

électronique

n° 54

avril 1993

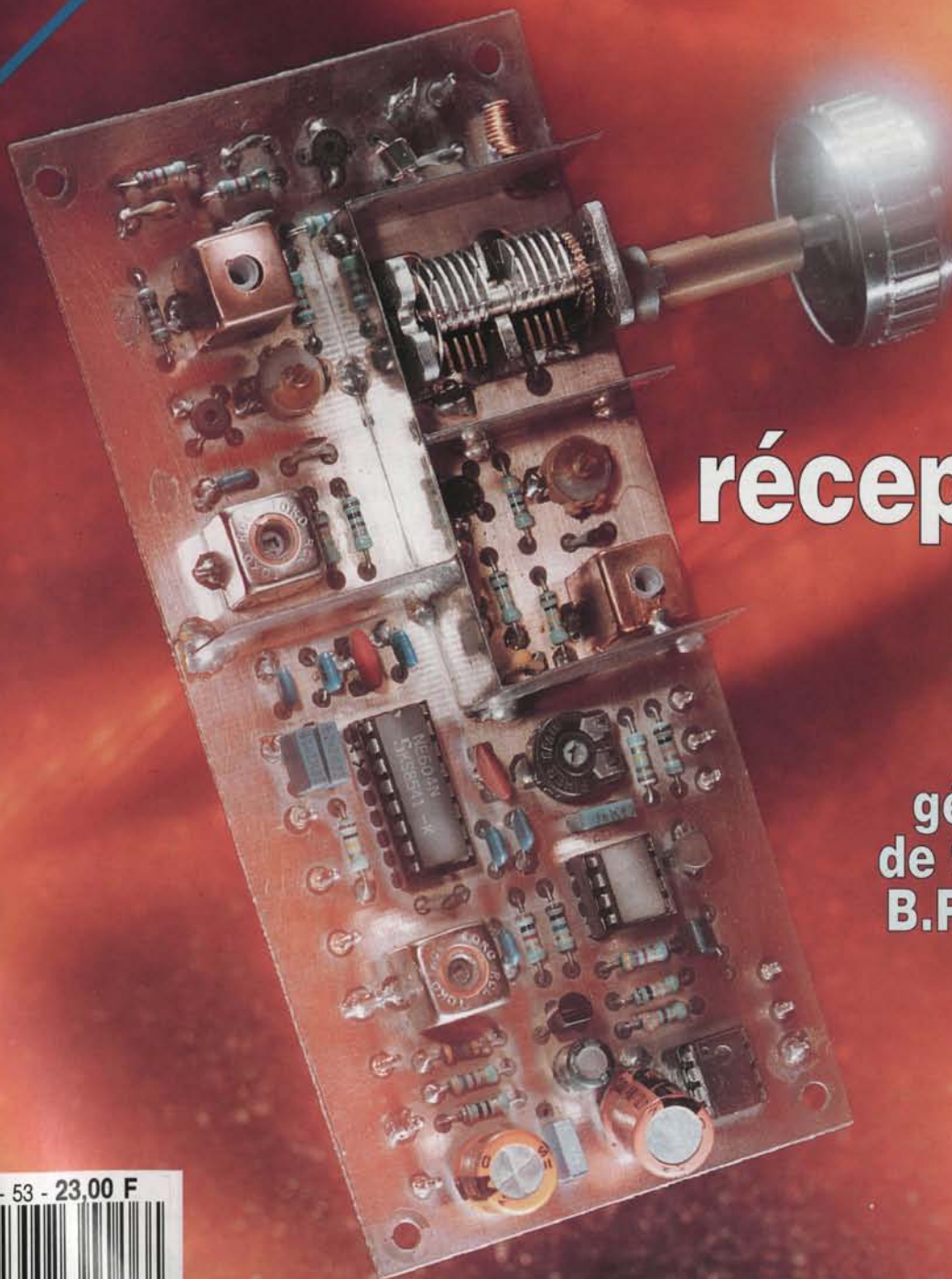
23 FF/168 FB/8,20 FS
mensuel

**régulateur de vitesse
pour moteur C.C.**

**la logique : Boole,
De Morgan et
Karnaugh**

**récepteur
VHF**
2ème partie

**générateur
de fonctions
B.F. : le C. I.**



explorez l'électronique

M2510 - 53 - 23,00 F



Photo White Light - Genk (B)

lecture

Rési & Transi : bande dessinée	4
Le calcul des composants : suite	6
Accumulateurs de sauvegarde	19
Composants à effet Peltier : quoi ? comment ?	42
Transistor commutateur	44
Transistor inverseur	50
Astuce : lampe de poche solaire	51
Petites Annonces Gratuites	58

au sommaire d'elex 54, avril 1993

8	un casse-tête logique « Il était une fois un paysan, une chèvre et un chou... »
16	un générateur de fonctions B.F. deuxième partie : sinus et... cuivre
22	un chenillard avec dessin de circuit imprimé !
26	un circuit de régulation de vitesse pour moteur à courant continu avec dessin de circuit imprimé !
32	une alarme universelle et simple
35	un récepteur VHF – suite et fin avec dessin de circuit imprimé !
45	silence radio pour couper automatiquement la radio dès que vous décrochez le téléphone
48	pile ou secteur
52	un bouchon électronique

réalisations

Annonceurs: AG ELECTRONIQUE p. 30 –
 B.H. ÉLECTRONIQUE p. 31 –
 CENTRAD p. 63 – CIF p. 57 – COMPOSIUM p. 31 –
 DIGITAL p. 7 – ELC p. 63 – ELECTRON SHOP p. 30 –
 JACKSON DIFFUSION ELECTRONIQUE p. 31 – J.REBOUL p. 31 –
 LAYO FRANCE p. 31 – LOISIRS ELECTRONIQUES p. 31 –
 MAGNÉTIK FRANCE p. 41 – MICROPROCESSOR p. 31 –
 NICE COMPOSANTS DIFFUSION p. 31 –
 PUBLITRONIC pp. 58, 59, 60, 61 et 62 –
 SÉLECTRONIC pp. 2, 61, 62 et 64 – SPESYS p. 31 – SVE ELECTRONIC p. 31 –
 TSME p. 31 – URS MEYER ELECTRONIC SA p. 31 –



LES BIDOUILLERIES DE

DIS DONC...

C'EST BIEN JOLI, TOUT ÇA, MAIS ÇA MARCHE COMMENT ?



TU TE SOUVIENS QUE LE DÉFAUT DE NOTRE PREMIER MONTAGE ÉTAIT L'IMPRÉCISION ?

TU PARLES !

AVEC CE BANC PRO, CE PROBLÈME DISPARAIT !

TIENS DONC !



D'ABORD, TU VAS POUVOIR SÉLECTIONNER LE MODE D'ENREGISTREMENT :

- IMAGE + SON 1 ET/OU 2.
 - IMAGE SEULE
 - SON 1 ET/OU SON 2,
- PUISQU'ON DISPOSE ICI DE 2 CANAUX AUDIO.



DEUX CANAUX AUDIO ??



COMMENTAIRE
OU MUSIQUE

SON SYNCHRONES

OUI. TU POURRAS AINSI, TOUT EN GARDANT LE SON SYNCHRONES (AMBIANCE) RAJOUTER TOUT AUTRE SON DÉSIRÉ.

TOUTES LES COMBINAISONS SONT POSSIBLES ?



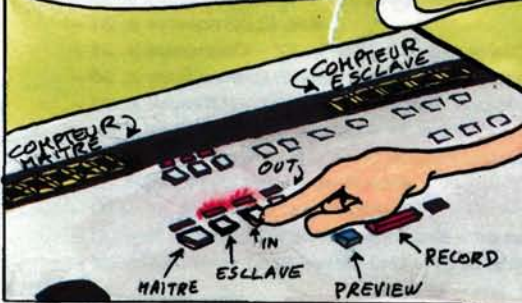
PRATIQUEMENT OUI. MAIS VENONS EN À L'IMAGE. GRÂCE À CETTE MOLETTE TU VAS POUVOIR CHOISIR TES SÉQUENCES AVEC UNE PRÉCISION À LA TRAME PRÈS

1 ÈME DE 25 SECONDE ?



OUI. UNE FOIS QUE TU AS FAIS CE CHOIX, TU INTÈGRES LE DÉBUT DE TA SÉQUENCE SUR LE PILOTE (CÔTÉ "MAÎTRE") BOUTON "IN", ET LA FIN, BOUTON "OUT".

ENSUITE, TU SÉLECTIONNES L'IMAGE DE FIN DE LA DERNIÈRE SÉQUENCE ENREGISTRÉE ("IN" SUR LA PARTIE COMMANDE L'ESCLAVE) LEDS ALLUMÉES.



GRÂCE À LA TOUCHE "PREVIEW" TU VÉRIFIES QUE "ÇA COLLE".



