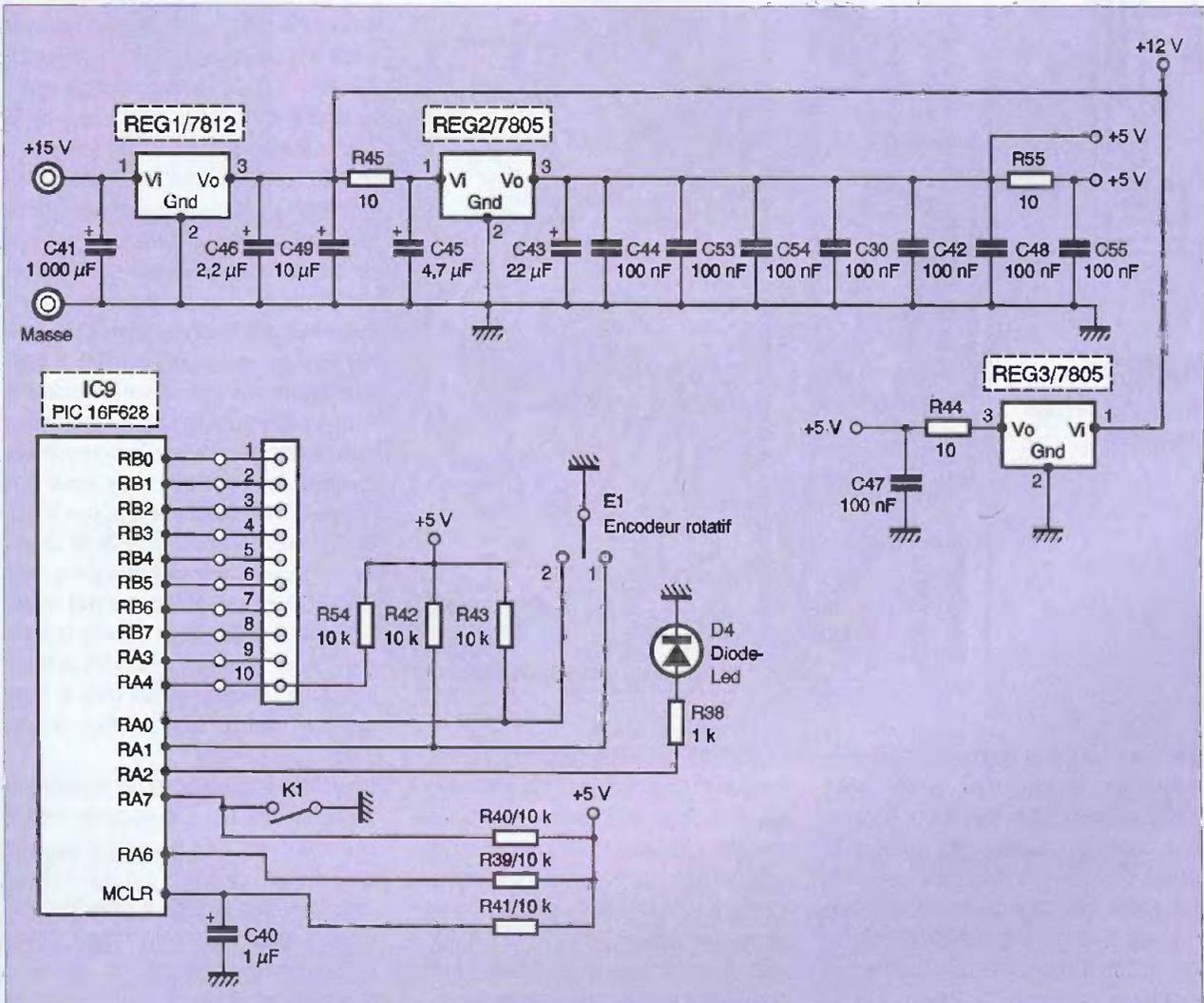
Présentation générale du récepteur

alors injecté à la porte (gate) du transistor à effet de champ T4 dont la charge de drain est un autre circuit oscillant formé par L8 (A/B), C20 et VC4 également accordé sur la bande des 20 mètres, ce qui augmente la sélectivité et la sensibilité du montage. La résistance découplée R16 fixe le point de fonctionnement de T4. Toutes les inductances sont réalisées sur des tores afin de limiter leur rayonnement et, par là même, éviter des interférences néfastes. L8B qui ne comporte que deux tours enroulés sur le tore qui supporte aussi L8A, permet de réaliser un transformateur adaptateur d'impédance qui sert à attaquer l'entrée du TCA440 dans les meilleures conditions.

L'oscillateur local

Même si la fréquence de l'oscillateur local est sans cesse corrigée par le synthétiseur de

3 Schéma de principe de l'alimentation et du microcontrôleur



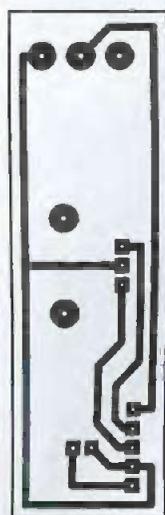
Le récepteur

Celui-ci est construit autour d'un circuit spécialisé assez classique, le TCA440, et son fonctionnement d'ensemble a déjà été décrit dans un numéro précédent d'Électronique Pratique (récepteur de la bande CB). Dans le cas présent, on a fait appel à un filtre céramique F1 de façon à restreindre la bande passante de l'amplificateur F1 mais la sélectivité restera juste correcte, parce que les fréquences des différents émetteurs sont souvent très proches les unes des autres (la plus faible différence est de 3 kHz environ). Le signal de fréquence proche de 455 kHz présent en sortie du TCA440 commande le contrôle automatique de gain (CAG) et est amené à travers C29 à l'entrée du détecteur de produit.

Le détecteur de produit

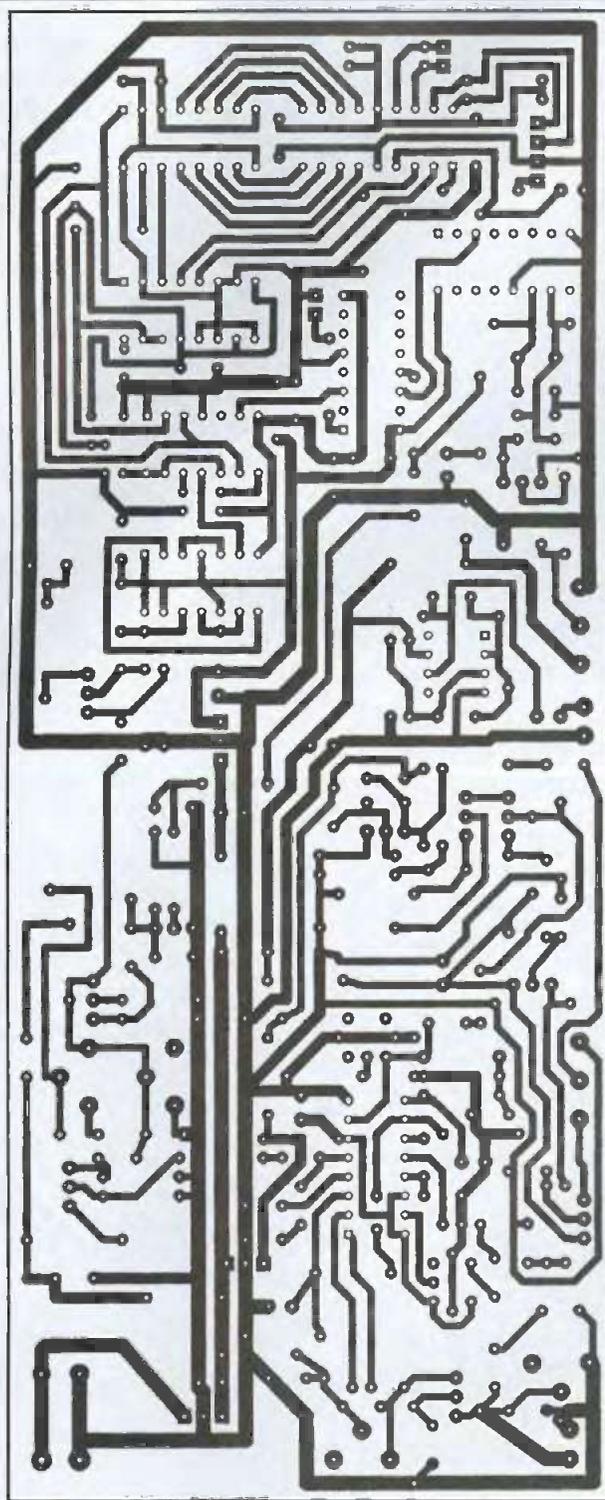
Ce dernier est en fait un multiplicateur qui fait le produit d'une porteuse reconstituée de fréquence fixe 455 kHz avec le signal obtenu en sortie du TCA440, le résultat de cette opération étant tout simplement le signal sonore recherché. L'oscillateur bâti autour de T5 génère la fréquence fixe de 455 kHz grâce à l'emploi d'un résonateur céramique dédié à cet usage. L'amplitude de sortie de l'oscillation quasi sinusoïdale est proche de 4 V, ce qui est trop élevé, aussi cette amplitude est-elle divisée par deux par le réseau de résistances R52 et R53. Le transistor FET T6, polarisé sous une tension DRAIN/SOURCE faible, se comporte dans cette région de sa caractéristique comme une résistance dont la valeur varie en fonction de la tension sinusoïdale qui commande sa porte (GATE). Le signal radio issu du TCA440 attaque pour sa part la base de T7 monté en émetteur commun. Le gain de cet étage étant le rapport entre la résistance R29 et celle du FET, le signal présent en sortie de ce dispositif sera de la forme d'un produit entre ce gain variable et la tension du signal radio et sera donc le signal sonore qu'il suffira dès lors de filtrer et d'amplifier.

Cependant, la présence de cet oscillateur de fréquence 455 kHz sur le circuit imprimé demande l'emploi de quelques précautions, car il ne faut pas oublier que le TCA440 est particulièrement sensible à cette fréquence puisqu'il comporte un amplificateur de haut gain accordé justement sur 455 kHz. D'ordinaire, on place cet oscillateur dans un



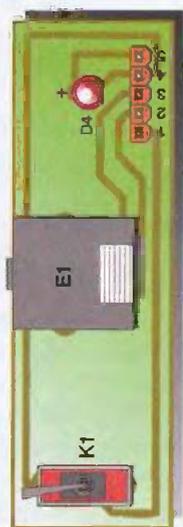
4

Tracé des circuits imprimés

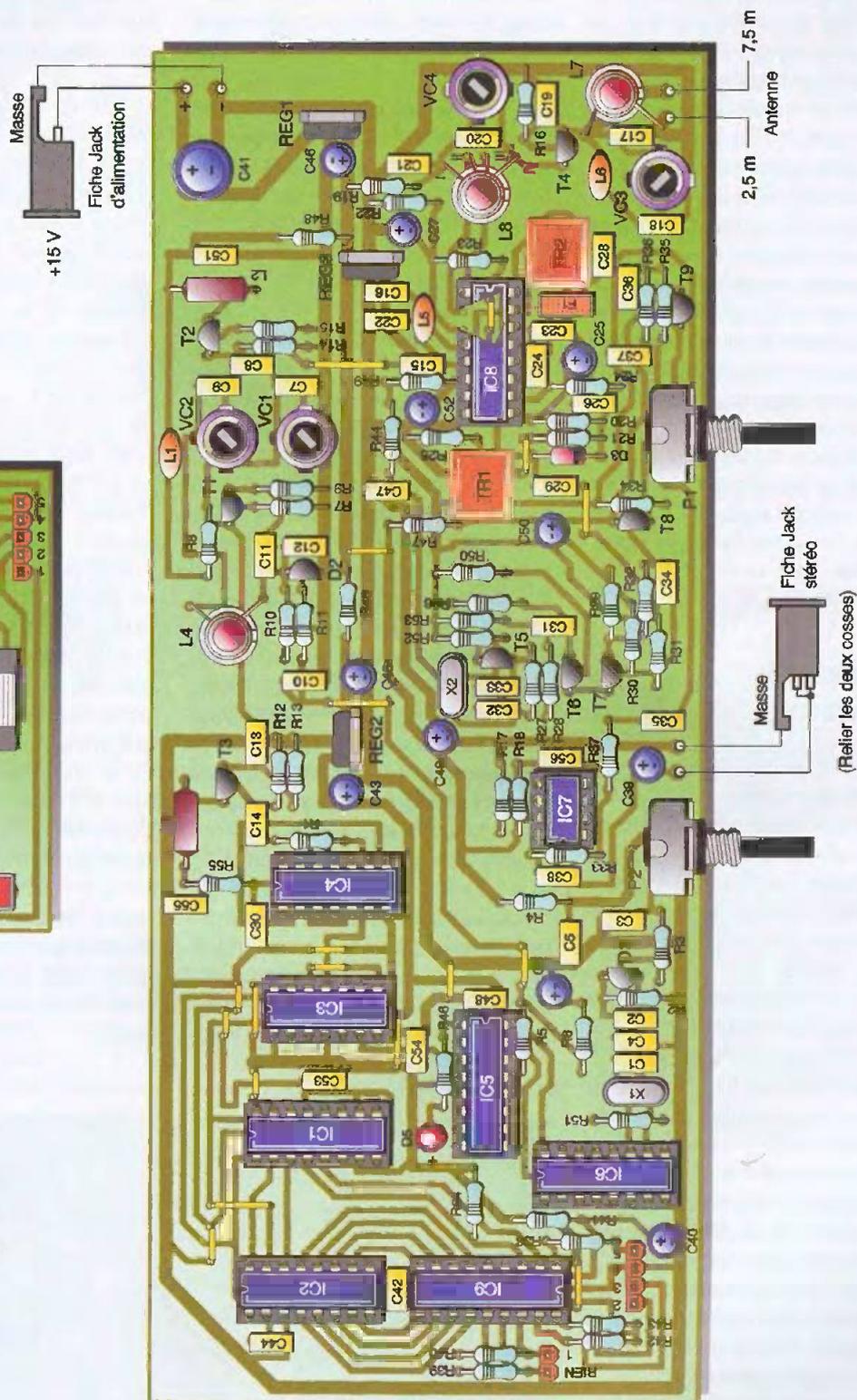


fréquence dont nous verrons bientôt le fonctionnement, cet oscillateur se doit d'être intrinsèquement stable, aussi a-t-on fait appel à un oscillateur « Clapp », bâti autour de T1 dont la dérive est très faible. La fréquence de l'oscillateur est commandée par la tension présente aux bornes des deux diodes varicaps D2A et D2B disposées en série. Cette tension provient du synthétiseur de fréquence et est

acheminée jusqu'à l'oscillateur par l'intermédiaire de R11. Les ajustables VC1 et VC2 déterminent la plage de fréquence pour laquelle travaille l'oscillateur. Un étage tampon construit autour de T2 sépare l'oscillateur de l'entrée du TCA440 afin d'obtenir un fonctionnement parfaitement stable. T3, R12, R13 forment un second étage tampon, destiné à atténuer l'entrée du synthétiseur de fréquence.



5 Implantation des éléments



petit boîtier blindé, mais dans la mesure où le but de ce montage est d'être de conception et d'usage le plus simple possible, il n'était pas souhaitable de recourir à cette solution. Aussi, deux circuits oscillants série, accordés sur 455 kHz, court-circuitent à la masse toute

composante de fréquence 455 kHz due au rayonnement de l'oscillateur qui aurait autrement été injectée aux entrées sensibles du TCA440, ceci afin de limiter les risques de saturation et d'accrochage. Il s'agit de L6/C18 à l'entrée du préamplificateur RF et

de L5/C16 en sortie de l'oscillateur local.

L'amplificateur BF

Cet amplificateur est construit autour d'un amplificateur opérationnel LM741 (IC7) et il

est précédé par trois filtres de fréquence de coupure 3 500 Hz servant à améliorer la sélectivité du montage. Deux transistors montés en collecteur commun, T8 et T9, servent à adapter les impédances qui sont assez élevées en sortie de filtre, le potentiomètre P1 qui fait office de résistance d'émetteur de T9, sert également à régler le volume sonore. Le condensateur C38 apporte également un affaiblissement autour de 3 kHz, alors que la valeur assez faible du condensateur de liaison avec le casque (C39) permet un affaiblissement des fréquences situées en dessous de 200 Hz qui sont inutiles et couvertes par le bruit. Le condensateur C56 évite la venue d'oscillations parasites qui se traduisent par l'audition très claire de stations FM proches, superposées au son. Le niveau d'amplification est suffisant pour un casque mais certainement pas pour un haut-parleur, aussi sera-t-il nécessaire dans ce cas d'utiliser des enceintes amplifiées.