SI "ÇA COLLE", TU ENREGISTRES DÉFINITIVEMENT AVEC LA TOUCHE "RECORD"



Un générateur électrique serait une source de tension parfaite si l'on mesurait toujours la même différence de potentiel entre ses bornes, quel que soit le courant qu'il débite. Lorsqu'il ne débite pas de courant, cette différence de potentiel (mesurée avec un voltmètre de très grande résistance qui représente donc une charge infime) nous l'appelons sa **force électromotrice** ou E . Comme aucun générateur électrique n'est parfait, lorsqu'il débite du courant dans une charge R_c plus grande (résistance plus petite) que celle représentée par le voltmètre dont nous parlions (figure 1), il provoque lui-même une chute de tension. La cause de cette chute de tension est appelée **résistance intérieure** du générateur ou R_i . Elle est proportionnelle au courant I débité. Nous pouvons donc écrire la tension U_u (différence de potentiel entre les bornes du générateur) :

$$U_u = E - (R_i \cdot I)$$

Lorsqu'on a à faire à des piles, cette résistance intérieure varie progressivement au cours du temps. Elle est de plus assez élevée comparée à celle des accumulateurs au plomb (quelques centièmes d'ohm seulement).

exemple

D'une pile de 4,5 V un électronicien tire 100 mA. Comme il a besoin de connaître la tension dont il peut disposer, il a mesuré la résistance intérieure de sa pile et trouvé 5 Ω pour R_i . La tension aux bornes de la pile est donc en fait :

$$U_u = E - (R_i \cdot I)$$

$$U_u = 4,5 - (5 \cdot 0,1) = 4 \text{ V}$$

La mesure de la résistance intérieure d'une pile s'effectue au voltmètre. On mesure la tension à vide aux bornes de la pile, puis la tension aux bornes d'une charge connue. Il est alors possible de calculer I , l'intensité du courant ($I = U/R_c$).

générateurs en série

Sans doute savez-vous que plusieurs générateurs en série permettent d'obtenir une source de tension plus élevée. Un baladeur qui contient par exemple deux piles de 1,5 V fonctionne sous 3 V. Ces

Nous poursuivons le rappel des notions élémentaires commencé le mois dernier puisque de nombreux lecteurs nous le demandent. Une lecture rapide devrait permettre aux plus savants de constater qu'ils n'ont rien oublié. Les autres ne s'attarderont pas non plus : tout ceci est assez simple quoiqu'important.

bases de calcul ou calculs de base générateurs de tension continue

sources de tension en parallèle (danger !!)

piles sont en série comme sur la figure 2. La tension totale, U_{tot} aux bornes d'une série de sources de tension U_1, U_2 etc. est égale à la somme des tensions disponibles aux bornes de chacune des sources :

$$U_{\text{tot}} = U_1 + U_2 + U_3 + \text{etc.}$$

Le courant qui traverse l'ensemble du circuit est le même en tous ses points de sorte que (figure 2) toutes les sources de tension sont parcourues par le même courant : $I_{\text{tot}} = I_1 = I_2$

Ce courant total est en fait celui que peut débiter le plus faible des éléments en série. La résistance intérieure du générateur équivalent est bien sûr égale à la somme des résistances intérieures de chacun des générateurs en série.

exemples

Combien d'éléments de 1,5 V de force électromotrice en série contient une pile de 4,5 V ? La réponse est immédiate : $4,5/1,5 = 3$. Autre exemple : la force électromotrice d'une batterie d'automobile est de 12 V. Combien d'accumulateurs en série contient-elle si la force électromotrice de chacun d'eux est de 2 V ? La réponse est bien sûr de six.

Il est aussi possible, théoriquement, de câbler des générateurs identiques en parallèle. Quel est l'avantage de tels grou-

pements puisque la tension aux bornes de l'ensemble est égale à la tension aux bornes d'un élément (figure 3) ? C'est simple, si une pile de 4,5 V ne peut débiter sans risque 200 mA en régime permanent, ce n'est plus un problème pour deux piles de 4,5 V qui fourniront chacune 100 mA. Autre avantage : si chacun des éléments en parallèle a la même résistance intérieure R_{i1} , la résistance intérieure du générateur équivalent R_{itot} est telle que :

$$1 : R_{\text{itot}} = 1 : R_{i1} + 1 : R_{i1} + \text{etc.}$$

Si le nombre d'éléments est n , nous avons :

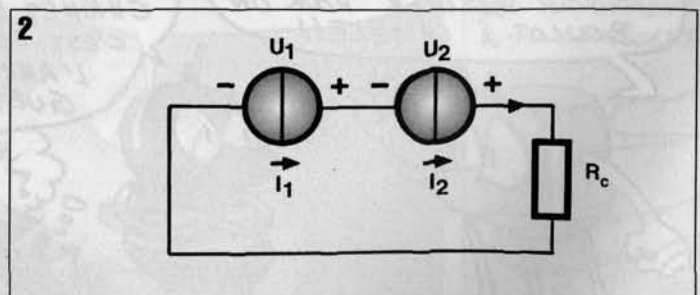
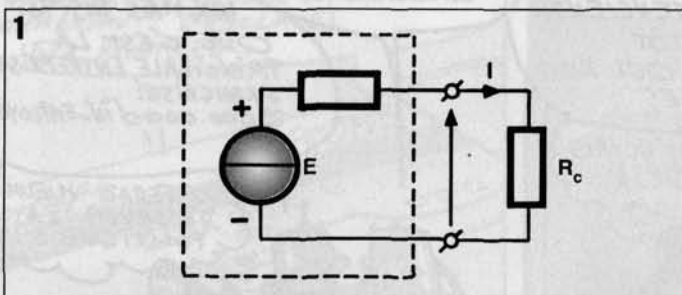
$$1 : R_{\text{itot}} = n : R_{i1}$$

d'où : $R_{\text{itot}} = R_{i1} : n$

La résistance intérieure du générateur équivalent est égale à la résistance intérieure d'un des générateurs divisée par le nombre de ceux-ci.

exemple

Reprenons la pile de 4,5 V de force électromotrice dont la résistance intérieure était de 5 Ω . Associons-lui en parallèle sa sœur jumelle (même fabrication, même âge, même usure) pour faire débiter 100 mA au générateur ainsi construit. Nous obtenons un générateur de 4,5 V de force électromotrice dont la résistance intérieure est de 2,5 Ω ($R_i/2$). Quelle est la





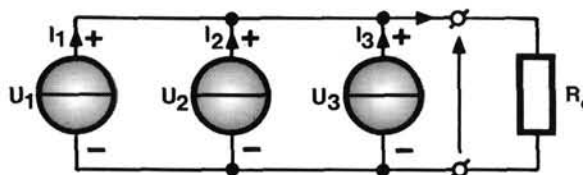
tension U_u à ses bornes s'il débite un courant de 100 mA (0,1 A) d'intensité ?

$$U_u = 4,5 - (2,5 \cdot 0,1) = 4,25 \text{ V}$$

Chaque pile ne débite cependant plus que 50 mA et il est possible de tirer de leur association un courant bien supérieur à 200 mA en régime permanent (théoriquement) sans risque pour l'un ou l'autre des éléments.

Pratiquement, des sources de tension tout à fait identiques n'existent malheureusement pas : elles présentent toujours une différence qui peut poser de graves pro-

3



blèmes. Une source de tension associée en parallèle avec une autre dont le niveau est plus élevé va recevoir du courant de cette dernière. Si nous avons à faire à des accumulateurs identiques qui n'ont pas la même charge, leur association en parallèle va permettre au moins chargé de se charger au détriment des autres. L'équilibre finira par se faire. En revanche, si ce sont des piles "non rechargeables" qui sont associées, le déséquilibre va transformer celles aux bornes desquelles la tension est plus faible en bacs d'électrolyse, c'est-à-dire en consommateurs d'énergie. La pile de pile s'utilisera rapidement, même si l'on ne s'en sert pas. Pour finir, le couplage en parallèle d'alimentations réglables n'est pas non plus satisfaisant : dans de nombreux cas la régulation ne fonctionne plus, ou pire, l'une ou l'autre

des alimentations avale son bulletin de naissance. Elles ne sont en effet pas faites pour recevoir du courant et, le plus souvent, aucune protection n'est prévue contre ce genre d'incident. Il est donc conseillé d'éviter le branchement en parallèle d'alimentations ou de piles même si leurs caractéristiques sont (apparemment) identiques. On trouve cependant des associations en parallèle de générateurs pour ne citer que les batteries solaires par exemple constituées d'un grand nombre de cellules de 0,5 V de force électromotrice environ qui délivrent des courants de l'ordre de 30 mA/cm² de surface exposée à la lumière. Elles sont associées en parallèle pour délivrer un courant d'intensité suffisante et en série pour obtenir une force électromotrice satisfaisante.

896052



01410 CHEZERY

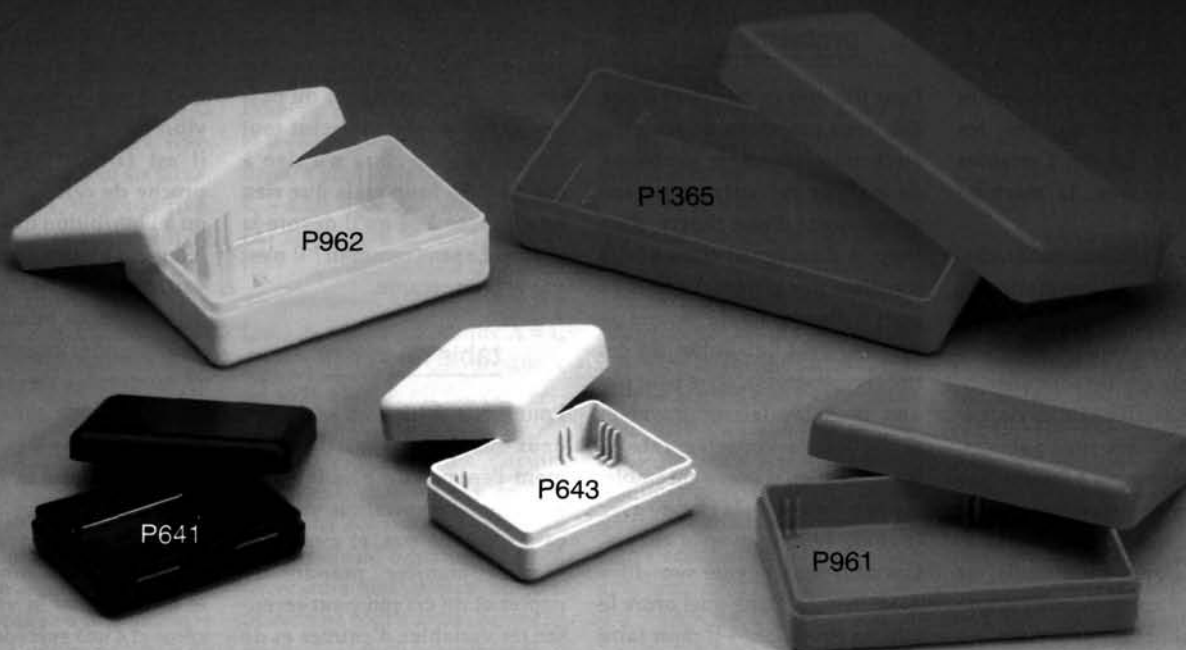
Tel. : 50 56 94 97

Fax : 50 56 95 17

Chassez vos idées noires.