Le synthétiseur de fréquence

Il s'agit en fait d'une boucle à verrouillage de phase combinée à un diviseur de fréquence. Son principe de fonctionnement est le suivant : la sortie Q13 de l'oscillateur (IC6) détermine l'unité de temps, qui définit comme nous allons le voir, la résolution minimale en fréquence (le pas) du synthétiseur, soit ici 244,14 Hz environ. Une série de deux décompteurs programmables IC1 et IC2, sous le contrôle d'un microcontrôleur PIC16F628, décomptent les impulsions générées par l'oscillateur « Clapp » qui lui parviennent par le biais d'un étage adaptateur constitué par les portes NAND de IC4 et la bascule IC3B qui sert de prédiviseur de fréquence par deux, car les circuits IC1 et IC2 ne peuvent fonctionner au dessus de 11 MHz. On recueille une impulsion en sortie chaque fois que la valeur préprogrammée a été entièrement décomptée et le cycle recommence alors. La seconde bascule IC3A sert à éviter que des impulsions parasites présentes en sortie de IC1 ne viennent perturber IC5. Le comparateur IC5 évalue la simultanéité des fronts montants des impulsions issues de IC6 et des décompteurs : en fonction de leur décalage relatif, il ajuste la tension présente au niveau du filtre passe-bas R5/R6/C6 qui détermine la fréquence de l'oscillateur « Clapp » et ce jusqu'à obtenir une parfaite coïncidence des impulsions précédentes. La led D5 s'allume

lorsqu'il n'y a pas synchronisation et va servir lors du réglage, son faible courant évite de perturber IC5 mais elle ne sera que faiblement lumineuse.

Une fois cet état d'équilibre atteint, les décompteurs génèrent une impulsion à chaque front montant de la sortie Q13 de IC6. Si la valeur préprogrammée des décompteurs est par exemple 28115, on sait que l'oscillateur « Clapp » aura généré alors $28115 \times 2 = 56230$ impulsions durant l'unité de temps. Celle-ci valant $1/244,14$ de seconde, la fréquence de l'oscillateur sera donc de $244,14 \times 56230$ Hertz soit environ 13,728 MHz, à laquelle il faudra ajouter le décalage de 455 kHz de la fréquence FI pour obtenir la fréquence réellement reçue, donc ici 14,183 MHz. Le programme du PIC 16F628 permet de décrire une bande de fréquence de 13,995 MHz à 14,355 MHz soit précisément la bande des 20 mètres.

Dans le cas présent, le pas théorique de 244,14 Hz n'est pas atteint car la bascule IC3B n'est pas pré-programmable, aussi le pas de fréquence possible n'est-il que de 488,28 Hz, soit le double. Or, pour obtenir une réception parfaitement intelligible, l'écart de fréquence ne doit pas dépasser la dizaine de hertz tout au plus. Pour atteindre ce but, un réglage fin a été élaboré en agissant non plus sur les valeurs présentées aux décompteurs mais directement sur la durée du pas. Pour cela, on modifie à l'aide de deux diodes varicap D1A et D1B l'une des capacités de chargement du quartz X1, ce qui a pour conséquence de faire légèrement glisser sa fréquence de résonance. Ce glissement infime

est cependant multiplié au niveau de l'oscillateur « Clapp » par le système de décomptage de pas et finalement, la plage de variation de la fréquence de cet oscillateur atteint ± 400 Hz autour de sa valeur centrale. Comme le pas ne vaut que 488,28 Hz, une variation de $\pm 244,14$ Hz suffisait pour couvrir continuellement toute la gamme de fréquence, la marge restante est donc importante.

L'accord général, qui dépend de la valeur présentée sur les lignes 1 à 10 marquées sur le schéma de principe, est sous le contrôle d'un encodeur rotatif E1 : il génère 24 impulsions par tour que le PIC décode.

L'interrupteur K1 permet de sélectionner le pas pour une recherche fine ou rapide : ouvert, le pas par impulsion est de 1,9 kHz, soit 7,3 tours pour décrire toute la bande des 20 mètres. Fermé, le pas est de 488 Hz soit 4 fois moins.

L'accord précis est réalisé par P2 qui atteint une précision d'accord à moins d'une dizaine de hertz près.

La diode D4 signale lorsque l'on a atteint les limites haute ou basse de la bande des 20 mètres. Dès lors, il faut revenir en arrière en tournant dans l'autre sens car sinon, l'action sur le bouton restera sans effet si l'on cherche à aller au delà de cette bande. L'entrée RA6 du PIC est libre et peut servir à implémenter une autre fonction. On notera qu'il n'y a pas de condensateur servant à atténuer les rebonds au niveau de R42, R43, cela parce que le pouvoir de coupure de l'encodeur rotatif est très faible et qu'il vaut mieux l'économiser, l'anti rebond est donc logiciel.



Présence de régulateurs 5 et 12 V

Réalisation (figures 4 et 5)

Le circuit imprimé ne comporte que des pistes larges pour une réalisation aisée, les composants sont également d'un approvisionnement facile (Le lecteur trouvera les tores 4C65 chez Sélectronic et le filtre 455 kHz chez Électronique Diffusion). Il faudra bien vérifier que le filtre céramique et le résonateur ont la même fréquence. À la rigueur, on peut omettre le filtre F1 en reliant par un fil les emplacements des deux broches externes. Le branchement de la fiche d'alimentation et celui de la prise casque sont indiqués sur le schéma d'implantation. La confection de L7 et L4 est sans difficulté : il suffit de bobiner environ 12 cm de fil émaillé sur le tore : L7 comporte 10 tours alors que L4 en comporte 15.

L8 possède deux enroulements séparés : le premier de 10 tours et le second de 2, comme cela est indiqué sur la **figure 6**. Les chiffres romains signalent les points de connexions. Il faudra prendre garde à ne pas oublier le strap placé sous IC8.

L'alimentation du montage peut se faire par l'utilisation d'un bloc secteur 12 V/500 mA non régulé, dont la tension de sortie atteint alors 15 V. Les lignes d'alimentation des différentes sections du circuit sont isolées par des cellules de découplage et trois régulateurs sans dissipateur.

Le montage est très sensible aux rayonnements du secteur ce qui se traduit par une forte modulation des voix qui peut rendre les paroles incompréhensibles. Il faut donc enfermer le montage dans un boîtier métallique ou bien le poser sur une large feuille d'aluminium isolée par du papier, reliée à la masse du montage par des pinces crocodiles (car on ne peut pas souder l'aluminium facilement). Attention cependant, tout mouvement par rapport à ce blindage perturbe l'oscillateur du fait des variations des capacités parasites, aussi l'ensemble doit-il être parfaitement fixe et ne pas bouger lorsque l'on manipule les boutons d'accord.

L'antenne est formée de deux portions de fils multibrins : 7,5 m et 2,5 m (masse) ici reliée par un bout de fil coaxial pour permettre une connexion hors d'un boîtier. Ces fils seront suspendus dans des directions opposées et traverseront la pièce jusqu'au plafond sans former de boucle si possible. Une véritable antenne demanderait de doubler ces longueurs (15 m et 5 m), mais cela n'est pas réalisable en intérieur. La simple antenne

quart d'onde (5 m de fil) s'est révélée décevante avec ce montage, mais cela dépend aussi des conditions de réception.

Le programme du PIC s'appelle BLU20.hex, le code source est disponible sous le nom de BLU20.dat à lire avec EDIT.com. Lors de la programmation, il faudra invalider tous les fusibles sauf PWRT et MCLR et choisir l'horloge interne : INTRC I/O.

Réglage

Le montage comporte trois réglages distincts :

Le premier, le plus important, concerne la plage de fonctionnement de l'oscillateur. Pour cela, il n'est pas nécessaire de mettre tout de suite le blindage ou bien l'antenne, il faut par contre positionner initialement les ajustables VC1 et VC2 à mi-course.

Le principe est le suivant : à la mise sous tension, le PIC accorde l'oscillateur « Clapp » sur le milieu de la bande des 20 mètres. Sans toucher pour l'instant à l'encodeur rotatif E1, il faut observer la LED D5 (essayez de plonger cette partie du montage dans l'obscurité) pour voir si elle est éclairée ou éteinte. Si elle est éclairée, cela signifie que l'oscillateur est instable et il va donc falloir agir sur VC1 et VC2 par petites touches pour la faire éteindre. Sur la présente maquette, il a fallu diminuer la valeur de VC1 et augmenter celle de VC2, il suffit en fait de voir si la lumière de la LED s'intensifie ou diminue après chaque retouche. Attention aux perturbations générées par les tournevis métalliques.

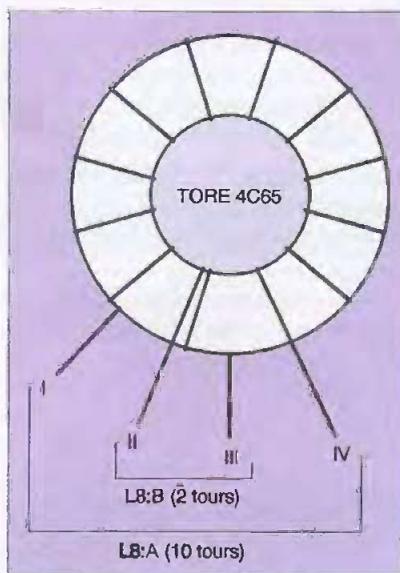
Une fois ce premier réglage obtenu, ouvrir K1 et tourner E1 vers la droite jusqu'à ce que la LED D4 s'allume (haut de la bande). À chaque action sur E1, D5 doit brièvement s'allumer, ce qui est normal.

Ajuster de nouveau les valeurs de VC1 et VC2 pour éteindre D5, puis tourner E1 vers la gauche jusqu'à ce que D4 s'allume encore (bas de la bande) et recommencer les réglages jusqu'à ce que la LED D5 soit éteinte en début, milieu et fin de bande, ce qui signifiera alors que le montage est réglé. Si le réglage est impossible à obtenir :

- En haut de bande, alors diminuer L4 d'un tour.
- En bas de bande, alors augmenter L4 d'un tour.
- Nulle part, alors augmenter ou diminuer L4 de 3 tours et vérifier tout de même s'il n'y a pas de panne ou d'erreur d'implantation d'un composant. Mesurer la tension au

point commun entre R6 et C6 donne une bonne indication : cette tension doit être supérieure à 1 V en bas de bande et inférieure à 4 V en haut de bande pour un fonctionnement correct.

Une fois l'antenne en place et le casque branché, on doit entendre un souffle mêlé de parasites lorsque le montage ne capte pas de signal. On règle alors TR2 pour rendre ce souffle maximal et sourd, le réglage sera affiné lorsque l'on captera un émetteur. Le réglage sera proche de ce que l'on voit sur les photos. Le réglage de TR1 est moins sensible, en fait il détermine surtout la bande passante de l'amplificateur F1 qui doit être la plus étroite possible, mais cela est difficile à constater directement à l'écoute, le plus simple est de le régler sur la même position que TR2 en attendant mieux.



6 Réalisation de la bobine L8

Pour régler VC3 et VC4, positionnés au départ au quart de leur course, il faudra également capter un émetteur (si possible en milieu de bande) et ajuster d'abord VC4, puis VC3 (le moins sensible des deux). Attention cependant, après avoir obtenu le niveau de réception maximum par ce réglage, on aura intérêt à légèrement modifier les valeurs de VC3 et VC4 de façon opposée, sans vraiment perdre en rendement, afin d'élargir la bande passante de cet ensemble de filtres. Si le réglage optimal correspond à une position extrême d'un ajustable, on pourra modifier la valeur des condensateurs fixes qui les accompagnent (C17 pour VC3 et C20 pour VC4) pour regagner un peu de marge si on le souhaite.

Conclusion

La bande des 20 mètres est active principalement le jour, mais cette activité est très fluctuante.

Certains jours, il n'y a rien à écouter, alors que d'autres fois et particulièrement les jours de concours, la sélectivité du montage atteindra quelque peu ses limites.

Vers le bas de la bande se trouvent surtout des communications en Morse et d'autres signaux (sstv et autres). Les émissions en phonie se trouvent plutôt au milieu et en haut de bande.

On balayera l'ensemble des fréquences en laissant K1 ouvert puis, lors de la détection d'un émetteur, on le basculera en position fermée pour bénéficier du pas faible. Enfin, P2 permettra d'ajuster le timbre pour trouver la seule position d'accord où la distorsion est minimale.

On remarquera qu'il existe deux positions d'accord où le timbre est correct mais une seule où la voix est compréhensible. Enfin, il faut savoir être patient car souvent on ne capte qu'un seul des interlocuteurs d'une conversation et il faut attendre alors que ce dernier reprenne la parole pour pouvoir affiner l'accord.

Le lecteur trouvera sur Internet toutes sortes d'informations sur les règles assez précises qui régissent les communications entre radioamateurs.

O. VIACAVA



Aspect d'un transformateur FI

Nomenclature

Résistances :

R1, R32 : 22 k Ω
 R2, R10 : 220 k Ω
 R3, R11, R33 : 100 k Ω
 R4, R44, R45, R48, R49, R55 : 10 Ω
 R5, R6, R29, R46 : 3,3 k Ω
 R7 : 150 Ω
 R8 : 330 Ω
 R9, R13, R14, R26 : 1 M Ω
 R12, R27, R38 : 1 k Ω
 R15, R23, R24, R34 : 1,5 k Ω
 R16, R19, R25 : 100 Ω
 R17, R18 : 4,7 k Ω
 R20 : 39 k Ω
 R21 : 15 k Ω
 R22, R37 : 8,2 k Ω
 R28, R39, R40, R41, R42, R43, R52, R30, R31 : 82 k Ω
 R35 : 6,8 k Ω
 R36 : 68 k Ω
 R47 : 220 Ω
 R50 : 2,2 k Ω
 R51 : 3,6 M Ω
 R53, R54 : 10 k Ω

Condensateurs :

C1 : 10 pF
 C2 : 560 pF
 C3, C5, C19, C21, C22, C23, C24 : 100 nF
 Céramique multicouche Z5U
 C26, C30, C42, C44, C47, C48, C51 : 100 nF
 Idem
 C53, C54, C55 : 100 nF Idem
 C4, C12 : 2,2 pF
 C6, C25, C27, C43 : 22 μ F
 C7, C9, C17, C20 : 22 pF Céramique, multicouche NPO
 C11, C13, C15, C32 : 1 nF
 C10, C14, C28 : 10 nF
 C16, C18 : 390 pF
 C29, C31 : 47 nF
 C8, C33 : 4,7 nF
 C34 : 2,2 nF
 C35 : 150 nF
 C36 : 6,8 nF
 C37 : 680 pF
 C38 : 330 pF
 C39, C52 : 100 μ F
 C40 : 1 μ F
 C41 : 1 000 μ F
 C45 : 4,7 μ F
 C46 : 2,2 μ F
 C49 : 10 μ F
 C50 : 220 μ F
 C56 : 820 pF

Diodes :

O1, D2 : BB204
 D3 : Bat85
 D4, D5 : Diode-Led

Circuits intégrés :

IC1, IC2 : 74HC40103
 IC3 : 74LS74
 IC4 : 74HC00
 IC5 : 74HC4046
 IC6 : 4060
 IC7 : LM 741
 IC8 : TCA440
 IC9 : PIC16F628

Inductances :

L1, L5, L6 : 330 μ H moulées radiales
 L2, L3 : 47 μ H moulées radiales
 L4 : 15 tours de fil émaillé 0,5 mm sur tore 4C65 9 x 6 x 3
 L7 : 10 tours de fil émaillé 0,5 mm sur tore 4C65 9 x 6 x 3
 L8A/L8B : 10 tours et 2 tours de fil émaillé 0,5 mm sur tore 4C65 9 x 6 x 3

Transformateur FI :

TR1, TR2 : LMC4102

Potentiomètres :

P1, P2 : 10 k Ω Log

Régulateurs :

REG1 : 7812
 REG2, REG3 : 7805

Transistors :

T1 : BF245C ou BF256C
 T2, T3, T4, T6 : BF245B
 T5 : BC557B
 T7, T8, T9 : BC547B

Condensateurs ajustables :

VC1, VC2, VC3, VC4 : 3/47 pF (violet)

Quartz :

X1 : 4 MHz

Résonateur céramique :

X2 : 455 kHz

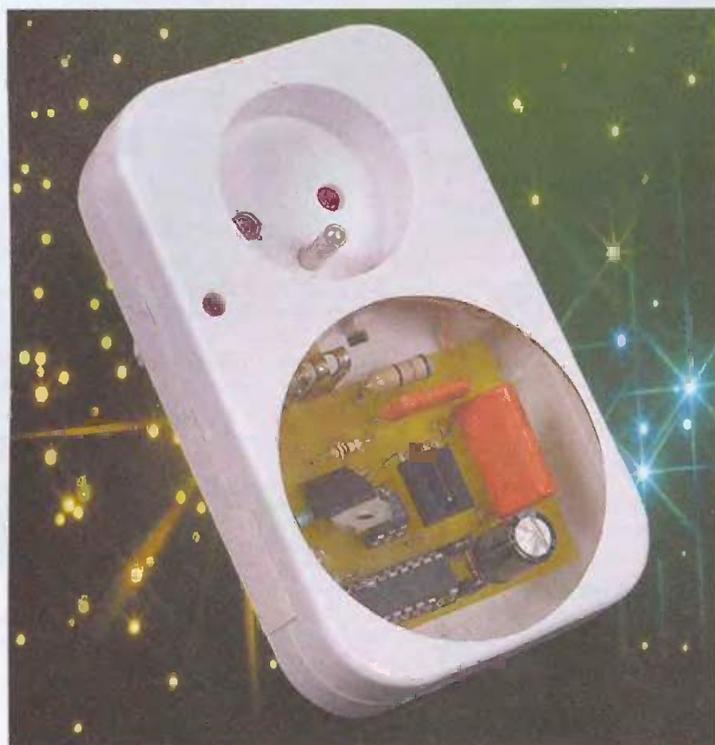
Filtre céramique :

F1 : 455 kHz (marqué:455A)

Divers :

E1 : Encodeur rotatif Panasonic, sans crantage, 24 impulsions par tour (Sélectronic)
 K1 : Interrupteur à levier
 10 mètres de fils multibrins pour l'antenne,
 3 tores 4C65 9 x 6 x 3), fil émaillé 0,5 mm,
 prise jack d'alimentation 5,5/2,5,
 connecteur jack stéréo 3,5mm femelle
 pour cordon, supports pour circuits
 intégrés.

Prise commandée en infra-rouge



Notre article sur les infra-rouges du numéro 294 d'Électronique Pratique présentait les principes de transmission ainsi que les outils permettant de décoder les signaux émis par une télécommande RC5. Ce mois-ci, nous mettons en pratique toutes ces connaissances pour réaliser une prise commandée en RC5.

Ce montage, outre le fait qu'il fait appel à un microcontrôleur PIC 16F88, présente l'originalité d'avoir été réalisé dans un boîtier de prise programmable mécanique. On trouvera donc très facilement ce produit chez un grand distributeur de bricolage.

Objectif

L'objectif de ce montage est de permettre la mise en route d'une lampe ou d'un quelconque appareil à l'aide d'une télécommande infra-rouge standard RC5. Il devient alors possible d'utiliser une des touches de votre télécommande pour allumer une lampe. La commutation étant assurée par un triac, les plus perspicaces de nos lecteurs auront vite fait de transformer cette prise commandée en gra-

dateur infra-rouge. Nous leur laissons le soin d'apporter les modifications à notre programme de base. Les éventuelles améliorations qui seront transmises à l'auteur seront publiées sur le site www.pictec.org.

Schéma (figure 1)

La prise commandée est construite autour d'un microcontrôleur PIC 16F88 de MICROCHIP. Celui-ci assure la réception du signal de la télécommande et la commande d'un circuit de puissance réalisé avec un triac. La particularité du circuit d'alimentation de notre prise télécommandée est d'être dépourvu de transformateur. Le schéma peut être décomposé en 3 étages :

- La partie alimentation construite

autour de R1, R2, C1, C3, D1, D2

- La partie processeur réalisée autour de U1, U3, R3, D2

- La partie puissance avec U2, R4, R5, R6, C2, U3

Alimentation

L'utilisation d'un transformateur pour générer la tension nécessaire à l'alimentation d'un circuit 5 V, outre le fait qu'elle augmente le coût du montage de manière significative, ne permet pas de construire des systèmes « miniaturisés ». Lorsque la tension d'alimentation se limite aux bornes du système à réaliser, il est possible de produire cette faible tension directement à partir du secteur en créant une chute de tension à travers un condensateur.

Si nous analysons le schéma **figure 2**, on voit que le circuit est traversé par un courant constant I1. Ce courant est égal à :

$$I1 = 220 / (Z_{C1} + R1)$$

Si la valeur de R1 est très faible devant celle de Z_{C1} , la variation de I1 va être très faible. On peut donc négliger la valeur de R1 et en déduire que :

$$I1 = 220 / Z_{C1}$$

$$\text{soit } I1 = 220 \times (C1 \times 2\pi \times 50)$$

sachant que $Z_{C1} = 1 / C\omega$ avec

$$\omega = 2\pi \times F$$

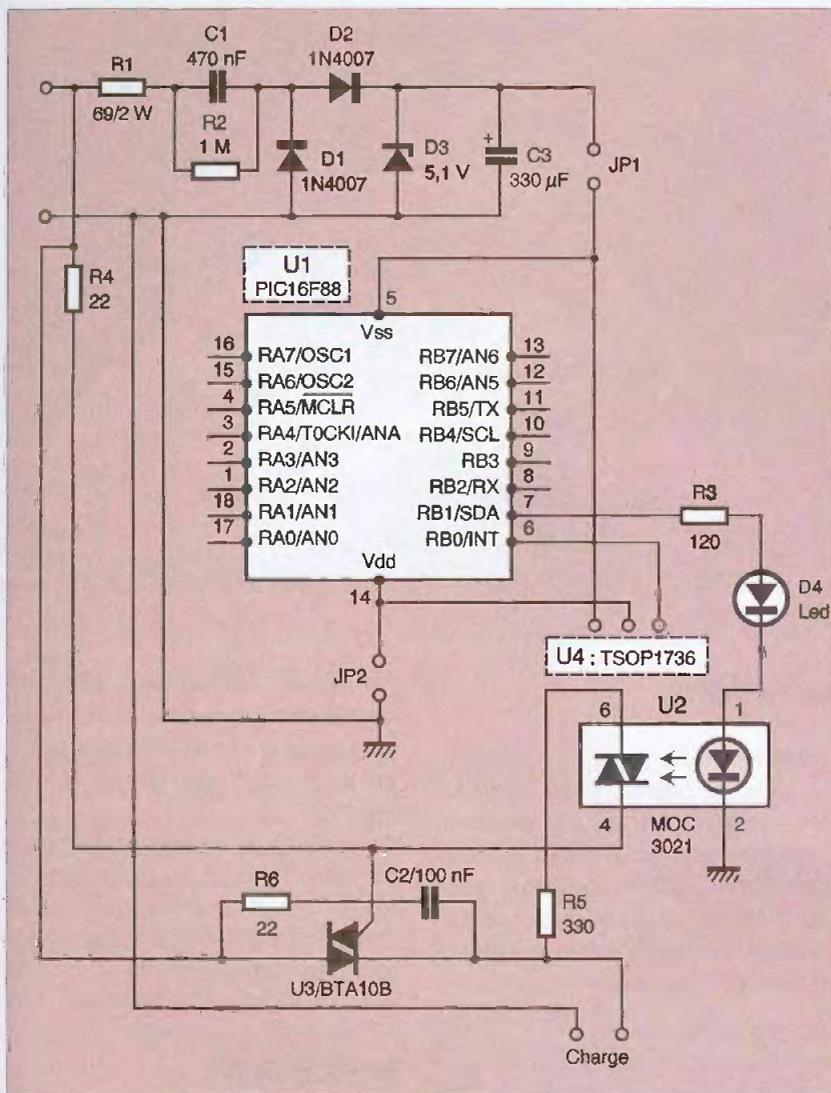
$$\text{d'où } I1 = 69\,115 \times C1$$

On peut en déduire que $I1 = 69 \text{ mA}/\mu\text{F}$, en effet si $C1 = 1 \mu\text{F}$:

$$I1 = 69\,115 \times 1.10^{-6} = 69.10^{-3} \text{ A, soit } 69 \text{ mA.}$$

Il deviendra possible, grâce à cette méthode, de déterminer la valeur du condensateur à partir de l'intensité consommée par le montage.

Il faut toutefois que le condensateur tiende une tension d'au moins 400 V. En effet, si on considère que ce



1 Schéma de principe

condensateur est branché directement aux bornes d'une source de 220 V (puisque la tension V2 est très faible devant celle de V1), le condensateur est soumis à la valeur crête de la tension appliquée à ses bornes, soit :

$$U = 220 \times 1,414 = 311 \text{ V}$$

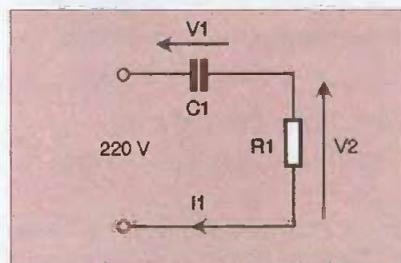
Il faudra donc choisir une tension de service de 400 V.

Cette notion est importante, on trouve de nombreux schémas qui préconisent une tension de service de 250 V pour C1. Ceci est généralement dû à la provenance du schéma d'origine. En effet, le réseau aux États Unis fonctionnant en 110 V, la tension crête aux bornes du condensateur de ce même montage aux USA est de $110 \times 1,414 = 155 \text{ V}$ ce qui explique les préconisations outre atlantique. Une fois la chute de tension établie dans notre montage, on redresse au travers des

diodes D1 et D2 et on filtre la tension obtenue à l'aide du condensateur C3.

Remarque sur la sécurité

Ne pas être en contact avec un des conducteurs du montage même sur la partie 5 V. En effet, ce montage n'assurant pas d'isolation galvanique contrairement à celui d'une alimentation avec transformateur, un potentiel de 220 V par rapport à la terre est toujours présent sur l'ensemble du circuit. Pour permettre de réaliser des tests sur ce montage avec une relative sécurité (il est indispensable de prendre des précautions), nous avons placé JP1 et JP2 qui sont destinés à recevoir une alimentation 5V extérieure pour les essais. En plus de ces jumpers, nous avons intégré à notre montage un optocoupleur qui assure l'isolation galvanique de la partie puissance du montage. Cet optocoupleur est d'ailleurs inutile si vous ne réalisez pas de tests directement sur le circuit final.



2 Principe de détermination de la valeur du condensateur



Le condensateur C1 (400 V) et le récepteur TSOP1736

La partie processeur

Le microcontrôleur est un 16F88 de chez MICROCHIP. Nous avons utilisé l'horloge interne et sélectionné la fréquence de 8 MHz pour cette application. Le 16F88 assure le décodage des signaux RC5 à l'aide d'un récepteur TSOP1736 et commande l'optotriac via sa sortie RB1.

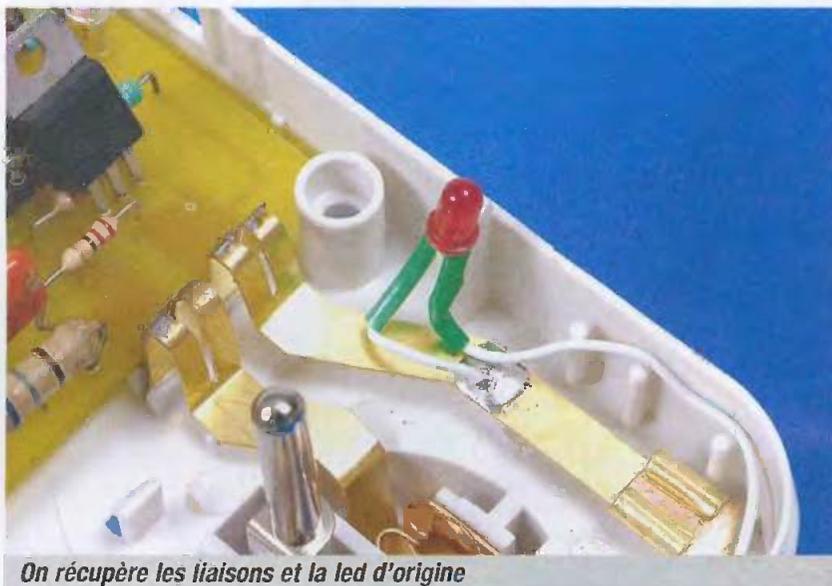
Le programme a été réalisé en C avec CC5X.

La partie puissance

La partie puissance a été réalisée avec un optotriac MOC3021 et un triac 600 V/10 A de chez Thomson. Il est à noter que si les charges commandées sont de petites puissances (lampes basse tension par exemple), il sera indispensable de supprimer le réseau RC constitué par R6, C2. Ce réseau RC est destiné à limiter l'échauffement dans les jonctions du triac lors de la commutation de charges, par contre il crée une impédance de fuite aux bornes du triac qui suffit à alimenter des charges de petites puissances.

Le circuit imprimé et l'implantation (figures 3 et 4)

Le circuit imprimé est réalisé à l'aide d'époxy simple face 16/10 mm. Le triac a été placé au plus près des sorties de puissance pour éviter l'échauffement des pistes et la destruction en cas de court-circuit sur la charge. Ce circuit a été conçu pour être intégré dans le boîtier en plastique que nous avons choisi pour ce montage.



On récupère les liaisons et la led d'origine

Le boîtier

L'ensemble du montage a été intégré dans un boîtier de programmeur mécanique. Voici le programmeur avant modifications : ce programmeur est un premier prix acheté chez CASTORAMA pour la modique somme de 2 € (vendus par 3). Nous avons vidé l'ensemble de la partie mécanique pour y installer notre circuit imprimé.

Les 2 vis qui permettent d'accéder à l'intérieur du programmeur sont placées sur la partie arrière. Avant d'accéder à l'intérieur du programmeur, il faudra vaincre les vis spéciales qui l'équipent.

Celles-ci sont d'un modèle un peu spécial, nous avons réussi à les dévisser avec un

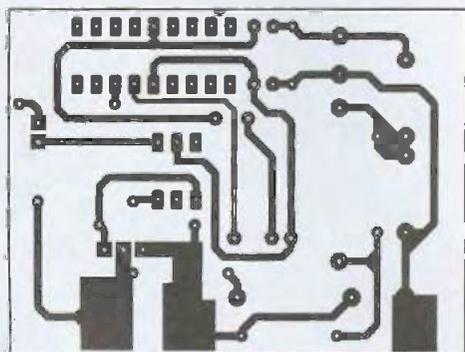
tournevis de 3 mm. Une fois le programmeur débarrassé de la partie qui ne nous servira plus, on obtient un boîtier vide permettant de recevoir le circuit imprimé du récepteur RC5.

On conservera la led placée sur la broche de sortie de la prise ainsi que sa résistance. Les broches seront conservées pour être soit directement soudées sur le circuit imprimé, soit reliées avec des fils.

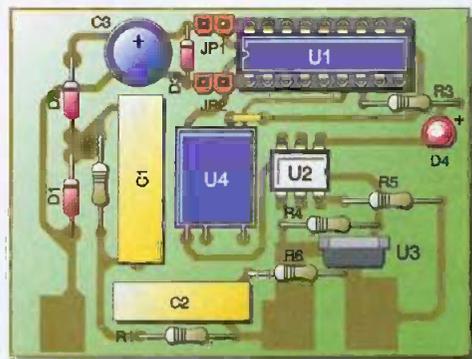
Le programme

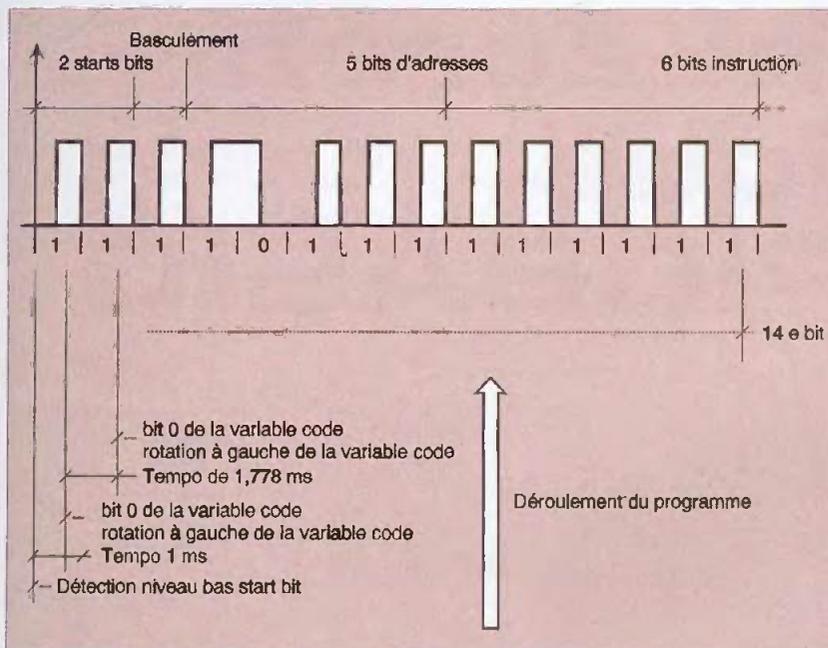
Le programme réalise la détection et le décodage du signal RC5. Pour cela, nous avons repris les principes de notre article sur l'IR paru dans le numéro 294.

3 Tracé du circuit imprimé



4 Implantation des éléments





Nomenclature

- R1 : 68 Ω 2 W
- R2 : 1 M Ω
- R3 : 120 Ω
- R4, R6 : 22 Ω
- R5 : 330 Ω
- C1 : 470 nF/400 V
- C2 : 100 nF/250 V
- C3 : 330 μ F/50 V
- D1, D2 : 1N4007
- D3 : zéner 5,1 V
- D4 : LED
- U1 : 16F88
- U2 : MOC3021 ou MOC3041
- U3 : BTA10B
- U4 : TSOP 1736

5 Les quatorze bits du code RC5

Le signal RC5 étant composé de 14 bits d'une durée de 1,778 ms, nous avons réalisé deux boucles de temporisation. La première boucle est réglée à 1 ms environ, la deuxième boucle est réglée à 1,778 ms.

Le programme principal attend que le signal du TSOP1736 passe à zéro indiquant que le niveau bas du start bit est détecté. Une fois ce niveau bas détecté, on attend 1 ms ce qui nous amène un peu plus loin que le milieu de ce start bit.

L'état à cet instant est stocké dans la variable code et une temporisation de 1,778 ms est lancée. Cette routine est répétée 14 fois pour obtenir les 14 bits du code RC5 (figure 5).

On compare enfin cette valeur à une valeur préprogrammée qui correspond à la touche que vous aurez affectée à votre prise télécommandée. Cette touche est définie dans la fonction #define touche du programme sous forme de constante.

Pour trouver le code des touches, nous avons utilisé le programme IRM associé à son interface et décrit dans le N°294 d'Électronique Pratique.