9 coloris disponibles.

40 modèles différents.



il était une fois...

un paysan, un loup, une chèvre* et un chou.

Le quarantième anniversaire de la parution dans les *American Institute of Electrical Engineers Transactions* de « La méthode des tableaux pour la synthèse des circuits de logique combinatoire » de M. Karnaugh n'est pas la raison qui nous amène à vous proposer la conception et la fabrication d'une machine logique. Non, le traitement de l'information est un vaste domaine de l'électronique que nous nous devons d'aborder afin de poursuivre notre exploration. Le problème résolu ici pourrait s'énoncer de la façon suivante: comment, avec le minimum de circuits, réaliser une machine qui simulerait les différentes situations auxquelles peuvent être confrontés les acteurs d'un drame. Certaines sont dangereuses: la machine les détecterait.

Concevoir et réaliser une machine logique qui permette de simuler les diverses solutions d'un problème donné n'est pas très difficile si elles sont dénombrables: il suffit de les envisager toutes avec leurs conséquences. On se rend compte à l'usage que cette façon de procéder conduit d'abord à des schémas grands consommateurs de circuits, or plus les composants d'une machine sont nombreux:

– Plus le risque est grand que l'un d'eux défaille (fiabilité).

– Plus les coûts de fabrication, assemblage et prix des composants, sont élevés (prix de revient).

– Plus la surface qu'ils occupent est importante: ce que les concepteurs de circuits intégrés ont bien sûr toujours à l'esprit (miniaturisation).

Quelques outils, d'emploi très simple, permettent de minimiser c'est-à-dire de trouver des solutions qui utilisent moins de composants et moins de types de composants.

problème

Pour illustrer ce qui vient d'être dit, nous projetons de simuler, électroniquement, le problème de logique suivant: un paysan accompagné d'une chèvre, d'un loup et d'un (gros) chou désire traverser une rivière. La barque dont il dispose ne lui permet de prendre avec lui qu'un de ces trois compagnons. Il ne peut pas non plus les laisser traverser seuls. Pour les conserver intacts, il est exclu qu'il laisse ensemble, sur la même rive, la chèvre avec le chou, le loup avec la chèvre. Ces situations à éviter sont dites dangereuses. Dans quel ordre le paysan procédera-t-il pour faire passer ce petit monde de l'une à l'autre rive? Les quatre protagonis-

nistes, paysan, loup, chèvre et chou, sont représentés par quatre interrupteurs (à bascule), tous dans la même position au début des opérations, tous dans leur deuxième position à la fin. Un interrupteur dans une position signifie que l'acteur concerné est sur une rive, s'il est dans l'autre, il a traversé. Après chaque déplacement, le « cerveau » (qui décide des mouvements) appuie sur une touche de test: de deux choses l'une, si le chou et la chèvre sont intacts, il ne se passe rien; si la chèvre s'est retrouvée avec le chou et/ou le loup, en l'absence du paysan, un sonnerie retentit.

Tout a-t-il été dit? Devons-nous préciser que la présence du paysan sur une rive en exclut tout danger, que le chou n'a rien à craindre du loup mais que rien ne s'oppose à ce qu'il dévore la chèvre. Le sens commun? Il n'est pas pris en compte.

table de vérité

Pour mener à bien un tel projet, deux manières: regarder fixement l'énoncé du problème en attendant l'inspiration, puis, si ça ne marche pas, et c'est là la seconde manière, prendre du papier et un crayon pour recenser les variables d'entrées et de sortie, définir des conventions et, à partir de là, construire une

table de vérité, dans laquelle apparaissent toutes les combinaisons possibles à l'entrée, avec, en face, leur résultat. Pour simplifier l'écriture, les symboles et les conventions adoptées sont les suivants:

A = chou

B = chèvre

C = loup

D = paysan

Lorsque les quatre protagonistes sont sur la rive gauche:

A, B, C, D = 1

S'ils sont sur la rive droite:

A, B, C, D = 0.

Pour le simulateur, "1" correspond à une tension proche de celle de l'alimentation, ou à la circulation d'un courant qui permet à un "effecteur" (ici un vibreur) d'effectuer ce pour quoi il est fait; "0" à une tension proche de celle de la référence ou à l'inhibition de l'effecteur.

Nous disposons donc de quatre variables d'entrée (de A à D), dites binaires puisque chacune peut prendre deux valeurs (0 et 1). Le nombre de combinaisons possibles est donc de $2^4 = 16$ toutes représentées sur la table de vérité (figure 1). Pour ne rien oublier, il est bon de procéder systématiquement: ainsi sous la variable D, vous trouvez 8 zéros et 8 uns; sous la variable C, 4 zéros et 4 uns succèdent à 4 zéros et 4 uns; sous la variable B les zéros et les uns vont par deux, ils

* la chèvre de Monsieur Boole

alternent sous la variable A. Cette façon de « mettre » la table permet d'exclure les erreurs et de représenter toutes les combinaisons possibles une fois et une seule. Les deux colonnes de droite indiquent les situations dangereuses (1) et les autres, sans risque (0) : les "1" et "0" n'ont pas le même sens à l'entrée qu'à la sortie. À l'entrée, "1" signifie que la variable concernée est sur la rive gauche, "1" en sortie signifie qu'il y a danger. De la façon dont la règle est fixée – aucun danger sur la rive où se trouve le paysan – il est facile de remplir à moitié les deux colonnes : lorsque le paysan est sur la rive droite (D = 0), un malheur (1) ne peut se produire que sur la rive gauche, nous n'avons que des 0 sur la rive droite. De même le danger n'existe pas sur la rive gauche quand le paysan y est (D = 1). La première situation dangereuse se produit à la quatrième ligne, c'est-à-dire quand A ET B = 1 ET D = 0 : le chou, A et la chèvre, B sont ensemble sur la rive gauche (1) alors que le paysan D est sur la rive droite (0). Que le loup, C soit alors avec le paysan ne change rien à notre problème (éviter que la chèvre ou le chou soient agressés), comme nous le voyons sur la rive gauche à la huitième ligne ou sur la rive droite à la neuvième ; de même quand le loup est avec la chèvre, la présence du chou n'aggrave ni n'atténue le danger qui est toujours présent (= 1) si le paysan est sur l'autre rive. Nous recensons en tout six situations scabreuses, trois par rive. Comment passer maintenant de cette table à l'électronique ? La notation de Boole, va nous y aider.

Le but de George Boole (1815-1864) était de soumettre le raisonnement logique à des règles de calcul : Boole était un mathématicien. Il se trouve que les outils qu'il a créés vers le milieu du siècle dernier sont particulièrement bien adaptés à la résolution électronique des problèmes de logique. L'œuvre de Boole ne se résume cependant pas à ce que nous allons en dire, qui,

Figure 1 – Table de vérité décrivant les différents événements susceptibles de se produire.

0 = droite 1 = gauche				Rive	
D	C	B	A	G	D
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	1	0
0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	0	0	0	1
1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0
1	1	1	1	0	0

Figure 2 – Première ébauche de logigramme : encore beaucoup trop compliquée.

comme vous allez le voir, n'est pas compliqué. Pour commencer quelques définitions :

1. – Une expression ne peut être que vraie (= 1) ou fausse (= 0).