J.P. MANDON

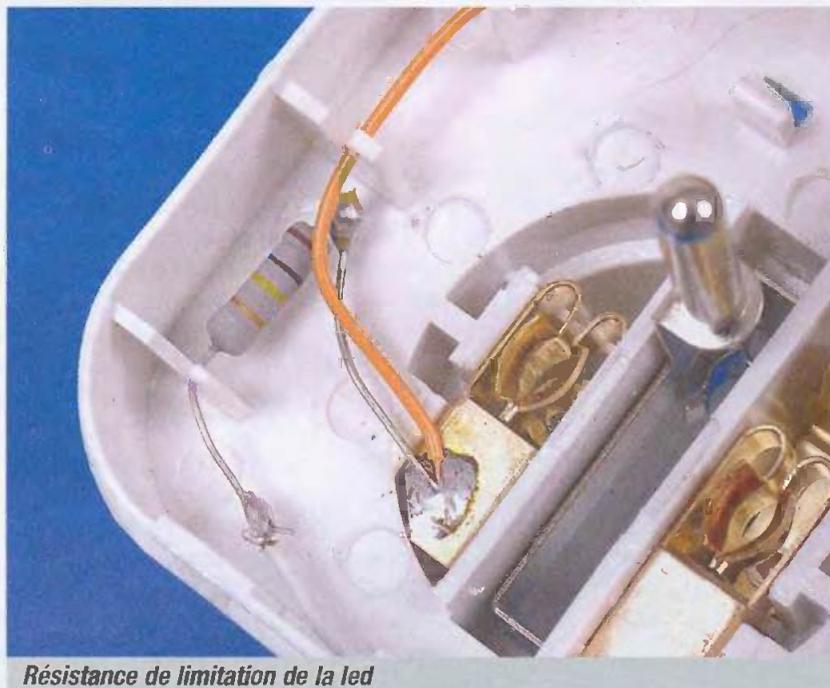
Bibliographie

- Note d'applications MICROCHIP TB008 « Transformerless power supply »
- Datasheet MICROCHIP 16F88
- Électronique pratique N°294 « technique des infrarouges »

Sur le web :

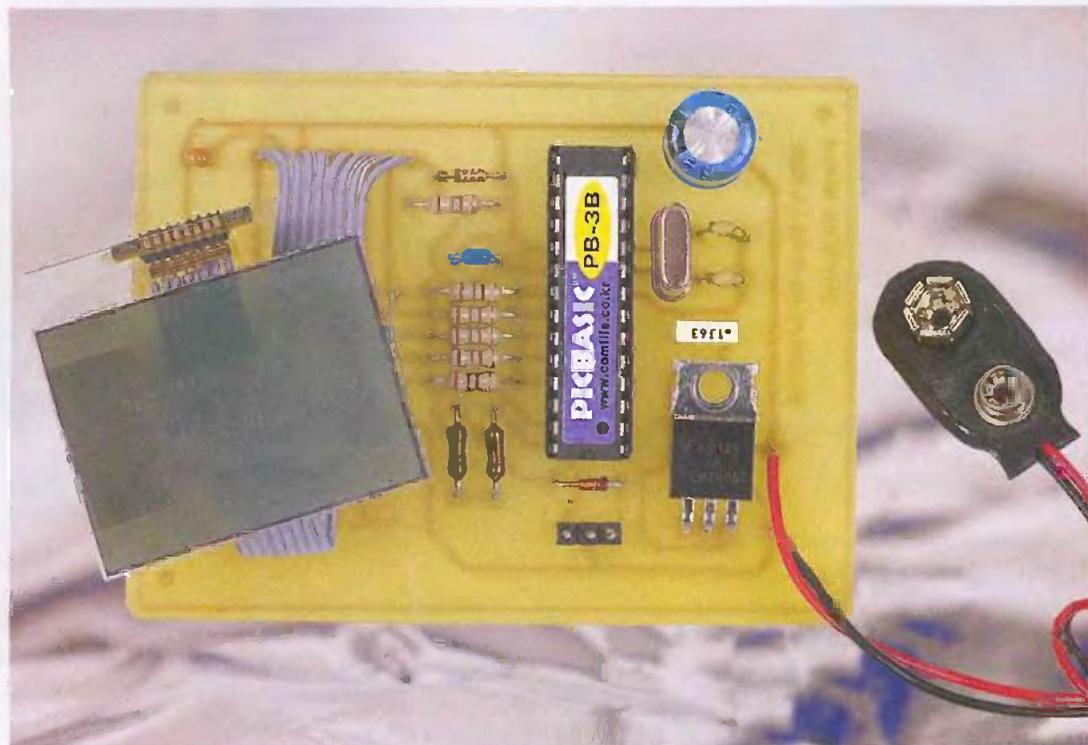
- www.microchip.com
- www.pitect.org
- www.castorama.fr
- www.laser.com/dante/irman/irman.html

- Datasheet MICROCHIP
- Site de l'auteur
- Prises programmables
- Logiciel de décodage RC5



Résistance de limitation de la led

Un mini écran graphique pour PICBASIC



Les PICBASIC sont désormais bien connus de nos lecteurs. La facilité avec laquelle ils peuvent être programmés offre de larges possibilités d'applications. Afin d'augmenter encore ces dernières, nous vous proposons un montage et un programme en Basic qui vous permettront de doter votre PICBASIC d'un mini écran graphique capable d'afficher n'importe quel texte.

Présentation

Le montage proposé ici exploite un microcontrôleur de la gamme PICBASIC. Le modèle mis en œuvre est référencé PB-3B et constitue certainement l'un des plus populaires de cette gamme. Il est inutile de s'étendre sur ses diverses possibilités qui ont déjà été abordées à de multiples reprises dans ces colonnes. L'objectif ici est plutôt de vous faire découvrir la façon dont il est possible de le munir d'une capacité d'affichage particulièrement intéressante à l'aide d'un mini afficheur graphique issu des téléphones mobiles. Nous avons d'ailleurs déjà eu l'occasion d'évoquer ce modèle puisqu'il a fait l'objet de divers montages

publiés dans votre magasiné au cours des mois précédents.

Les habitués d'Électronique Pratique auront certainement compris que ce montage met en œuvre l'écran LPH7779 habituellement exploité dans les téléphones GSM de la marque Nokia et plus particulièrement dans le modèle 3310. Ces anciennes générations de mobiles se trouvent aujourd'hui facilement chez les revendeurs d'occasions et permettent, à moindre frais, d'équiper un montage personnel d'un écran graphique. Notez que ce type d'écran se trouve également chez tous les revendeurs de pièces détachées pour mobiles et que certains sites Internet le proposent également à la vente. Il vous suffit de taper dans

votre moteur de recherche préféré la référence LPH7779 ou encore le nom du contrôleur dont il est équipé : PCD8544 pour trouver une liste bien fournie de revendeurs potentiels. Cette recherche vous permettra de constater que le prix de cet écran reste particulièrement raisonnable puisque certains le proposent à moins d'une dizaine d'euros !

Le seul point délicat concernant cet afficheur reste la connectique car ce type d'écran est généralement doté d'un connecteur sub-miniature qui reste délicat à souder. Nous vous proposerons plus loin une méthode pour vous aider à installer simplement le LPH7779. Rappelons que cet écran exploite une interface à la norme SPI

et qu'il mobilisera 5 broches du port du PIC-BASIC. Le montage proposé est autonome, mais après avoir découvert son fonctionnement, vous aurez certainement envie de l'exploiter dans un montage personnel. Sachez que le programme qui le pilote occupe 2 K d'espace mémoire et qu'il est conçu pour afficher la presque totalité des caractères ASCII.

Programme

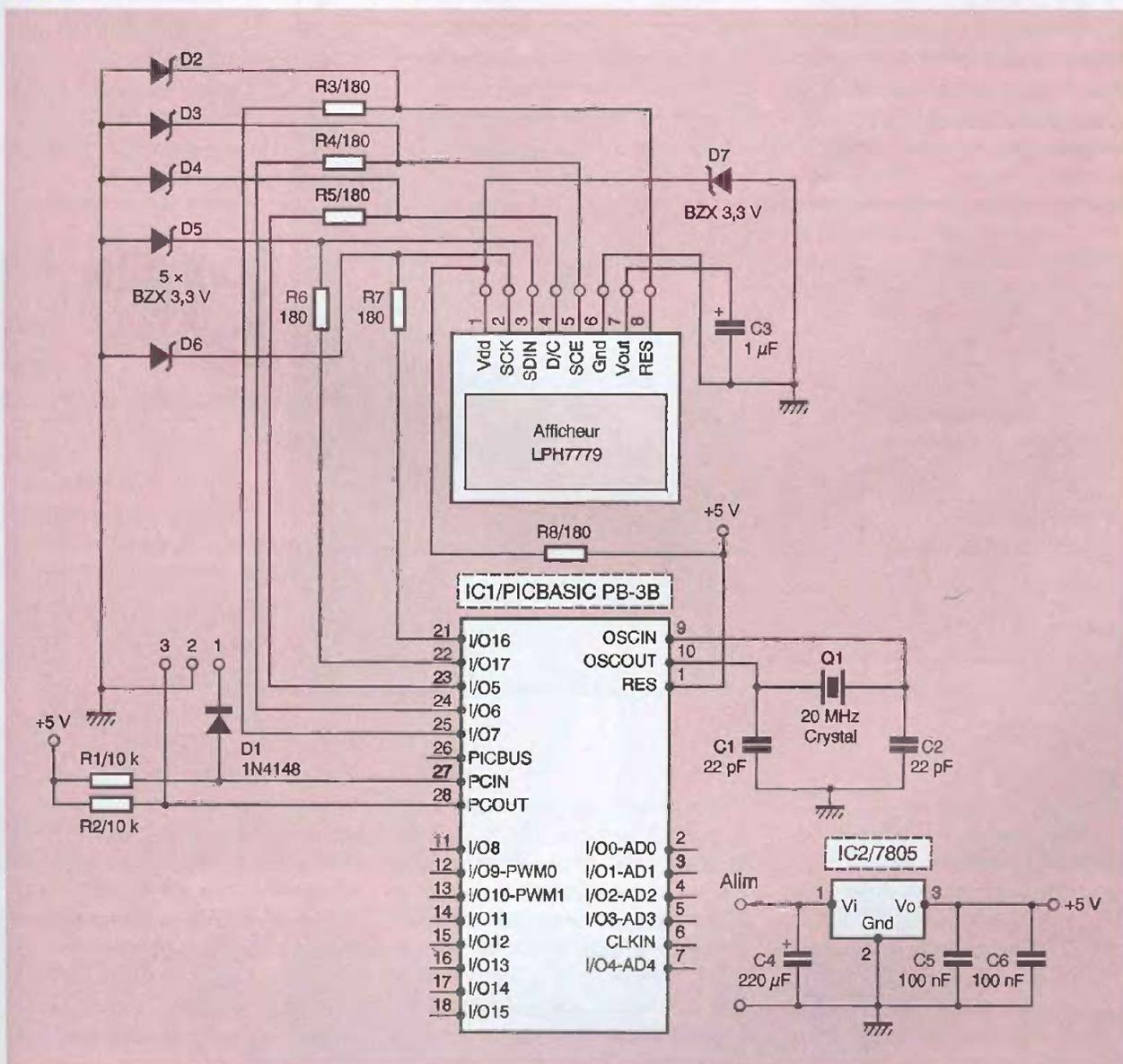
Comme nous l'évoquons plus haut, ce dernier occupe une place conséquente en raison de diverses limitations. Les premières concernent l'écran. Ce dernier ne contient, en

effet, aucune police de caractère. Il est donc nécessaire de stocker dans la mémoire du PICBASIC sous la forme d'une table de données en début de programme l'ensemble des octets formant, sur une matrice de 5 x 8, chacune des lettres de l'alphabet. Le programme a donc pour rôle de décoder le texte personnel placé dans une variable, puis de lui affecter un numéro d'ordre, en fonction de sa position dans la table des caractères, et enfin de lui affecter les 5 octets correspondant au dessin qui le représente. Le tout est alors envoyé séquentiellement à l'afficheur à l'aide de l'instruction SHOUT pour apparaître à l'écran. La gestion des coordonnées de l'affichage est automatique et vous n'aurez plus qu'à remplir, avec votre texte personnel, le

contenu des variables qui vont être affichées. Une autre limitation est due au PICBASIC lui-même. En effet, la série PB-3B n'autorise pas l'emploi des variables "STRING" réservées à la série PBM, ni l'emploi de variables au format hexadécimal pour ses tables de données. Il a donc été nécessaire de convertir chacune des lettres formant la police en décimal ce qui donne cette suite de chiffres que vous pourrez observer dès le début du programme.

En dépit de ces limitations, nous avons pu malgré tout apporter quelques raffinements au fonctionnement de l'afficheur. Celui-ci étant dédié à l'affichage de textes, il nous a paru intéressant d'apporter quelques fonctions qui vous permettront, entre autre, de

Le schéma du mini afficheur

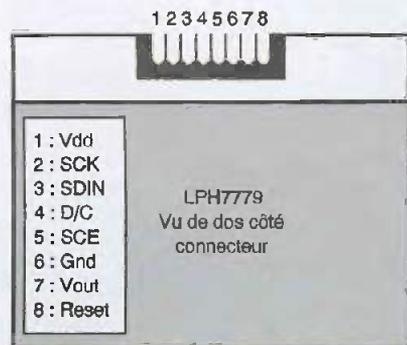


régler la vitesse d'affichage du texte et, bien entendu, la position à laquelle vous désirez le voir s'afficher sur l'écran. Enfin, le programme gérant l'écran est tout à fait exportable sur la gamme des contrôleurs PICBASIC proposés par COMFILE.

Schéma de principe

Le schéma du montage est simple (figure 1). Il suit les spécifications précisées sur le mode d'emploi des PICBASIC en plaçant, à disposition du développeur, la connectique nécessaire à la programmation par le port parallèle. Il embarque une alimentation classique basée sur le régulateur 7805 accompagnée de ses deux condensateurs de filtrage lui permettant d'être alimenté par une pile de 9 volts.

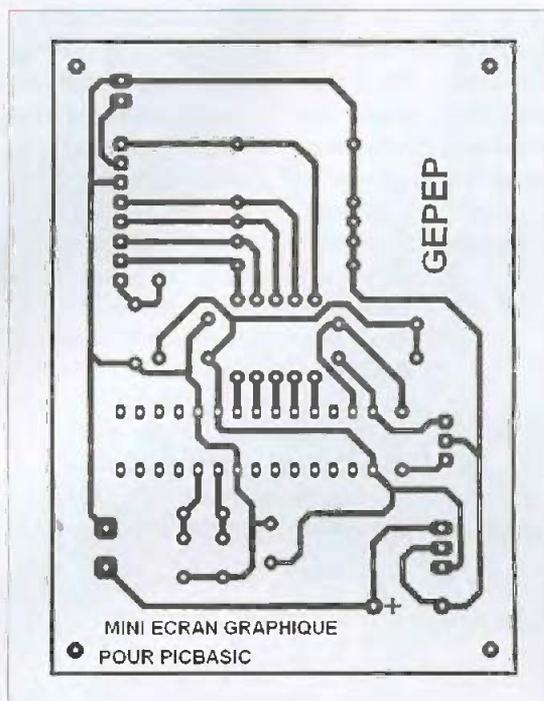
Ainsi que nous vous l'avons précisé plus haut, l'écran occupe 5 broches du PICBASIC. Celles-ci attaquent directement des résistances de 180 Ω que l'on a placées en série avec des diodes zeners de 3,3 V. Cette disposition nous permet d'abaisser à 3 volts la tension issue des broches du PICBASIC correspondant au voltage de fonctionnement du LPH7779. Vous remarquerez également que la broche 1 d'alimentation de l'afficheur (figure 2) bénéficie également de cette configuration.



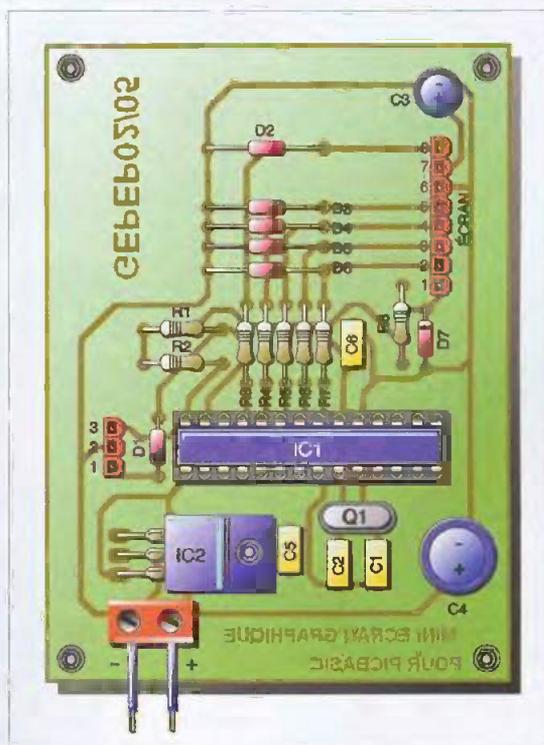
2 Le brochage du LPH7779

Réalisation

La réalisation du montage ne présente pas de difficultés particulières (figures 3 et 4). Prenez simplement garde de vérifier les tensions avant de placer le PICBASIC et l'écran sur le circuit imprimé. Pour connecter l'écran au circuit, nous vous proposons d'utiliser de la nappe à sertir à 8 brins. Coupez une longueur de cette nappe puis dénudez chaque fil de chaque extrémité d'une longueur équi-



3 Le typon du mini afficheur



4 L'implantation des composants

valente. Enduisez alors d'étain chaque bout de façon à obtenir un brin fin et rigide. Préparez l'écran en déposant une goutte d'étain sur chaque patte du connecteur en faisant attention à ne pas surchauffer l'ensemble. Cette opération achevée, placez la nappe au dos de l'écran en alignant chaque brin avec chaque patte du connecteur. Maintenez l'ensemble avec un morceau de ruban adhésif puis, à l'aide d'une pince à

becs fins, faite coïncider le brin et la patte et donnez un coup de fer à souder. Cette opération doit vous permettre de souder aisément le connecteur sans ajouter d'étain. Encore une fois prenez garde à ne pas chauffer exagérément le connecteur qui reste un élément très fragile. À présent que l'écran est installé sur son connecteur, vous n'avez plus qu'à le souder au circuit imprimé en respectant le brochage de l'écran.