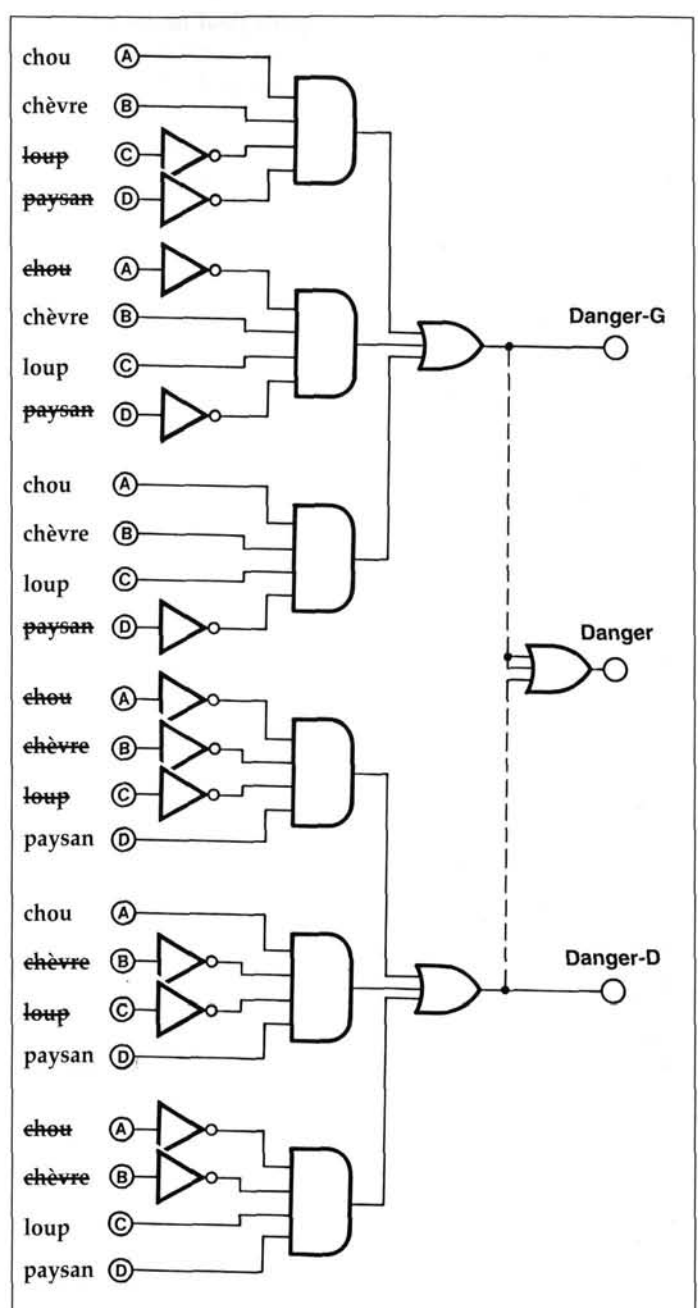
2. – Un point gras (•) représente la fonction ET. Pour que A • B soit vrai (= 1) il faut qu'aussi bien A que B soient vrais.

3. – Un signe plus (+) représente la fonction OU. Pour que A + B soit vrai, il suffit que l'une ou l'autre des variables A et B soit vraie. Si elles le sont les deux, à plus forte raison.

4. – Une barre sur un symbole ($\bar{A}$) représente la fonction NON (négation que permet d'obtenir un inverseur). $\bar{A}$ se dit « NON-A » (ou « A BARRE »). Lorsque $\bar{A} = 1$, A = 0. Autrement dit, si NON-A est vrai, alors A est faux et réciproquement.

La relation avec les circuits logiques CMOS ou TTL ne doit pas vous échapper : portes (ou opérateurs ou fonctions) ET, OU, inverseurs (les portes ET-NON, OU-NON ne sont que des portes ET ou OU suivies d'inverseurs).

Revenons à la table de vérité de la figure 1. Il y a danger (1)



lorsque, par exemple, D = 0 ET C = 0 ET B = 1 ET A = 1. Il est plus simple d'écrire :

$$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} = 1$$

(puisque C = 0, $\bar{C} = 1$ de même pour D.)

Toutes les situations dangereuses de la figure 1 peuvent se noter de la même façon. Puisqu'une seule d'entre elles suffit pour qu'il y ait une catastrophe, nous pouvons n'écrire qu'une égalité par rive en réunissant toutes les situations par des OU (+). Ceci donne pour la rive gauche :

$$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} + A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} = 1$$

OU pour la rive droite :

$$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D = 1$$

le logigramme

Nous en savons assez pour dessiner le schéma avec des fonctions logiques (ou logigramme) de la figure 2 où chaque ligne des dernières relations est représentée par une fonction ET à quatre entrées précédée par des inverseurs, là où c'est nécessaire. Il nous faut ensuite deux fonctions OU à trois entrées pour obtenir le résultat. Comme un circuit intégré en contient trois, il nous en reste une que nous pouvons utiliser pour signaler le danger en

provenance de l'une OU l'autre rive.

Passons à l'inventaire des circuits utilisés: douze inverseurs (deux circuits intégrés contenant chacun six inverseurs); six fonctions ET à quatre entrées (trois circuits intégrés); trois opérateurs OU à trois entrées (un circuit intégré). En tout, six circuits intégrés. Il semble que, vu la simplicité du problème posé, il soit possible de le résoudre à moins grands frais.

La première simplification va de soi sur la figure 3, les signaux d'entrée et leurs inverses sont appliqués à une sorte de bus (autoroute) à huit voies, chaque opérateur ET relié de la façon qui s'impose à ce bus. Ça permet de supprimer huit inverseurs. Pour ne pas laisser inactifs les deux inverseurs de reste (le circuit intégré en contient six), nous les câblerons à la sortie de fonctions OU-NON au lieu de fonctions OU. Nous n'avons plus besoin que de cinq circuits intégrés:

- trois 7421 (2 ET à 4 entrées)
- un 7427 (3 OU-NON à 3 entrées)
- un 7404 (6 inverseurs).

(Vous voyez à leurs références que ces circuits sont des TTL).

L'inconvénient du logigramme de la figure 3 est qu'il ne permet plus, faute d'une fonction OU libre de coupler les dangers des deux rives. L'opérateur OU-NON inutilisé ne satisferait pas à la règle fixée qui veut qu'un danger soit signifié par un "1" en sortie.

La notation de Boole permet donc de passer de la table de vérité à sa traduction électronique. Les noms de *produit logique* donné à l'opération $(a \cdot b)$ et de *somme logique* donné à l'opération $(a + b)$ laissent supposer que les équations de départ obéissent à certaines règles. L'application de ces règles va nous permettre d'en simplifier l'écriture.

algèbre de Boole

Est-il encore possible de simplifier? Certainement, puisque vous avez pu constater, si vous avez feuilleté cet article, que le

schéma final ne contenait plus que trois circuits intégrés pour un résultat identique (voire plus intéressant). Nous allons nous servir maintenant de l'*algèbre de Boole*. Les règles en sont très simples. Attention cependant, si les opérateurs $(\cdot)$ et $(+)$ ont quelques ressemblances avec les signes $(\times)$ et $(+)$ des calculettes, ils n'ont pas toujours les mêmes effets (nous avons marqué d'une $(*)$ les règles qui pourraient étonner un lecteur non averti). Quelles que soient A, B, C, variables binaires, nous avons:

$$(a) \quad A + B + C = (A + B) + C \\ = A + (B + C)$$

$$(b) \quad A + B = B + A$$

$$(c) \quad A + A = A^*$$

$$(d) \quad A + 1 = 1^*$$

$$(e) \quad A + 0 = A$$

$$(f) \quad A + \bar{A} = 1^*$$

$$(g) \quad A \cdot B \cdot C = (A \cdot B) \cdot C \\ = A \cdot (B \cdot C)$$

$$(h) \quad A \cdot B = B \cdot A$$

$$(i) \quad A \cdot A = A^*$$

$$(j) \quad A \cdot 1 = A$$

$$(k) \quad A \cdot 0 = 0$$

$$(l) \quad A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

$$(m) \quad A \cdot \bar{A} = 0$$

$$(n) \quad \overline{A + B + C} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}$$

$$(o) \quad \overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$$

Les deux dernières formules, dites de de Morgan (Augustus), rendent d'immenses services.

Prenons quelques exemples pour illustrer le fonctionnement de ces règles. Supposez que vous ayez tiré d'une table de vérité la relation suivante:

$$X = A \cdot B + A \cdot \bar{B}$$

Le circuit de la figure 4 réalise toutes les opérations telles qu'elles sont écrites: il ne nécessite pas moins de quatre portes. La règle (l) aurait pourtant permis d'écrire:

$$X = A \cdot B + A \cdot \bar{B} \\ = A \cdot (B + \bar{B})$$

Heureuse formule puisque l'application de la règle (f) qui pose que $(B + \bar{B})$ est toujours vrai $(= 1)$ permet d'écrire:

$$X = A \cdot 1$$

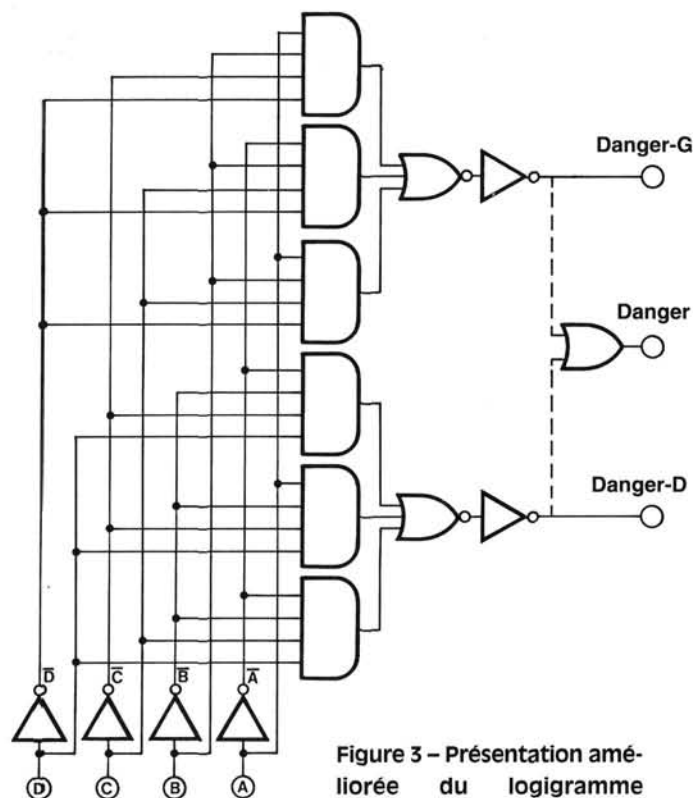


Figure 3 - Présentation améliorée du logigramme précédent.

D'où, si l'on applique la règle (j):

$$X = A$$

La variable B, quelque valeur qu'elle prenne, n'a aucun effet sur la sortie X dont le niveau logique est toujours celui de A. Entre A et X il suffit d'introduire un opérateur OUI qui est l'inverse d'un inverseur!