Le montage s'articule autour du PICBASIC PB-3B

Nomenclature

IC1 : PICBASIC PB-3B
 IC2 : régulateur 7805
 C1, C2 : 22 pF
 C3 : 1 µF Tantale 16 V
 C4 : 220 µF/16 V horizontal
 C5, C6 : 100 nF
 R1, R2 : 10 kΩ (Marron, Noir, Orange)
 R3 à R8 : 180 Ω (Marron, Gris, Marron)
 D1 : 1N4148
 D2 à D7 : diode zener BZX 3V3
 Q1 : quartz 20 MHz
 Nappe à sortir
 Ecran graphique : LPH7779 à 8 broches ou compatible à récupérer ou à commander, en autre, chez <http://www.jelu.se/shop.php>
 Coupleur pile 9 V
 Pile 9 V

Mise en œuvre

À présent que votre montage est terminé, vous allez pouvoir programmer le PICBASIC avec le programme AFFICH.BAS que vous trouverez sur notre site à l'adresse : www.electroniquepratique.com. Après pro-

grammation, le montage fonctionne immédiatement en affichant le contenu des variables "ligne0" à "ligne5". Pour afficher un texte personnel, il vous suffit de modifier ce contenu. Pour faire varier la vitesse d'affichage, vous devez donner une valeur à la variable "Temps". Si vous désirez aller plus

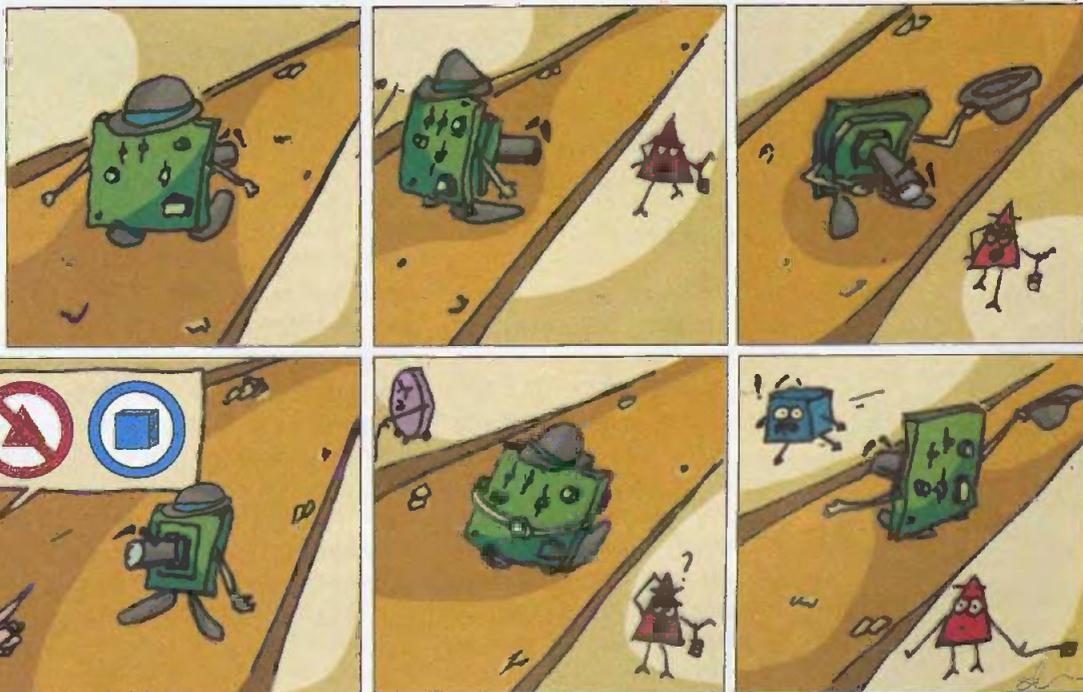
loin dans la découverte et la programmation des écrans graphiques, nous vous signalons la sortie prochaine, aux éditions DUNOD dans la collection ETSF d'un ouvrage entièrement consacré à ces techniques.

G. EHRETSMANN
<http://g.ehretsmann.free.fr>

POB EYE

la caméra intelligente

- Voir
- Reconnaître
- Contrôler
- Reprogrammer à volonté



POB-EYE est le module de reconnaissance vidéo pour tout système embarqué. Mais bien plus encore, il permet de contrôler l'ensemble d'un système.

149€ T.T.C.



Réaliser un affichage type PDA grâce à la librairie graphique incluse dans le package POB-LCD128 et visualiser en temps réel tout ce que votre caméra capture. Complément idéal de POB EYE

65€ T.T.C.

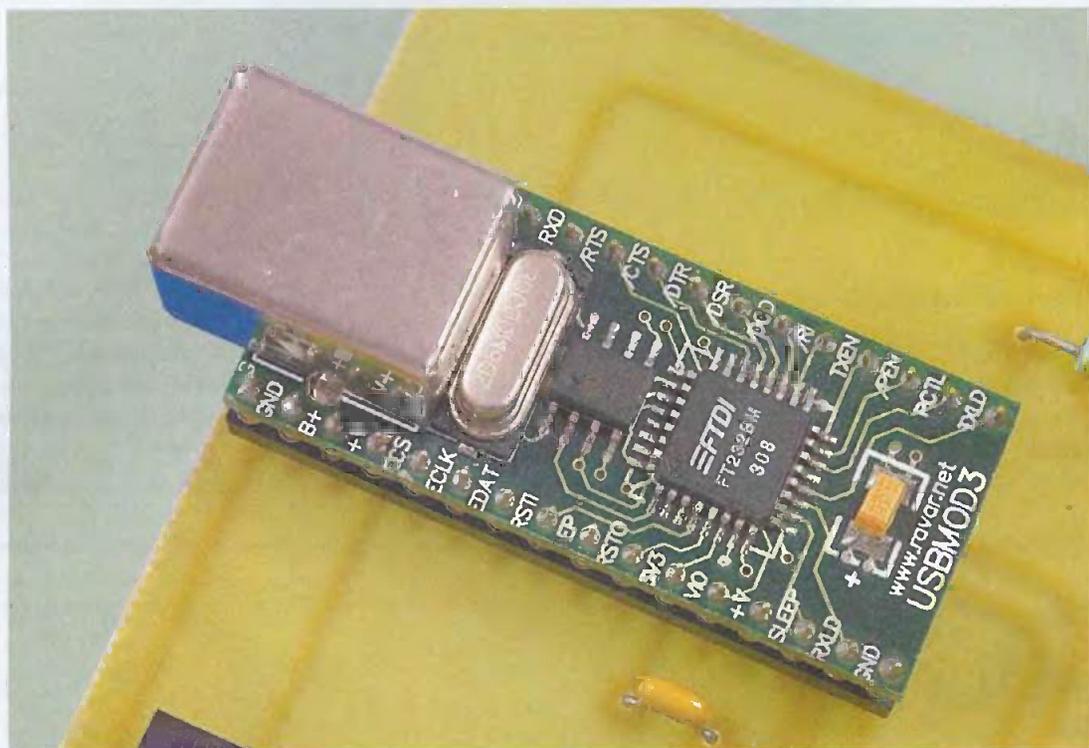


Produits disponibles sur
<http://www.pob-technology.com>

POB
 TECHNOLOGY

Programmateur de 68HC908QT/QY sur USB

La famille des 68HC908 du fabricant Motorola ne cesse de s'agrandir et propose aux concepteurs un vaste choix de microcontrôleurs. La diversité en nombre d'entrées/sorties et en fonctionnalités est telle que quasiment chaque projet microcontrôlé envisagé pourra trouver dans cette gamme la puce adéquate. Nous vous avons déjà présenté à plusieurs reprises le 68HC908JB8 (qui possède un module USB intégré). Ce mois-ci, nous allons nous intéresser aux plus petits d'entre eux : les 68HC908QT et QY.



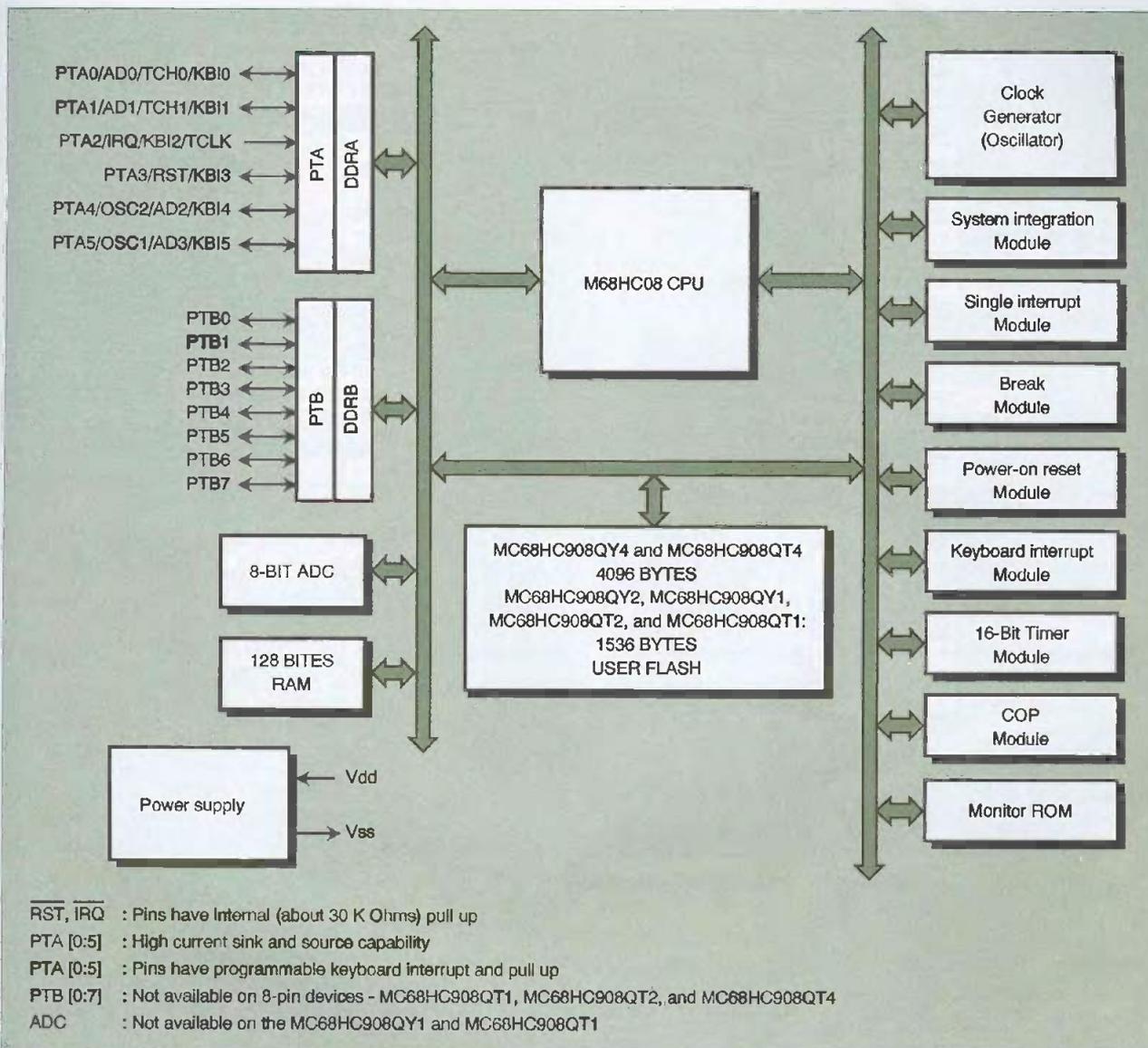
Description

Commençons par préciser que ces microcontrôleurs ont un coût très minime : à l'heure où ces lignes sont écrites, on peut trouver le QT1 à moins de deux euros ... Sans nous étendre sur toutes les caractéristiques détaillées de ces puces (pour cela il faudra consulter le fichier MC68HC908QY4.pdf du databook, qui est commun aux versions QT et QY), regardons de quoi ils sont constitués. Le **Tableau 1** présente les différences qui existent entre les six versions existantes du QT et du QY. Nous nous concentrerons sur les microcontrôleurs de type QT qui ne possèdent que 8 broches, en se souvenant que pour ceux de type QY, il y en a 8 de plus, ce qui les dote d'un port supplémentaire complet (ce sera le Port B). La **figure 1**

donne la structure interne de ces microcontrôleurs. La **figure 2** donne le brochage de ces différentes puces pour des boîtiers de type PDIP qui sont les plus commodes à manipuler au niveau amateur, et que nous avons retenu pour le programmeur USB. La description réalisée sera celle du QT2 ou du QT4. Pour le QT1, il suffira de retirer l'existence de la conversion analogique-numérique. L'observation de cette figure nous montre qu'hormis les broches dédiées à l'alimentation (Vdd qui pourra être compris entre 2,7 et 5,5 volts et Vss le 0 volt), toutes les autres sont polyfonctionnelles (jusqu'à 4 fonctions possibles pour cinq des broches du QT2 ou du QT4 !). Commençons par les broches OSC1 et OSC2. Le réflexe courant que l'on a lors de la mise en œuvre d'un microcontrôleur est d'utili-

ser les broches ainsi nommées à la confection d'un oscillateur à quartz. Cette configuration est possible avec ces microcontrôleurs mais occupe alors deux des six broches disponibles. Au niveau génération du signal d'horloge, quatre possibilités s'offrent à nous :

- Utiliser l'oscillateur interne au microcontrôleur, qui délivre une fréquence typique de 12,8 MHz. On fait alors l'économie non seulement des deux broches OSC1 et OSC2 mais également de composants additionnels (par exemple le classique quartz à X MHz entouré de deux condensateurs et d'une résistance). Attention, si ce choix peut sembler intéressant, il est à réserver pour des applications dans lesquelles le facteur temps ne nécessite pas une grande précision. En effet, l'oscillateur interne ne peut



Structure interne

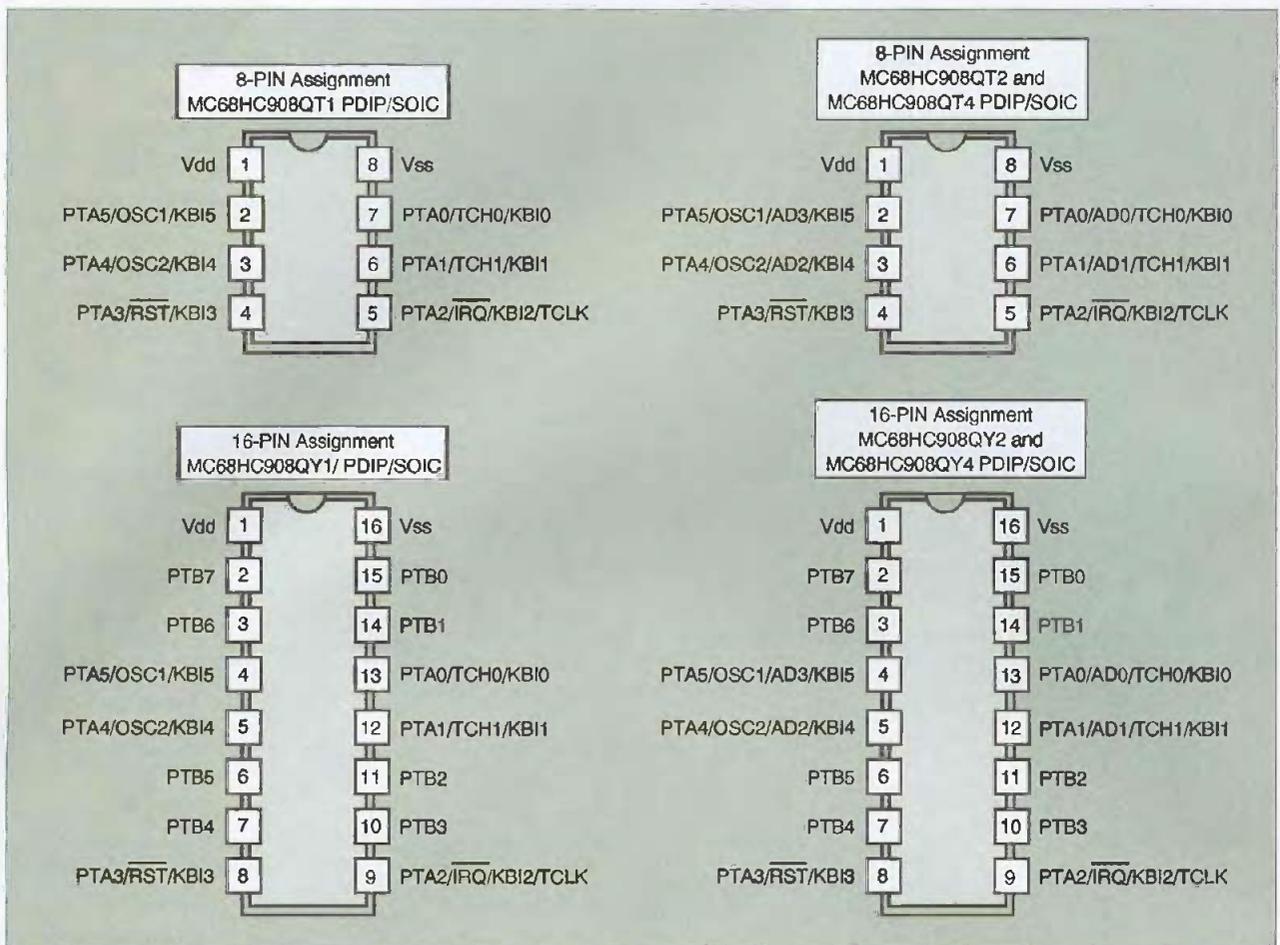
garantir ni la précision ni la stabilité d'un oscillateur à quartz. De plus, cette fréquence n'est pas réglable à volonté, mais simplement ajustable à +/- 5%.

- Utiliser un oscillateur externe (à quartz par exemple) : la sortie de cet oscillateur attaquera la broche OSC1. OSC2 sera alors disponible comme une entrée/sortie classique (PTA4) ou comme entrée pour conversion analogique/numérique (AD2) ou comme entrée numérique pouvant générer des interruptions (KBI4). Les avantages de cette configuration : choix de la fréquence (jusqu'à 32 MHz !), précision, stabilité, utilisation d'une seule broche du microcontrôleur. Inconvénient : l'utilisation d'un oscillateur à quartz intégré augmente quelque peu le coût de la réalisation.

quera la broche OSC1. OSC2 sera alors disponible comme une entrée/sortie classique (PTA4) ou comme entrée pour conversion analogique/numérique (AD2) ou comme entrée numérique pouvant générer des interruptions (KBI4). Les avantages de cette configuration : choix de la fréquence (jusqu'à 32 MHz !), précision, stabilité, utilisation d'une seule broche du microcontrôleur. Inconvénient : l'utilisation d'un oscillateur à quartz intégré augmente quelque peu le coût de la réalisation.

Tableau 1 : Différences entre les versions QT et QY :

Microcontrôleur	Mémoire FLASH (en octets)	Convertisseur Analogique/Numérique	Nombre de broches	Nombre d'entrées/sorties possibles
MC68HC908QT1	1536	Non	8	6
MC68HC908QT2	1536	4 canaux, 8 bits	8	6
MC68HC908QT4	4096	4 canaux, 8 bits	8	6
MC68HC908QY1	1536	non	16	14
MC68HC908QY2	1536	4 canaux, 8 bits	16	14
MC68HC908QY4	4096	4 canaux, 8 bits	16	14



2 Brochage des différentes versions du QT et du QY

- Réaliser un oscillateur de type RC : il suffit de connecter une résistance entre la ligne d'alimentation (Vdd) et OSC1, le condensateur de l'oscillateur se trouvant intégré au microcontrôleur. Avec cette configuration, on pourra générer une fréquence comprise entre 2 et 12 MHz suivant la valeur de la résistance utilisée (figure 16.4 du databook précité).

Avantages : choix de la fréquence, faible coût, une seule ligne utilisée (OSC1). Inconvénient : comme pour l'oscillateur interne, la précision obtenue sur la fréquence est limitée.

- Réaliser le classique oscillateur à quartz (jusqu'à 24 MHz), mais qui présente l'inconvénient de monopoliser OSC1 et OSC2.

La broche de reset (/RST) peut être utilisée pour générer une remise à zéro du système, en portant cette broche au niveau 0 (par un bouton poussoir par exemple). En interne, une résistance de rappel est connectée à la ligne d'alimentation ce qui rend l'ajout d'une résistance externe inutile. Si on n'envisage pas une telle possibilité, cette broche peut alors servir d'entrée/sortie (PTA3) comme

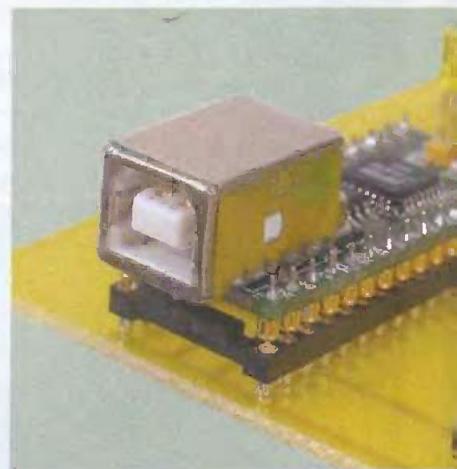
entrée numérique pouvant générer des interruptions (KBI3). Signalons qu'un reset est systématiquement généré à la mise sous tension (Power On Reset) et qu'il n'est pas utile de connecter cette broche sur un classique circuit RC comme on a pu avoir l'habitude de le faire avec tel ou tel microcontrôleur.

Les broches TCH0, TCH1 et TCLK sont liées à l'utilisation du timer si on souhaite les utiliser ainsi (réalisation ou comptage d'impulsions par exemple) ou être des entrées/sorties classiques (respectivement PTA0, PTA1 et PTA2) ou comme entrée numérique pouvant générer des interruptions (KBI0, KBI1 et KBI2).

Cette dernière peut également devenir broche d'interruption générale (/IRQ). La possibilité d'utiliser telle ou telle fonction sur une broche se réalise par le positionnement de bits dans des registres spécifiques. Tout cela est décrit bien sûr dans le databook. Si l'auteur ne prend pas la peine de les indiquer, c'est parce que nous découvrons une méthode visuelle pour préparer le micro-

trôleur dans la configuration de l'application envisagée.

Comme on le voit, le 68HC908QT4 bien que petit par sa taille se trouve richement doté en fonctionnalités ! Atout non négligeable : ces microcontrôleurs possédant une mémoire



Présentation du module USBM003

Flash conséquente, au vu du nombre de broches disponibles, cela permet d'envisager leur programmation avec un langage de haut niveau tel que le C.

Le programmeur

Le schéma de principe est fourni en **figure 3**. On y retrouve le principe de plusieurs programmeurs décrits par l'auteur pour le 68HC908JB8.

Le module de conversion USB <-> RS232 utilisé est la nouvelle version USBMOD3 au même prix que l'ancienne (l'USBMOD1) amenée à disparaître progressivement. Inconvénient : les brochages de ces deux modules ne sont pas compatibles... Cette nouvelle version intègre l'EEPROM de personnalisation. Le passage dans le mode Monitor (qui permet différentes manipulations sur la mémoire Flash, en particulier sa

programmation) nécessite une "haute" tension de (Vdd +2,5 V) jusqu'à 9,1 V. Comme on utilise l'USB pour alimenter notre programmeur, on utilise alors le montage autour de IC2 (un ICL7660) pour obtenir cette tension sur la broche /IRQ.

L'horloge est réalisée par un oscillateur intégré à quartz : la valeur typique recommandée par Motorola est de 9,8304 MHz pour une communication à 9600 bauds. L'auteur a choisi une valeur double (19,6608 MHz) ce qui permet une communication à 19200 bauds. (Remarque : l'auteur a également essayé une valeur plus standard de 10 MHz pour une communication à 9600 bauds, en remplacement d'un 9,8304 MHz moins courant : cela a bien fonctionné également).

La communication se fait de façon sérielle (TXD et RXD) sur une seule ligne (PA0). La ligne DTR sert à réaliser un Reset du microcontrôleur. L'interrupteur K1 permet de cou-

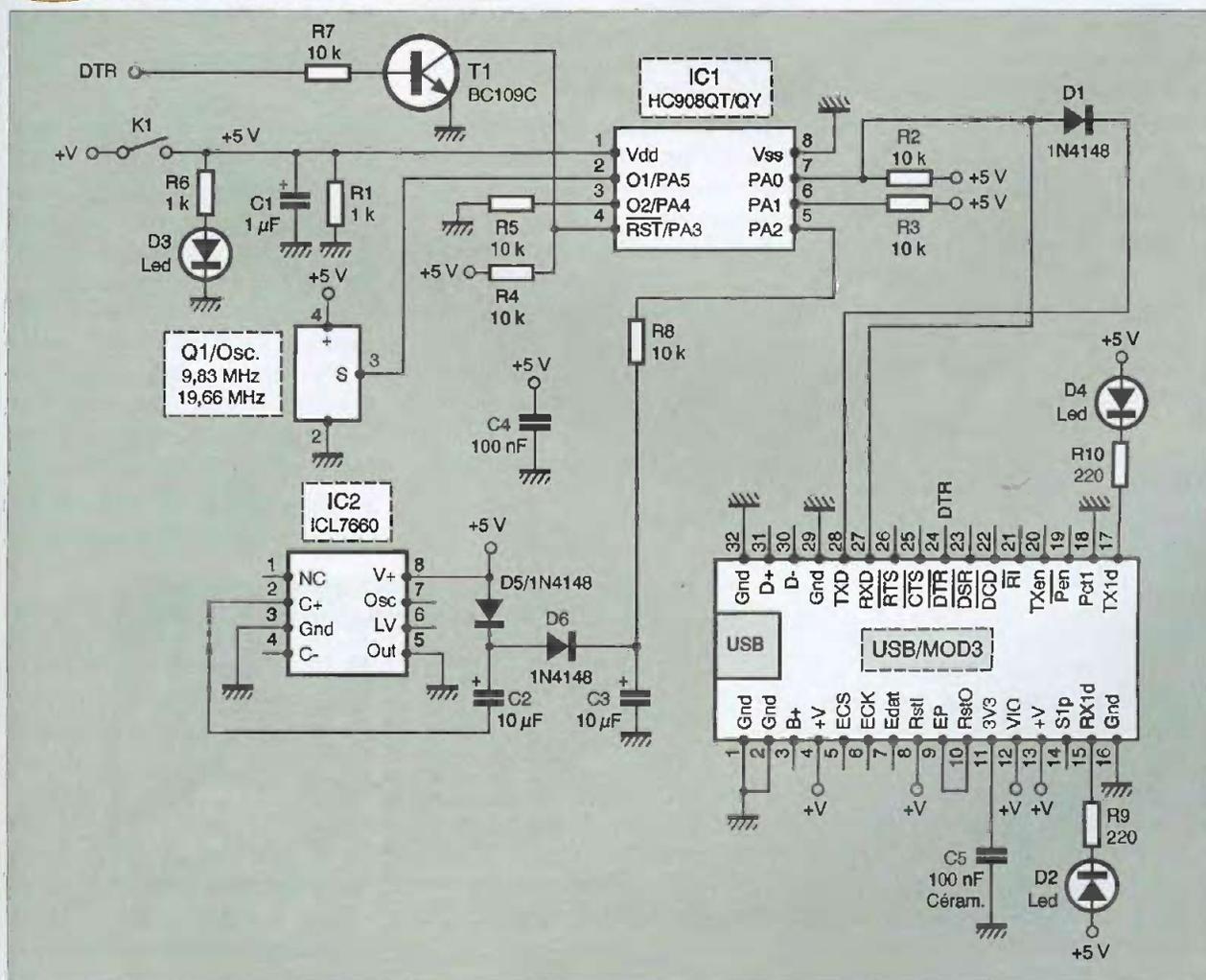
per l'alimentation du microcontrôleur, de l'oscillateur et du doubleur de tension (IC2). La led D3 permet de visualiser la présence ou non de cette alimentation. La résistance R11 a pour rôle de faire retomber rapidement en dessous de 0,1 V la tension sur la broche Vdd lorsque l'on bascule K1 en position arrêt. Le passage de Vdd en dessous de 0,1 V est nécessaire pour assurer un Reset correct à la mise sous tension.

Les leds D2 et D4 permettent de "visualiser" par leur clignotement la bonne communication entre le PC et le microcontrôleur.

Réalisation (figures 5 et 6)

Une réalisation qui ne doit pas poser de problèmes particuliers, on préférera cependant une méthode photographique pour réaliser le circuit imprimé. Lors de l'implantation, on veillera à l'orientation des composants pola-

3 Schéma de principe du programmeur



risés (il y en a un certain nombre dans cette réalisation). Des repères sont donnés sur le typon : K pour les cathodes des leds et signe (+) pour les condensateurs chimiques.

Première programmation

Le logiciel utilisé est téléchargeable sur le site www.pemicro.com. Même si vous possédez déjà une version de ce logiciel, il est conseillé de télécharger la dernière version. Dans la rubrique P&E Resources, cliquer sur ICS05/08 Software puis sur ICS08/PROG08SZ. Cliquer sur Downloads et télécharger le package qui convient (ici ICS08QTQYZ).

Marquer le microcontrôleur (étiquette, blanc correcteur ...) : l'auteur numérote ses microcontrôleurs avec des petits points blancs sous le micro.

L'insérer sur le support du programmeur en veillant au sens.

Connecter la carte sur un des connecteurs USB libres du PC. Si c'est la première fois que le module USBMOD3 est connecté au PC, il faudra fournir le driver au système d'exploitation. Une fois cette reconnaissance réalisée, basculer le commutateur : la led s'allume. Lancer le programme "Win IDE development environment".

Dans le menu Environment, cliquer sur Setup Environment. Sélectionner l'onglet Flash Programmer. Renseigner la case Options avec le texte : NODTRADD ; cocher "Confirm command line before running" si elle ne l'est pas déjà et refermer cette boîte de dialogue en cliquant sur OK. Ces options resteront conservées au lancement suivant.

Lancer le programme de flashage (Flash programmer), en cliquant sur l'icône correspondante (symbole d'un éclair sur une puce).

Dans la boîte de dialogue "Target Hardware type", sélectionner "Class 4 : Direct serial to target ... and additional autoreset ..."

Sélectionner ensuite le numéro de port série attribué à votre module de conversion USB - série. Pour le connaître, aller dans le Panneau de configuration, Système, Matériel, Gestionnaire de périphériques et développer la rubrique Ports (COM et LPT). Une ligne du genre USB Serial Port (COM6) vous indique que votre module USBMOD3 a bien été reconnu, et qu'il est utilisable sur le port (COM6). La vitesse à sélectionner dépend de l'oscillateur choisi : 19200 bauds avec un oscillateur à 19,6608 MHz, 9600 bauds avec un oscillateur à 9,8304 MHz.

Dans "Target MCU security bytes", cocher pour un microcontrôleur neuf l'option "Attempt FF-FF ...FF (Blank Device)". Il s'agit ici d'indiquer les 8 octets de sécurité qui permettent l'accès complet à la mémoire Flash. Lorsque le microcontrôleur a déjà été programmé, le code de sécurité est autre : la liste de codes proposés correspond aux derniers codes utilisés.

Important : cocher l'option "Show this dialog box before attempting ..." pour pouvoir toujours avoir accès à ces réglages. Cliquer sur le bouton "Contact Target with these settings...".

La fenêtre d'état "Status Window" indique alors que le logiciel va essayer le code de sécurité FF-FF ...-FF ; la boîte de dialogue "Power Cycle Dialog" vous invite à couper et remettre l'alimentation du HC908 : ceci se fait avec l'interrupteur situé sur la carte. Garder un temps d'arrêt avant de rebasculer l'interrupteur sur On. Cliquer alors sur le bouton OK.

Si tout se passe bien, la fenêtre d'état indique "Trying security FF-FF ...FF Success" et une boîte de dialogue apparaît, "Specify Programming Algorithm to use!" : sélectionner l'algorithme 908QT1.08p pour un microcontrôleur HC908QT1.

Toujours bien attendre que la notification "Done" (= fait, réalisé) s'affiche dans la fenêtre d'état avant de lancer toute autre action sinon le logiciel se plante.

Avant de continuer, il faut aller récupérer le code de réglage usine de l'oscillateur : il est situé à l'adresse \$FFC0. Cliquer sur l'icône "View Module Data". Dans la boîte "Show adress" qui propose l'adresse de base de la mémoire flash (\$F800), on indiquera l'adresse FFC0. La **figure 4** donne un exemple de résultat. Prendre note et garder en lieu sûr les

valeurs des deux octets situés en FFC0 et FFC1, associées au marquage que l'on aura fait sur le microcontrôleur : dans l'exemple cité, on a ici les valeurs \$15 et \$19. On verra dans l'article "Programmation facile avec Processor Expert" l'intérêt d'avoir conservé ces valeurs d'octet. Il faudra refermer cette fenêtre de visualisation de la mémoire pour pouvoir accéder de nouveau aux différentes actions proposées par le logiciel.

Il reste à réaliser la programmation de la mémoire flash : cliquer sur l'icône de disquette ("Specify Srecord") pour spécifier le fichier S19 à programmer (il est dans le répertoire "bin" du projet) puis cliquer sur l'icône "Program module". Attendre la notification "Programmed" dans la fenêtre d'état. On peut éventuellement cliquer sur l'icône "Verify module" pour faire vérifier que le contenu de la mémoire flash est bien similaire au contenu du fichier .S19 choisi.