Un autre exemple? Prenez l'expression:

$$X = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot \bar{B}$$

Sans minimisation, le logigramme comprendra deux inverseurs, trois fonctions ET à deux entrées et une fonction OU à trois entrées. C'est trop, l'équation

doit manifestement pouvoir s'écrire autrement:

$$\begin{aligned} X &= \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot \bar{B} \\ &= \bar{A} \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B} + A \cdot \bar{B} \quad (b) \\ &= \bar{A} \cdot (B + \bar{B}) + A \cdot \bar{B} \quad (l) \\ &= \bar{A} \cdot 1 + A \cdot \bar{B} \quad (f) \\ &= \bar{A} + A \cdot \bar{B} \quad (d) \\ &= \bar{A} + \bar{B} \quad (l) \\ &= \bar{B} \cdot (\bar{A} + A) + \bar{A} \quad (l) \\ &= \bar{B} \cdot 1 + \bar{A} \quad (f) \\ &= \bar{A} + \bar{B} \quad (j) \\ &= \overline{A \cdot B} \quad (n) \end{aligned}$$

La dernière règle nous donne une équation minimale dont le logigramme ne comporte plus qu'une fonction ET-NON. Le calcul n'est pas forcément facile. Il

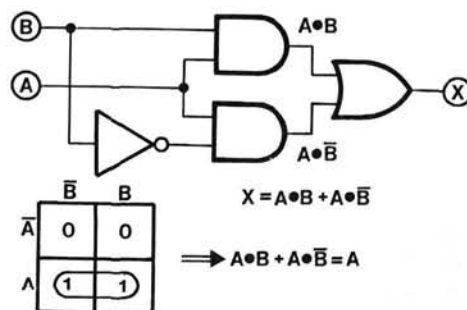


Figure 4 - Exemple de circuit compliqué et tableau de Karnaugh qui en permet la minimisation.

prend d'autant plus de temps que les équations sont plus compliquées, nécessite une certaine réflexion ou beaucoup d'entraînement. Certes, des programmes informatiques ont été écrits pour faire ce travail : nous avons supposé que vous n'en aviez pas sous la main (nous non plus d'ailleurs).

Il existe heureusement une autre méthode. Lorsque les variables deviennent trop nombreuses, on n'utilise plus de table de vérité. Il est en effet plus facile de recourir à des solutions graphiques pour minimiser des équations booléennes qu'au calcul.

les tableaux (ou diagrammes) de (Veitch-)Karnaugh

Un tableau de Karnaugh est une grille qui comporte autant de cases qu'il y a de lignes dans la table de vérité. Pour n variables binaires d'entrée, le nombre de cases est donc de 2^n . La figure 5 représente la situation pour deux variables binaires : à gauche le diagramme (pour deux variables, il est identique à celui de Carroll*), à droite le tableau décrivant la fonction ET. Soit X la variable de sortie, A et B les deux variables d'entrée : $X = A \cdot B$. À gauche et en haut du tableau, vous trouvez $\bar{A}$, les deux cases du haut contiennent toutes les combinaisons dans lesquelles A est faux ($= 0$). En dessous la rangée de cases contenant les combinaisons dans lesquelles A est vrai ($A = 1$). Les colonnes contiennent les combinaisons dans lesquelles B est faux, soit $\bar{B}$, colonne de gauche, ou vrai, soit B , colonne de droite. Appelons les deux cases à droite de $\bar{A}$ *champ de $\bar{A}$* , les deux cases à droite de A , *champ de A* , les deux cases en dessous de $\bar{B}$, *champ de $\bar{B}$* etc. Nous avons rempli les cases du tableau de droite de la figure 5 avec des 0 lorsque l'équation $X = A \cdot B$ prenait la valeur faux, avec des 1 lorsqu'elle prenait la valeur vrai.

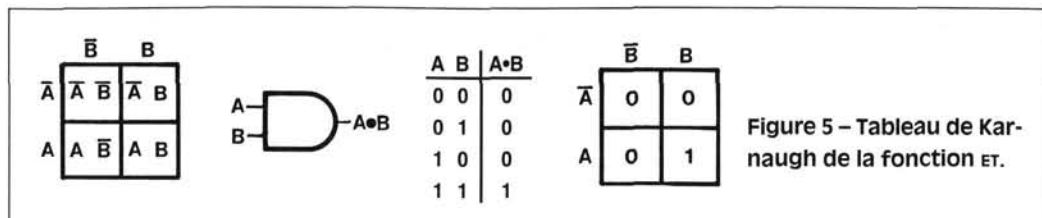


Figure 5 – Tableau de Karnaugh de la fonction ET.

Reprenons les équations brutes que nous avons minimisées plus haut par le calcul. Le tableau de Karnaugh de la première est dessiné sur la figure 4 où le champ de chaque variable est défini avec les règles que nous venons d'énoncer. Chaque case contient la valeur de X calculée avec celle des variables dans le champ desquelles la case se trouve. Prenons la première case en haut et à gauche : nous sommes dans le champ de $\bar{A}$ et dans celui de $\bar{B}$ où $A \cdot B$ et $A \cdot \bar{B}$ sont faux, le résultat X de leur réunion (symbolisé par OU) est aussi faux, c'est pourquoi nous marquons "0". Nous procédons de même dans les autres cases et nous constatons que X n'est vrai que dans deux d'entre elles ($= 1$). Nous entourons les deux uns voisins et c'est fini. La partie entourée est entièrement et exclusivement dans le champ de A , donc $X = A$. Elle est pour moitié dans le champ de B et pour moitié dans celui de $\bar{B}$ ce qui veut dire que la valeur de B n'influe pas sur le résultat ; elle n'entre pas dans le champ de $\bar{A}$. Si vous revenez sur le calcul booléen, vous constatez l'absence de $\bar{A}$ et la présence de $B + \bar{B}$ qui, toujours vrai, n'a pas d'effet sur le résultat (j).

Le résultat du deuxième exemple traité avait un peu plus d'allure. Rappelons-en l'équation de départ :

$$X = (\bar{A} \cdot B) + (A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot \bar{B})$$

Retrouvons l'équation minimale à l'aide de Karnaugh sur le tableau de la figure 6. Il n'est pas difficile de remplir les cases puisque X est vrai chaque fois qu'un des termes que nous venons de mettre entre parenthèses est vrai. L'équation minimale apparaît alors immédiatement. Nous allons cependant faire un petit détour afin de découvrir toutes les possibilités

d'un tableau de Karnaugh ainsi que les règles qui président à son usage.

Le plus difficile consiste à cercler les cases adjacentes contenant des "1". Que veut dire adjacent au sens de Karnaugh ? Donnons-en une définition : deux cases sont adjacentes si, lors du passage de l'une à l'autre, une seule variable change d'état. Il faut, autrement dit, n'entourer que les cases contiguës qui se trouvent ensemble dans au moins un champ. On groupe les "1" par paquets de 2^n (n le plus grand possible) de telle façon que chaque case d'un même paquet de 2^n cases ait n cases adjacentes dans le paquet. Vous saisirez parfaitement sur les exemples donnés ici et plus bas. Revenons pour l'instant à la figure 6. Si nous y entourons les trois "1" d'un seul trait, cela ne nous avance à rien (et nous ne respectons pas la règle que nous nous sommes fixée). Prenons par contre les deux paquets, l'un horizontal et l'autre vertical (ils se recouvrent partiellement mais ça n'a pas d'importance) : nous pouvons établir entre eux une relation OU. Le premier est tout entier dans le champ de $\bar{A}$ qu'il occupe entièrement, le second recouvre de la même façon le champ de $\bar{B}$. Le résultat s'écrit : $X = \bar{A} + \bar{B}$ comme nous l'avions calculé. Nous avons encore minimisé (le logigramme nécessiterait encore deux inverseurs et une fonction OU) pour n'utiliser qu'une fonction ET-NON grâce à la loi de de Morgan et trouvé finalement :

$$X = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

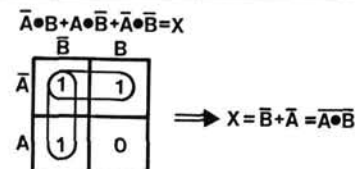
La solution "évidente" dont nous parlions plus haut résulte d'une

comparaison avec la table de la figure 5. La voyez-vous ?

tableau de Karnaugh de quatre variables

Revenons à nos moutons (chou, chèvre, loup, paysan), pour les compter : nous avons quatre variables et leurs seize combinaisons possibles. Le tableau contiendra autant de cases que la table de vérité de lignes, soit seize (2^4). Le plus difficile est de construire le tableau de façon que les différents champs en soient d'accès facile. On trouve dans la littérature plusieurs techniques de fabrication de ces tableaux, elles produisent toutes le même résultat. L'une d'elles, générale, est proposée sur la figure 7. Les champs de A et de A y occupent les rangées horizontales, de gauche à droite, sur huit cases. Ceux de C et de $\bar{C}$ couvrent les quatre colonnes verticales. Les champs de B , D et de leurs compléments peuvent paraître bizarrement conformés. Considérez que les cases marquées (de droite à gauche) pour le champ de $\bar{B}$: 2, 3, 1, 0 sont adjacentes aux cases du bas a , b , 9 , 8 (les bords se touchent) ; de même que pour le champ de $\bar{D}$ de bas en haut, les cases de la colonne de droite sont adjacentes à celles de la colonne de gauche. Ces rangées (de droite à gauche) du haut et du bas forment le tout du champ de $\bar{B}$ de même que les colonnes de gauche et de droite (de bas en haut) celui du champ de $\bar{D}$.