L'auteur conseille de retourner dans la fenêtre. Couper l'alimentation de la carte et retirer le microcontrôleur. Il est maintenant prêt à l'emploi.

Reprogrammation

En phase de développement, il est rare que le programme fonctionne parfaitement du premier coup, et même si c'est le cas, on peut s'apercevoir à l'usage que le programme mériterait quelques améliorations. Le microcontrôleur doit alors être reprogrammé.

Pour accéder à la mémoire flash, il faut connaître les 8 octets de sécurité. On doit les spécifier dans la boîte de dialogue "Attempting to contact target and pass security" : les derniers codes de sécurité utilisés par le programme apparaissent dans l'ordre

4 Fenêtre mémoire

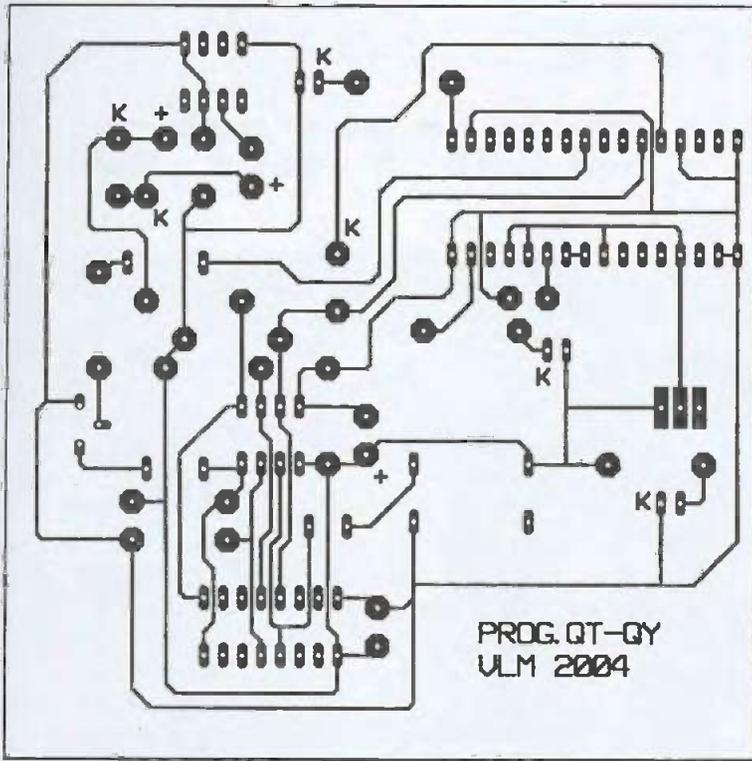
Address	Value 1	Value 2	Value 3	Value 4	Value 5	Value 6	Value 7	Value 8
FFB0	FF							
FFB8	FF							
FFC0	15	19	FF	FF	FF	FF	FF	FF
FFC8	FF							
FFD0	FF							
FFD8	FF							
FFE0	F8	00	F8	00	F8	00	F8	00
FFE8	F8	00	F8	00	F8	00	F8	00
FFF0	F8	00	F8	00	F8	00	F8	00
FFF8	F8	00	F9	31	F8	01	F8	07

octets oscillateur = 15 19

octets de sécurité = F8 00 F8 00 F9 31 F8 01

Nomenclature

- K1 : inverseur pour circuit imprimé au pas de 2,54 mm
 - K2 : module USBMOD3 + support de circuit 32 broches (ou 2 rangées de barrette sécable de 16 broches)
 - IC1 : support DIL 8 (pour les HC908QT)
 - IC1_QY : support DIL 16 (pour les HC908QY)
 - IC2 : ICL7660
 - Q1 : oscillateur à quartz 19,6608 MHz ou 9,8304 MHz (implantation DIL 14)
 - D1, D5, D6 : diode 1N4148
 - D2, D3, D4 : Leds de signalisation (couleurs selon convenance)
 - T1 : BC109C
 - R1, R6 : 1 k Ω
 - R2 à R5, R7, R8 : 10 k Ω
 - R9, R10 : 220 Ω
 - C1 : 1 μ F
 - C2 et C3 : 10 μ F tantale
 - C4 : 100 nF MKT
 - C5 : 100 nF céramique
- En ce qui concerne les microcontrôleurs, et vu leur très faible coût, l'auteur conseille l'achat de plusieurs exemplaires des modèles suivants : QT1, QT4 et QY4



5 Tracé du circuit imprimé

inverse d'utilisation (le plus haut dans la liste étant le dernier utilisé). Si on travaille toujours avec le même microcontrôleur, pas de souci. Si on a utilisé le logiciel de programmation entre temps pour d'autres travaux, alors il y a de fortes chances que l'on ne sache plus quel est le code à entrer. Deux solutions : le récupérer à partir du fichier S19 ayant servi à programmer le microcontrôleur (bouton "load" from S19) ou forcer l'entrée dans le mode monitor en cochant "Ignore security failure...". Il faudra alors effacer la mémoire du microcontrôleur pour pouvoir continuer le travail avec lui.

De toute façon, il faudra toujours effacer le microcontrôleur avant de pouvoir le reprogrammer.

Il ne reste plus qu'à se lancer dans la programmation de ces microcontrôleurs.

L'article "Programmation facile avec Processor Expert" montre comment aborder sans peine cette tâche.

V. LE MIEUX

Références :

Site Motorola : www.mot-sps.com

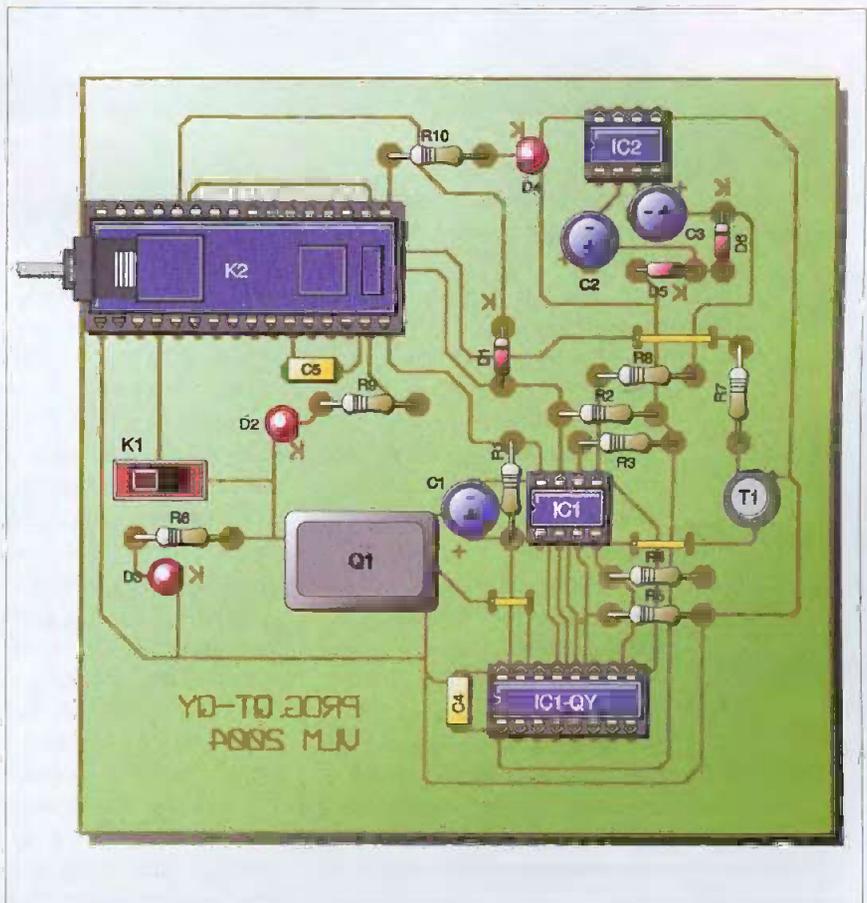
Site P&E microsystem : www.pemicro.com

L'ouvrage de l'auteur : "L'USB pour tous"

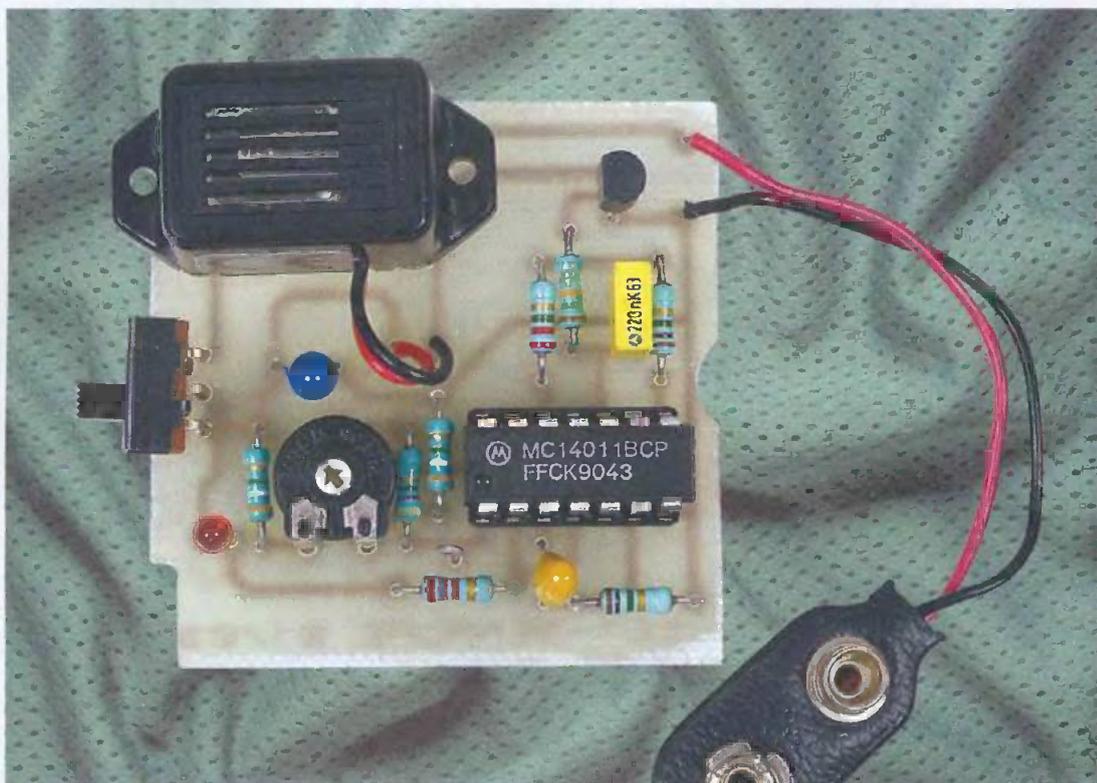
Éditions DUNOD/ETSF (www.dunod.com)

Pages perso : <http://home.nordnet.fr/~vlemieux/>

6 Implantation des éléments



Alarme pour serrure



Un vieil adage dit qu'il vaut mieux prévenir que guérir. C'est cette idée simple qui nous a incité à développer un dispositif qui déclenche une alarme sonore dès qu'une personne touche les parties métalliques conductrices d'une serrure, que ce soit avec de bonnes ou de mauvaises intentions.

Dans ce dernier cas, il y a fort à parier que la personne mal intentionnée reporte son intérêt vers une autre habitation pour éviter de se faire prendre.

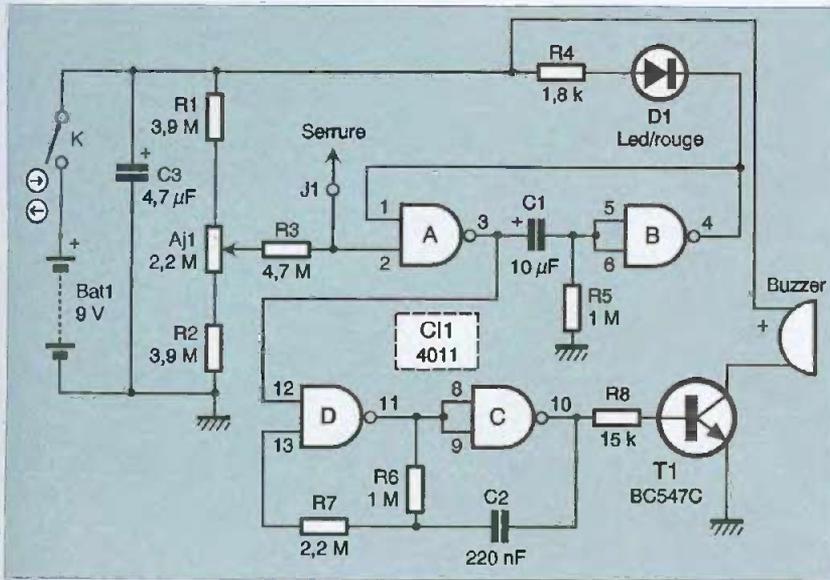
Le champ d'application typique de ce dispositif couvre bien entendu les serrures de toutes les portes de nos habitations mais aussi celles des meubles. Pour être efficace, les serrures protégées ne devront en aucun cas être reliées à la terre, ou recouvertes de couches de peinture isolante, ce qui exclut les portes métalliques et les serrures à plusieurs points d'ancrage dont un au moins est en contact avec le sol.

À cette restriction près, tous les essais que nous avons conduits ont permis d'obtenir le résultat escompté à savoir le déclenchement de l'alarme interne au montage dès qu'on touche la serrure.

Schéma du montage et analyse du fonctionnement

Le schéma complet de l'alarme est proposé à la **figure 1**. Le détecteur proprement dit est une simple porte NAND (C1A) en technologie CMOS dont l'entrée est polarisée à proximité du point de basculement par les éléments R1, R2, AJ1 et R3. Au repos, le réglage de AJ1 force la sortie de la porte C1A au niveau bas. Cela impose que le potentiel appliqué sur la patte 2 soit légèrement supérieur au seuil de basculement de la porte NAND. Dès qu'une personne touche la serrure métallique à laquelle est reliée l'entrée 2 de C1A, il en résulte une modification du potentiel de cette entrée qui entraîne le basculement de la sortie (pin 3) à l'état haut. Ce changement

d'état est transmis par C1 à l'entrée de C1B dont la sortie passe au niveau bas puisque cette porte est câblée en simple inverseur. Ces deux portes associées à C1 et R5 constituent un monostable dont la durée de l'état instable est $T = 0,7.R5.C1$ soit environ sept secondes avec les valeurs prises pour C1 et R5. Pendant cette durée, la sortie de C1A qui est à l'état haut valide le fonctionnement de l'astable bâti autour des portes C1C et D associées à R6, R7, C2. Les états hauts du signal carré (de période voisine de 0,4 seconde) que l'on récupère sur la patte 10 de C1C provoquent la mise en conduction du transistor T1 donc le fonctionnement du buzzer disposé dans son circuit de collecteur. L'alternance d'états hauts et bas produit un bip-bip qui attire beaucoup plus l'attention qu'un son continu. À la fin de la période du monostable, le



1 Schéma de principe

potentiel de la patte 12 de C1D revient à zéro ce qui inhibe l'astable et par voie de conséquence le buzzer. Les chronogrammes de la **figure 2** montrent l'évolution des signaux que nous venons d'évoquer. La led D1 dont le courant est limité par R4 s'allume pendant toute la période d'activité du monostable. Cet élément visuel de l'état du détecteur de toucher n'est pas indispensable au fonctionnement du montage mais il constitue un élément utilisable par des personnes mal enten-

dantes. La consommation au repos n'est que de 40 µA, ce qui autorise l'alimentation du module par une pile 9 V de type 6F22.

Réalisation pratique

L'ensemble des composants trouve place sur le circuit imprimé dont le typon à l'échelle 1 est donné à la **figure 3**. Comme on peut le constater sur la **figure 4** qui fournit l'implan-

tation à respecter, même le buzzer électromagnétique à électronique incorporée est fixé sur le circuit imprimé.

L'implantation des composants ne pose aucune difficulté particulière. Il faut simplement respecter l'orientation représentée pour les condensateurs au tantale qui sont des éléments polarisés ainsi que pour le circuit intégré 4011, la led, le transistor T1 et le buzzer dont le fil rouge (pôle positif) doit être relié au point de liaison le plus proche de l'inverseur K. Pour la diode led, on laissera aux pattes une longueur suffisante pour que le sommet de celle-ci affleure le boîtier prévu pour ce module. Précisons au passage que les dimensions du circuit imprimé sont adaptées à l'insertion dans un coffret MMP de type C1 (85 x 59 x 26 mm) pourvu d'un logement pour les piles de type 6F22.