Figure 6 – Un exemple un peu plus intéressant de minimisation d'une équation grâce au tableau de Karnaugh.



* Qui ne connaît Lewis Carroll, de son vrai (?) nom G. Dodgson (1832-1898) l'auteur d'*Alice aux pays des merveilles* ?

équations minimales

Nous disposons maintenant de tous les outils nécessaires à la minimisation des expressions booléennes établies à partir de la table de vérité de la figure 1 :

Danger-G (sur la rive gauche) =

$$A \cdot B \cdot \bar{C} \cdot \bar{D} \\ + \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} \\ + A \cdot B \cdot C \cdot \bar{D}$$

Danger-D (sur la rive droite) =

$$\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D \\ + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D \\ + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D$$

Les tableaux de Karnaugh sont dressés sur le modèle de la figure 7, pour chaque rive, sur la figure 8. Dans le tableau de gauche nous trouvons trois "1" cerclés deux par deux (les paquets sont marqués 1 et 2). Le paquet numéroté 1 est tout entier dans le champ de $\bar{D}$ ET le champ de C ET le champ de B; le paquet 2, dans le champ de A ET le champ de B ET le champ de $\bar{D}$. L'équation minimisée pour la rive gauche s'écrit :

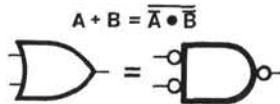
Danger-G = $B \cdot C \cdot \bar{D} + A \cdot B \cdot \bar{D}$

Vous trouverez de même pour la rive droite (paquets 3 et 4 : établissez le résultat à l'aide du tableau de la figure 7 et de ce qui vient d'être dit avant de lire le résultat) :

Danger-D = $\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot D + \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot D$

Ces dernières équations sont strictement équivalentes à celles données plus haut. Elles sont plus concises mais peuvent peut-être encore être minimisées. Essayez avant de poursuivre votre lecture.

Figure 9 – Représentation électronique de la loi de de Morgan. On peut remplacer une fonction OU par deux inverseurs et une fonction ET-NON. La réciproque est aussi vraie.



de morgan

Les lois ou formules de de Morgan ont une énorme importance, c'est pourquoi il est bon d'y revenir. Nous écrivons la première d'une façon, nous l'énoncerons d'une autre :

$$A + B = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

Ce qui peut se dire : A OU B équivaut à NON (NON A ET NON B), équation représentée sur la figure 9. Comme vous le savez, les petits ronds symbolisent des fonctions NON qui peuvent se trouver aussi bien aux entrées qu'aux sorties d'un opérateur. Quel est l'intérêt d'une telle transformation pour l'électronicien ? Elle permet tout simplement de remplacer des fonctions OU ET par des fonctions ET-NON. Gardez bien à l'esprit le contenu de la figure 9 pour la suite, sur la figure 10. L'équation minimale de notre problème de chou-loup-chèvre-paysan y est traduite : en 10a, danger-G, en 10b, danger-D. Avez-vous remarqué les erreurs ? La lecture des équations minimales laissait supposer que la solution du problème nécessitait deux fonctions ET à trois entrées et une fonction OU à deux entrées par rive, or le logigramme ne fait usage que de fonctions ET-NON. L'erreur supposée est vite corrigée si vous remplacez par la pensée l'opérateur ET-NON de sortie et les deux boulettes qui sont sur ses entrées par une fonction OU comme y autorise la formule de Morgan. Vous découvrez que vous obtenez

les fonctions attendues : un regard sur la figure 9 confirme la justesse de l'erreur. Les deux rives sont enfin couplées en 10c.

de mieux en mieux !

Le logigramme de la figure 10c, plus ou moins complété, nous donne celui de la figure 11. Quelles fonctions sont nécessaires à sa réalisation ? Un 7410 (trois opérateurs ET-NON à trois entrées), un 7420 (deux opérateurs ET-NON à quatre entrées) plus un 7404 (six inverseurs). Le circuit de la figure 12, plus symétrique, nécessite deux circuits 7410 et un 7404 : dans les deux cas, trois circuits intégrés. Grâce aux travaux de Messieurs Boole, Karnaugh et de Morgan, les progrès accomplis depuis la figure 3 sont manifestes ! N'y aurait-il plus moyen de simplifier ? Si fait. Reprenez les équations obtenues grâce au tableau de Karnaugh. L'algèbre de Boole permet des « mises en facteur » (I) de $(B \cdot \bar{D})$ dans Danger-G et de $(\bar{B} \cdot D)$ dans Danger-D. Essayez, vous obtiendrez :

Danger-G = $(B \cdot \bar{D}) \cdot (A + C)$

(figure 13a, la fonction OU y est remplacée par une fonction ET-NON et deux inverseurs)

Danger-D = $(\bar{B} \cdot D) \cdot (\bar{A} + \bar{C})$

= $(\bar{B} \cdot D) \cdot (\bar{A} \cdot \bar{C})$

(figure 13b, les deux inverseurs et la fonction OU ont été remplacés par une fonction ET-NON lors du calcul.)

Comme il importe peu que le

Figure 7 – Construction d'un tableau de Karnaugh à quatre variables. Le champ de chaque variable occupe huit cases.

CD	$\bar{C}$		C		
	$\bar{D}$	D	$\bar{D}$	D	
AB	0	1	3	2	$\bar{B}$
	4	5	7	6	B
A	c	d	f	e	$\bar{B}$
	8	9	b	a	B

A	B	C	D	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	a
1	0	1	1	b
1	1	0	0	c
1	1	0	1	d
1	1	1	0	e
1	1	1	1	f

CD	00		01		11		10	
	00	01	11	10	00	01	11	10
AB	0	1	1	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	1	0	0	0	0	0	0

CD	00		01		11		10	
	00	01	11	10	00	01	11	10
AB	0	0	0	0	0	0	1	1
	0	0	0	0	0	0	0	0
11	1	0	0	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0

Figure 8 – Tableaux de karnaugh du problème du paysan pour chaque rive.

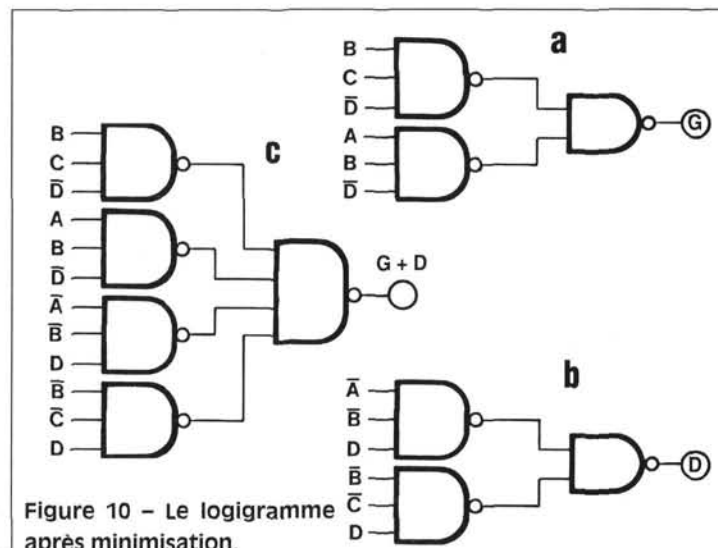
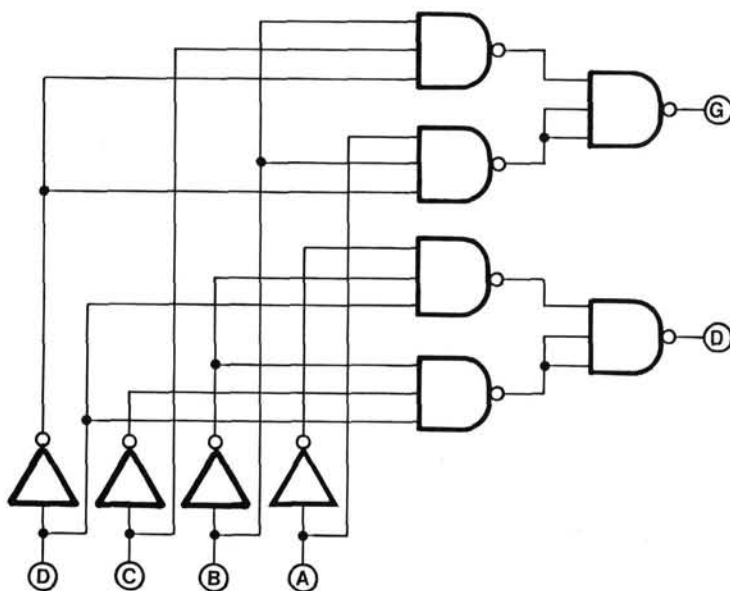
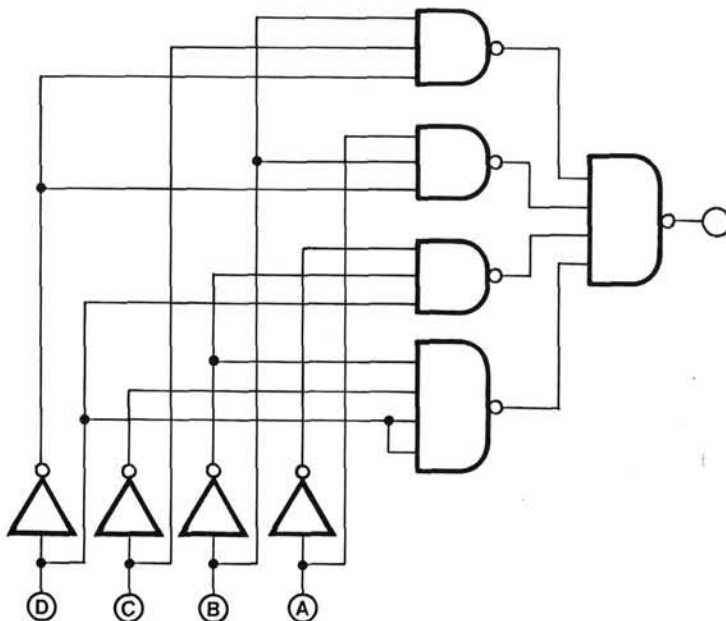
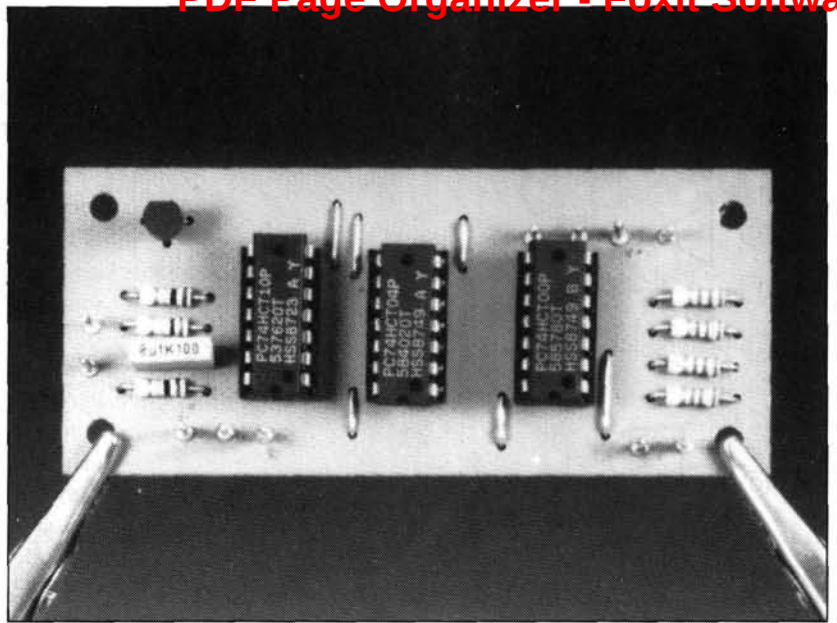


Figure 10 – Le logigramme après minimisation.

chou soit dévoré par la chèvre ou celle-ci par le loup sur l'une ou l'autre rive, vous pouvez n'écrire qu'une équation dans laquelle vous remplacerez, mais vous l'aviez sans doute trouvé, $(A + C)$ par $\text{NON}(\bar{A} \cdot \bar{C})$ cette expression entre parenthèses surmontée d'une barre (comme sur la figure 9, à droite) si vous ne voulez pas écrire le NON. Le logigramme 13c correspond à l'équation finale qui associe les deux logigrammes 13a et 13b par une fonction OU. Celle-ci est bien sûr transformée



en une fonction ET-NON précédée de deux inverseurs comme sur les figures 9 et 10: un opérateur OU et deux opérateurs ET sont convertis en trois opérateurs ET-NON. Combien de boîtiers pour réaliser ces fonctions? Trois, qui sont: 7404, 7410 et 7400 (ce dernier contient quatre portes ET-NON à deux entrées). N'aurions-nous rien gagné aux dernières simplifications? Si, deux portes et toujours deux inverseurs, qui ne resteront pas inutilisés bien longtemps, comme vous pouvez le constater sur la figure 14 que nous allons commenter.

le résultat

La construction de la partie gauche du schéma final, jusqu'à la porte N13 comprise vient d'être vue en détail. Il n'y a plus rien à en dire. Les opérateurs restant, N9 et N10, sont montés en bascule RS, commandée, aussi bien pour la mise à un que pour la remise à zéro, par des impulsions négatives: il faut appliquer, sur l'une ou l'autre des entrées de commande, un zéro pour modifier la sortie. L'inverseur N5 sur la sortie de N13, qui passe à 1 lorsqu'il y a danger, permet de transformer ce "1" en un "0" de

Figures 11 (en haut) et 12 (en bas) – Le circuit final pourrait se présenter ainsi, mais il n'est encore pas idéal.

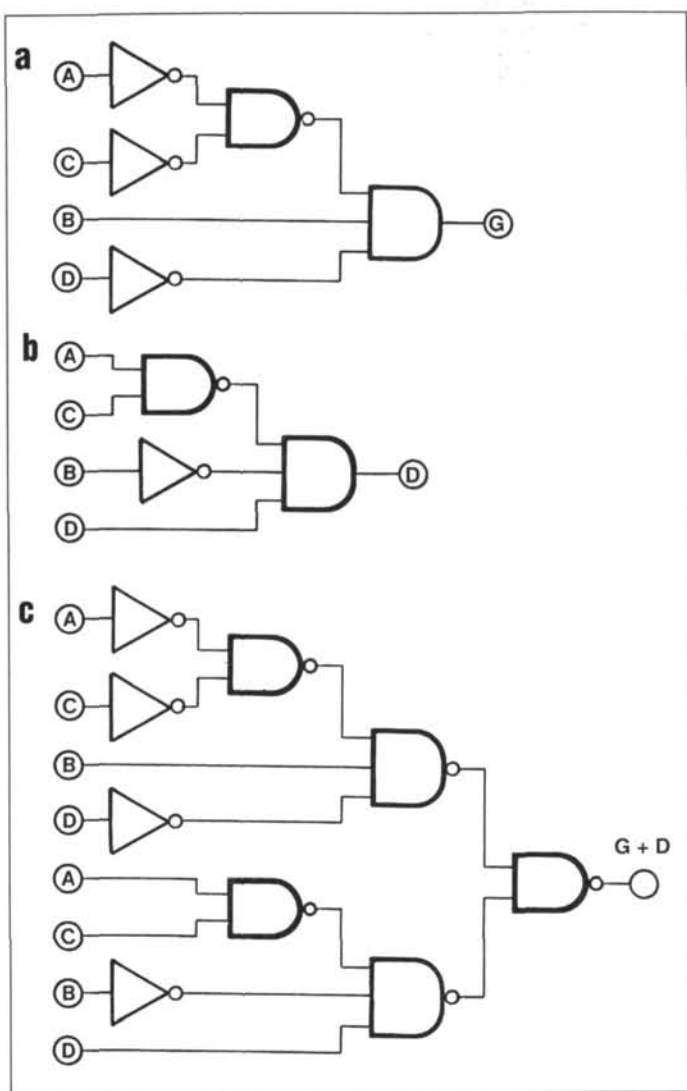


Figure 14 – Le circuit tel qu'il sera finalement câblé.

Figure 13 – « Le » logigramme permet de libérer des fonctions nécessaires au circuit final.

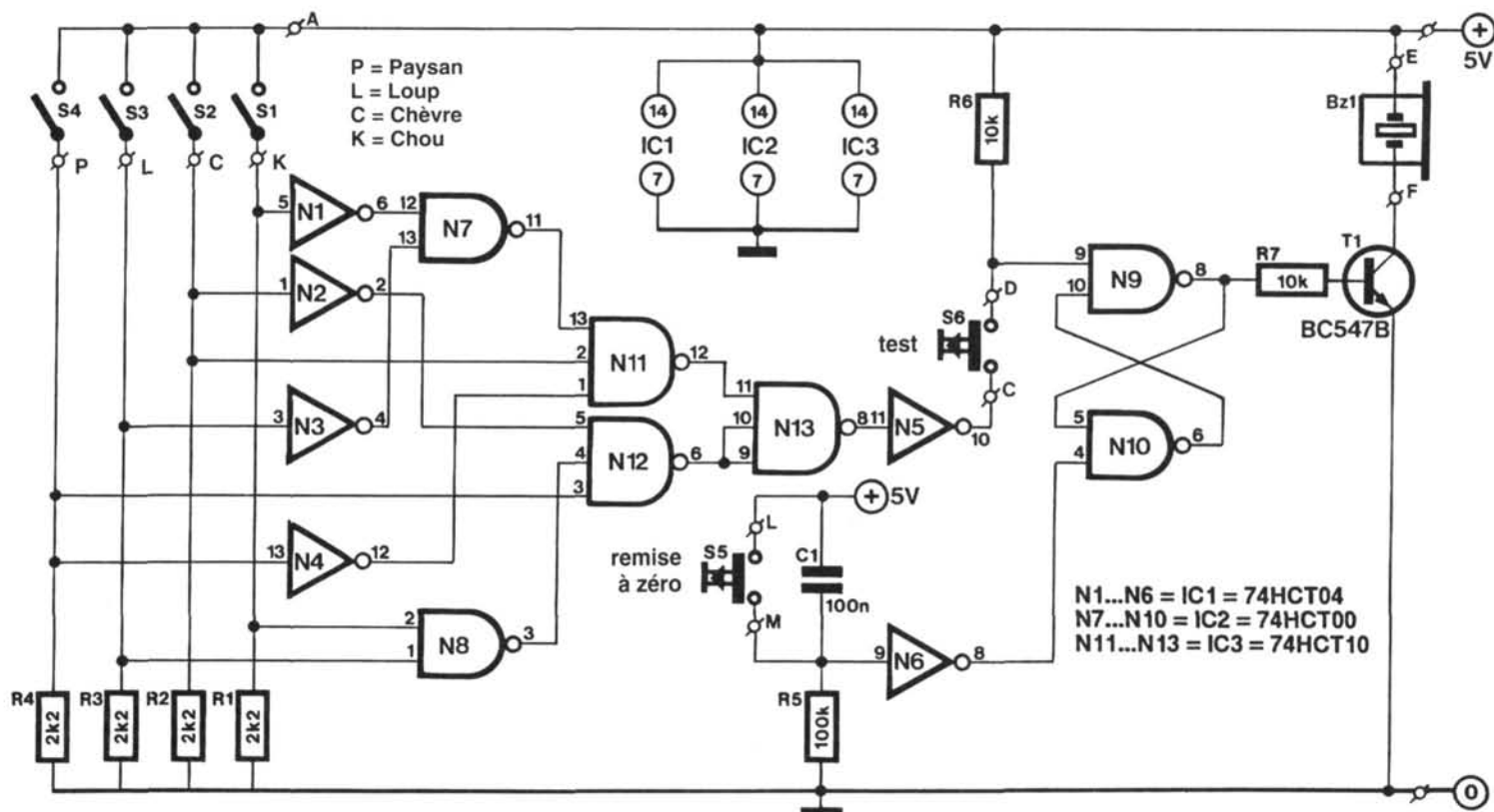
commande qui force la sortie de la bascule à 1. Sa remise à zéro est l'effet de S5 dont l'ordre (mise à "1") à l'entrée de N6 est converti en un "0" par cet inverseur. La mise à "1" de la bascule permet à T1 de conduire: le vibreur Bz1 qui doit impérativement fonctionner en courant continu (c'est donc un modèle à oscillateur incorporé) est alors alimenté. La remise à zéro (S5) ramène le calme. La mise sous tension déclenche la remise à zéro de la bascule (*power-on reset*) grâce à la combinaison R5/C1. La touche de test S6 permet, pendant la répartition, de l'homme, des bêtes et du chou sur l'une et l'autre rive, de vérifier qu'aucun client ne risque d'être consommé. Désirez-vous savoir à quoi servent les résistances? À l'exception de R7 (limitation de courant) toutes les résistances sont des résistances « d'amarrage » si vous permettez l'expression. Elles empêchent les entrées des opérateurs de « flotter » à vau-l'eau lorsqu'elles ne sont pas commandées: une entrée en l'air est presque toujours cause d'incident.