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5% :

- R1, R2 : 3,9 MΩ (orange, blanc, vert)
- R3 : 4,7 MΩ (jaune, violet, vert)
- R4 : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
- R5, R6 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R7 : 2,2 MΩ (rouge, rouge, vert)
- R8 : 15 kΩ (marron, vert, orange)
- AJ1 : 2,2 MΩ ajustable horizontal PIHER

- C1 : 10 µF/16 V tantale goutte
- C2 : 220 nF/63 V milfeuil
- C3 : 4,7 µF/16 V tantale goutte

C11 : 4011 CMOS (4 NANDS 2 entrées)

T1 : BC547C NPN

D1 : led 3 mm rouge

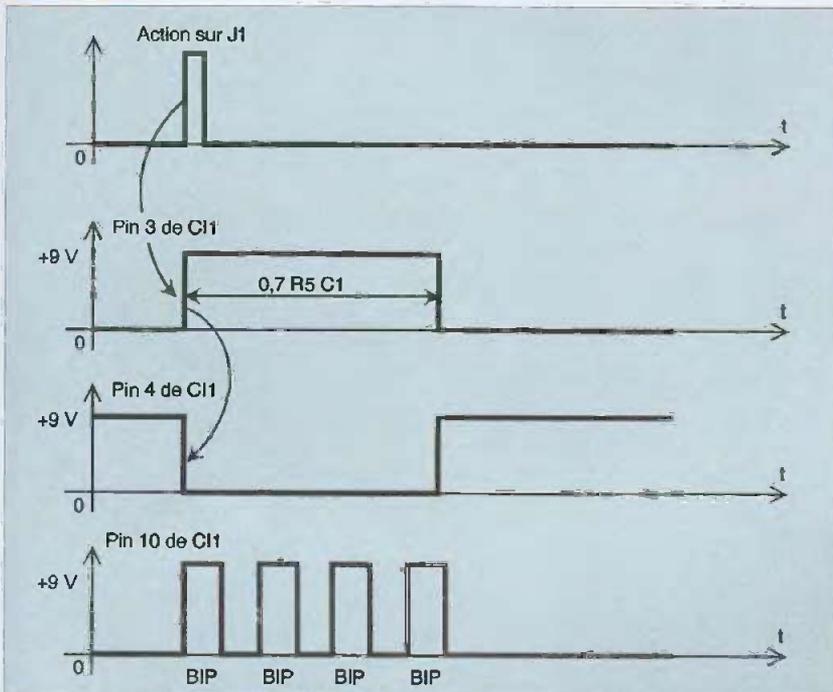
K : inverseur à glissière, coudé, 1 circuit

1 buzzer électromagnétique 5V

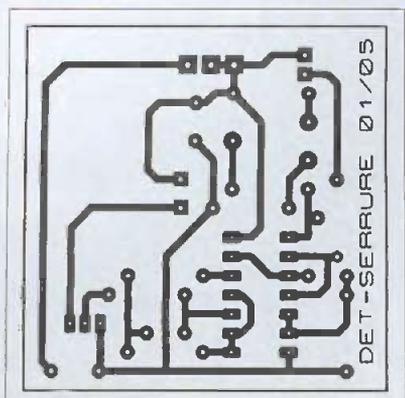
électronique incorporée

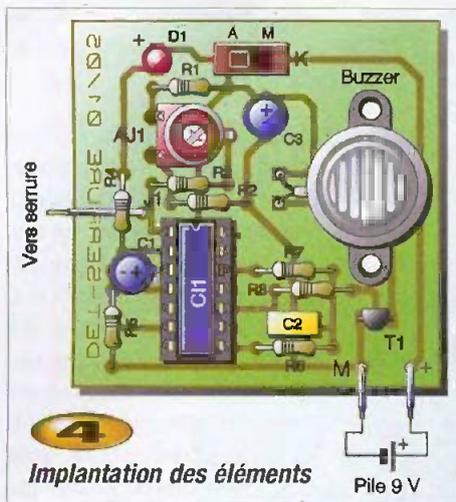
1 coffret MMP type C1

2 Chronogrammes



3 Tracé du circuit imprimé





Réglage et mise en service

Une fois câblé, la mise au point du montage consiste à régler AJ1 correctement afin que la sortie de la porte NAND C1A soit au niveau bas (ce qui impose le silence au buzzer) mais que dans le même temps, cette porte logique soit prête à basculer au moindre contact de la main avec le point J1. On peut déjà procéder

à un premier réglage sur table, mais il faudra probablement retoucher celui-ci lorsque l'on mettra le détecteur en place avec liaison à la serrure à surveiller. Pour assurer la liaison entre le module et la serrure sous surveillance, un simple fil isolé sous plastique (éventuellement multibrins) fera l'affaire. Côté serrure, ce fil pourra entourer l'une des vis de fixation. On fixera le boîtier du détecteur sur

la porte à l'aide d'adhésif double face. Si vous avez des enfants en bas âge, ce module pourra servir d'alarme pour les armoires à pharmacie et les placards dans lesquels vous mettez les produits ménagers qui constituent un danger important quand ils sont manipulés sans précaution. Une raison de plus de le réaliser au plus vite.

F. JONGBLOËT

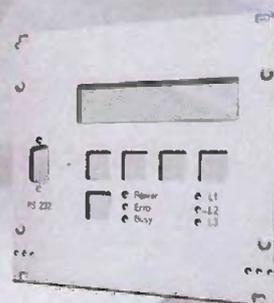
Schaeffer
AG

FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

A l'aide du Designer de Faces Avant, disponible gratuitement sur internet ou sur CD, vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle.

- Calcul des prix automatique
- Délai de livraison: entre 5 et 8 jours
- Si besoin est, service 24 / 24



Exemple de prix: 28,15 € majoré de la TVA /des frais d'envoi

Lead

COURS N° 16 : ET SI ON PARLAIT : « TUBES »

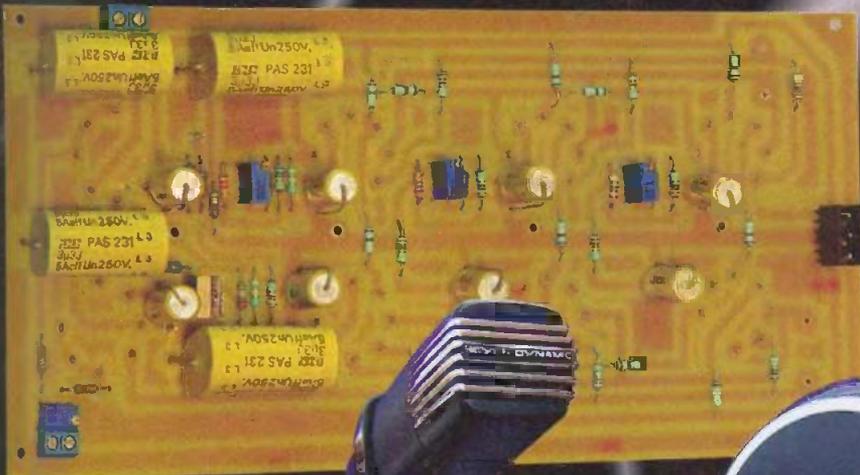
L'AMPLIFICATION EN TENSION ET PUISSANCE

AMPLIFICATEUR HYBRIDE 20 Weff À 6C19

ENSEMBLE DE PRISE DE SON : PRÉAMPLI MICRO

PROTECTION INTELLIGENTE POUR HP

AMPLIFICATEUR DE 30 Weff À TÉTRODES 6005



**MODULE
AMPLIFICATEUR
DE 30 Weff**



**Protection
intelligente
pour HP**



ACTUELLEMENT EN KIOSQUE

ENSEMBLE DE PRISE DE SON

Détecteur de métal pour murs et cloisons



Dans les habitations actuelles, les techniques de construction des cloisons et contre cloisons utilisent un mélange de rails métalliques verticaux et horizontaux sur lesquels sont vissées des plaques de plâtre pris en sandwich entre deux feuilles cartonnées plus connues sous le nom de BA13 (13 étant l'épaisseur en mm des dites plaques). La nature et le poids des objets (cadre, étagère ou autre) que l'on souhaite fixer sur ces cloisons requièrent un mode d'ancrage adapté.

Il est donc intéressant de savoir si l'endroit choisi pour un perçage se trouve ou non en face d'un rail métallique. Le module que nous vous proposons de réaliser permet de détecter aussi bien les rails de fixations que les vis masquées par de l'enduit et, dans une certaine mesure, les lignes électriques, pour peu qu'elles soient assez proches de la surface à percer.

Principe de fonctionnement

Le principe retenu pour ce détecteur repose sur l'absorption d'énergie qui résulte de l'introduction d'un morceau de métal dans le champ magnétique rayonné par un bobinage (appelé émetteur) soumis à une tension sinusoïdale. Ce phénomène produit une variation de la tension présente aux bornes d'un second bobinage (capteur) placé à proximité de l'émetteur (figure 1). Il suffit d'exploiter cette variation de tension pour bénéficier d'un détecteur de métal simple mais efficace.

Schéma structurel

Sur le schéma de la figure 2, le bobinage émetteur précédemment évoqué porte la référence L1, alors que le capteur est L2. La tension sinusoïdale qui alimente L1 est issue de l'oscillateur Colpitts bâti autour de T1.

L'inductance L1 associée aux condensateurs C3 et C4 fixe la fréquence de travail de cet oscillateur à environ 20 kHz. C'est en réglant l'ajustable AJ1 que l'on permet ou non l'entrée en oscillation de cet étage. Les signaux recueillis aux bornes du bobinage capteur L2 sont amplifiés par le transistor T2 qui fonctionne en émetteur commun afin de bénéficier d'une forte amplification. Le condensateur C6, en série avec L2, empêche celle-ci de court-circuiter la résistance R4 qui définit avec R3 le point de repos de T2. L'impédance de sortie de cet étage amplificateur étant assez élevée, il n'est pas possible de lui connecter directement un détecteur de crête sans que cela n'occasionne une forte réduction de son amplification. C'est pour cette raison que nous avons

intercalé l'étage suiveur réalisé avec l'amplificateur opérationnel U1. Le détecteur de crête que nous venons d'évoquer est constitué des éléments D1, D2, R7, P1 et C8. La tension quasi continue présente aux bornes de C8 est égale à l'amplitude du signal capté par L1 (amplifiée par T2). Cette tension dont la valeur est modifiée par l'introduction d'un morceau de métal dans l'environnement commun à L1 et L2 dépend aussi de l'amplitude rayonnée par L1 donc de la tension d'alimentation de l'oscillateur et de la température ambiante. Ces derniers paramètres variant lentement, nous ne pouvons détecter les variations d'amplitude du signal recueilli par L1 avec un comparateur dont le seuil de comparaison aurait été fixé une fois pour toute. C'est pour cette raison que nous avons utilisé le circuit « moyeneur » constitué de R8 et C9 afin de créer un seuil de comparaison dépendant des conditions ambiantes de fonctionnement.

Le comparateur (U2) utilisé est un LM311 dont on stabilise les basculements erratiques grâce au condensateur C10 placé en parallèle sur les entrées. La sortie du comparateur s'effectue sur l'émetteur du transistor de sortie (patte 1 de U2). Au repos, la tension sur cette sortie est formée d'impulsions (de même fréquence que celle de l'oscillateur) d'amplitude dépendant du réglage de P1, donc en fait de la constante de temps du détecteur de crête. En augmentant P1, on rapproche les niveaux de tensions appliquées aux 2 entrées du comparateur ce qui a pour conséquence d'augmenter la sensibilité du détecteur. En cas de détection de métal, l'amplitude des impulsions présentes sur la patte 12 de U3 (point test PT2) passe brusquement de quelques centaines de

minutieux du câblage en s'appuyant sur le schéma d'implantation de la **figure 4**. Côté cuivre, il est recommandé d'utiliser une loupe pour contrôler d'éventuels ponts de soudure reliant deux pistes voisines ainsi que l'existence de soudures sèches ou oubliées.

Après avoir réglé P1 au minimum et alimenté le montage avec une pile 9 V, on pourra s'assurer du bon fonctionnement de l'oscillateur et de l'amplificateur du capteur en disposant un oscilloscope entre le point test PT1 et la masse. L'ajustable AJ1 étant positionné à mi-course, nous avons pu y observer un signal sinusoïdal de valeur moyenne 4,5 V, de fréquence légèrement supérieure à 20 kHz et d'amplitude voisine de 1 V. En jouant sur AJ1, on cherchera un mode de fonctionnement similaire. À défaut d'oscilloscope, on peut utiliser un fréquencemètre pour contrôler l'existence d'un signal périodique de fréquence voisine de 20 kHz prouvant que l'oscillateur fonctionne. On pourra aussi contrôler avec un voltmètre continu que le potentiel continu de PT1 est proche de 4,5 V mais on n'aura

aucun autre renseignement, en particulier concernant l'amplitude et la forme du signal amplifié, sans oscilloscope.

Si vous constatez un fonctionnement ayant les caractéristiques décrites ci dessus, il y a fort à parier que le buzzer se sera déjà manifesté à plusieurs reprises, même avec P1 au minimum, puisque le simple fait de passer une lame de tournevis devant l'une ou l'autre des bobines suffit à créer une absorption d'énergie. En laissant P1 réglé au minimum, on dispose déjà d'un appareil assez sensible. On peut encore augmenter cette sensibilité en tournant P1 dans le sens horaire. Il faudra cependant éviter de dépasser le point d'accrochage (auto oscillation du montage) que l'on reconnaît à la succession permanente de BIPs qui en découlent.

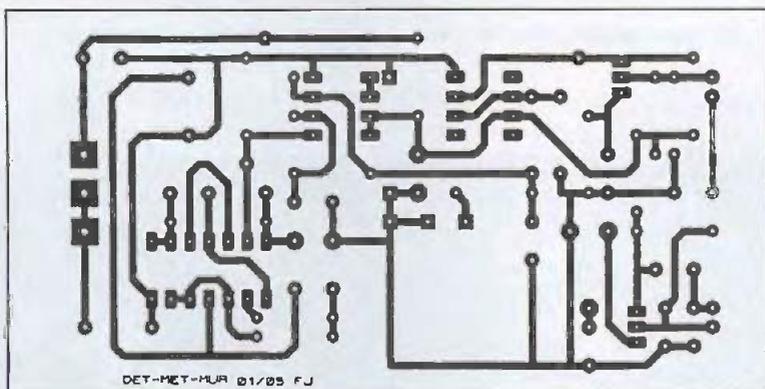
L'utilisation du détecteur consiste à le déplacer au niveau de la surface des cloisons ou des murs, dans la zone où l'on a décidé de placer une fixation. Les deux bobinages seront maintenus aussi près que possible (5 à 10 mm) de la surface à l'étude. Attention, le

détecteur restera sans réaction si vous le maintenez sans le déplacer puisqu'il ne réagit qu'aux variations de champ magnétique. Si le détecteur émet un bip au niveau du point d'ancrage envisagé, vous devrez tenir compte de son indication pour adapter la technique de perçage et le mode de fixation (choix des chevilles de fixation différent suivant la nature du matériau) et faire très attention à ne pas endommager un câble d'alimentation qui peut aussi être à l'origine de la détection. Pour éviter tout désagrément, il peut être judicieux de déplacer le point d'ancrage prévu si cela est possible.

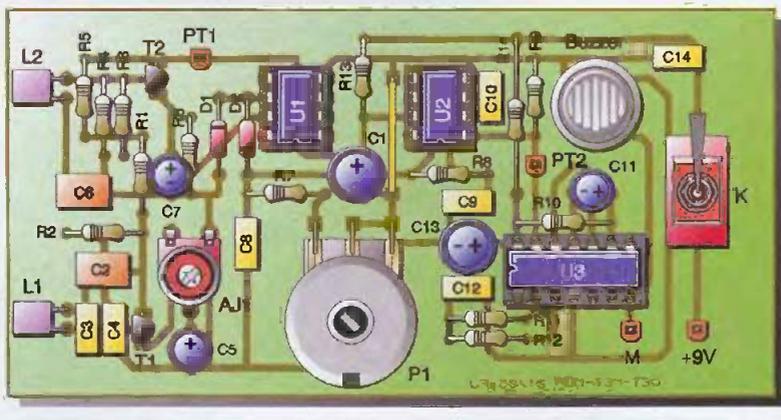
Dans tous les cas, il est recommandé de faire preuve de la plus extrême prudence avant de percer un mur car tout détecteur, quel qu'il soit, n'est pas infallible et on n'est jamais certain de ne pas rencontrer, à quelques centimètres de profondeur, une canalisation électrique que la sensibilité du détecteur n'aurait pas permis de déceler.

F. JONGBLOËT

3 Tracé du circuit imprimé



4 Implantation des éléments



Nomenclature

Résistances 1/4 W 5% :

- R1 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R2, R8 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
- R3, R10 : 270 k Ω (rouge, violet, jaune)
- R4 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
- R5 : 18 k Ω (marron, gris, orange)
- R6 : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R7, R11 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R9, R12 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

AJ1 : 470 Ω ajustable horizontal

P1 : 100 k Ω potentiomètre

C1, C13 : 100 μ F/16 V chimique radial

C2, C9 : 470 nF/63 V milfeuillet

C3, C14 : 100 nF/63 V milfeuillet

C4 : 220 nF/63 V milfeuillet

C5, C7, C11 : 4,7 μ F/25 V tantale goutte

C6 : 1 μ F/63 V milfeuillet

C8 : 47 nF/63 V milfeuillet

C10 : 220 pF céramique

C12 : 10 nF/63 V milfeuillet

L1, L2 : 1 mH inductances radiales

T1, T2 : BC547C transistor NPN

D1, D2 : 1N4148 diode de signal

U1 : TL081 Amplificateur opérationnel

U2 : LM311 comparateur

U3 : MC14001 BCP quadruple NOR à 2 entrées

K : inverseur unipolaire 2 positions à souder
Buzzer : modèle piezo sans électronique à souder sur CI (D = 15 mm)

PT1, PT2 : picots à souder

2 supports DIL 8 pattes

1 support DIL 14 pattes

1 coupleur pour piles 9 V