Pour finir: afin de limiter la consommation du circuit nous avons choisi des circuits intégrés HCT, produits CMOS compatibles broche à broche avec les circuits TTL.

construction

Un circuit imprimé (figure 15) s'impose (nous ignorons pour l'instant si nos annonceurs le produiront). Après gravure, étamage, perçage, les quelques composants seront implantés comme l'indique la figure 16. L'utilisation de supports le circuits intégrés n'est pas obligatoire mais permet d'éviter bien des incidents.

Le circuit fonctionne en principe sous 5 V disponibles aux bornes d'une alimentation de laboratoire ou d'une pile de 9 V suivie d'un stabilisateur de tension de type 78L05. ELEX en a décrit suffisamment pour qu'il ne soit pas utile d'y revenir. En général, les circuits HCT fonctionnent encore sous 4,5 V de sorte qu'une pile plate peut vraisemblablement convenir. Au lieu de circuits HCT on peut aussi câbler des



HC (« santé »): la tension d'alimentation à leur garantir se situe entre 2 et 6 V.

La figure 17 propose une face avant à ceux qu'une belle présentation intéresse. Les interrupteurs S1 à S4 (à bascule éventuellement) y seront montés de façon que la position de leur levier (gauche, droite) corresponde aux rives.

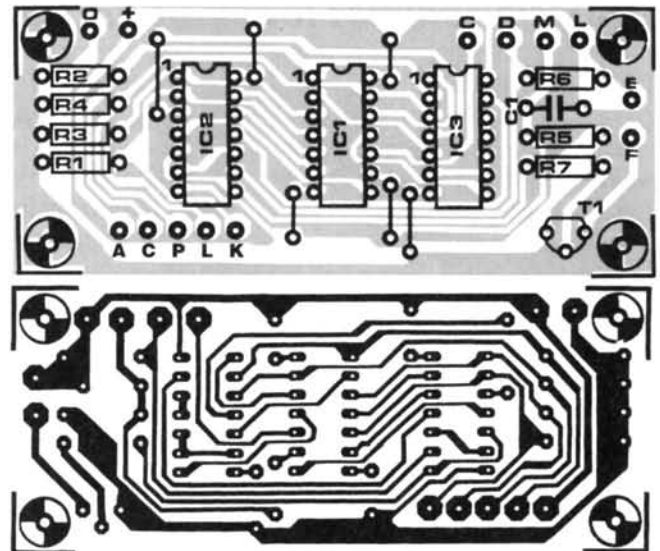
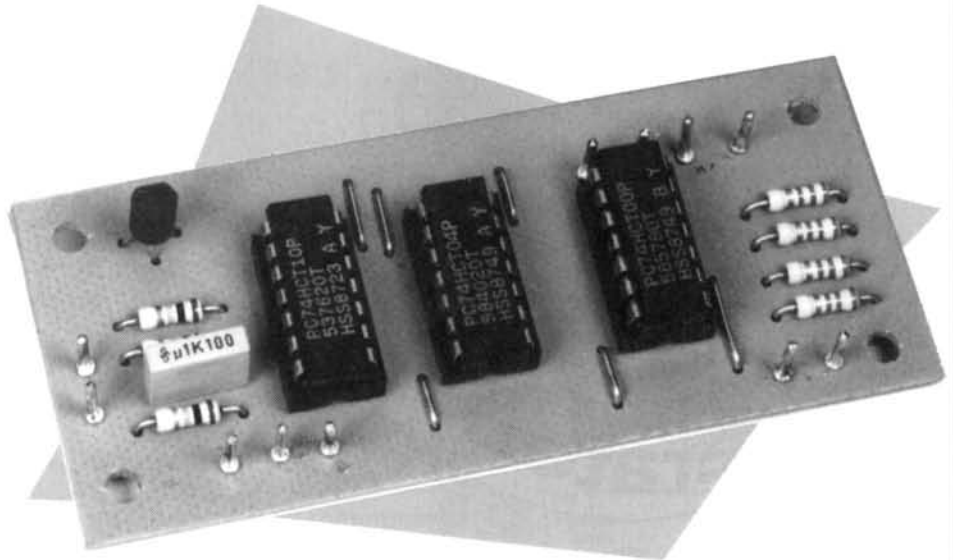
méthode

« La méthode, c'est le chemin (*odos* en grec) décrit une fois qu'on l'a parcouru » aurait dit Granet (sinologue). Quel chemin avons-nous parcouru ? Avant de traiter un problème comme celui-ci, il est bon de commencer par en éliminer toutes les ambiguïtés. On dénombre ensuite les entrées et les sorties, puis on définit les conventions. On dresse ensuite la table de vérité si les variables ne sont pas trop nombreuses ; si elles sont trop nombreuses, on passe directement à l'étape suivante : tableaux de

Figures 15 et 16 – Circuit imprimé, simple face et implantation des composants.

Karnaugh. On écrit à partir de là les équations minimales avant de passer au logigramme. Si c'est possible, on effectue une simulation avant de passer à la réalisation.

896020



Nous remercions nos lecteurs M. Taraud, de Rézé, pour la question qu'il nous a posée sur Karnaugh, et M. Bimboes, qui nous en a signalé une trace retrouvée par lui dans le Vol. 72, Part. 1, page 593 des *AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS TRANSACTIONS* de novembre 1953.

A ceux qui veulent aller au bout des choses, nous signalons la parution toute récente d'une traduction en français du maître-livre de George Boole, lui-même publié en 1854, ainsi que l'existence d'une anthologie de textes, en français aussi, des « pères fondateurs » de la logique moderne.

• LES LOIS DE LA PENSÉE
de George Boole
Traduit de l'anglais par S. B. Diagne
Ed. Vrin, coll. « Mathésis »

• LOGIQUE ET FONDEMENTS DE MATHÉMATIQUES
F. Rivenc et P. Rouilhan
Ed. Payot

composants

R1 à R4 = 2,2 kΩ
R5 = 100 kΩ
R6, R7 = 10 kΩ
C1 = 100 nF
T1 = BC547B
IC1 = 74HCT04* sextuple inverseur
IC2 = 74HCT00* quadruple porte ET-NON à deux entrées
IC3 = 74HCT10* triple porte ET-NON à trois entrées
BZ1 = ronfleur (5 V continu)
S1 à S4 = interrupteur à bascule unipolaire
S5 à S6 = bouton poussoir ouvert au repos

*Voir le texte

Figure 17 – La rivière peut être assez large ainsi que le suggère ce dessin de face avant. Les courageux remplaceront la voile par une paire de rames.

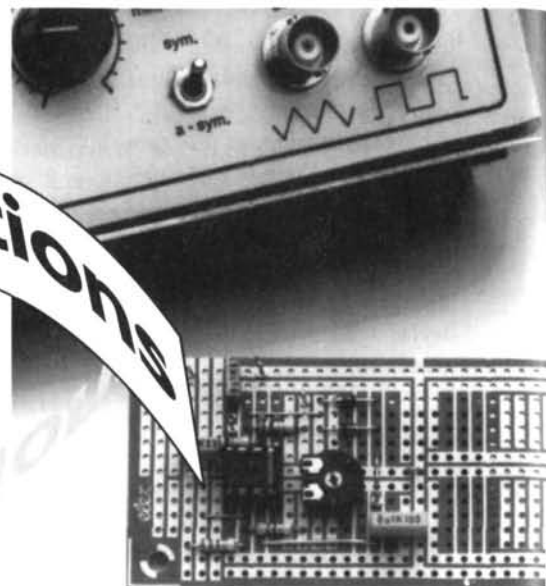
chou ⊕
loup ⊕
chèvre ⊕
paysan ⊕



⊕ r. à z.

⊕ test

Générateur de fonctions



deuxième partie : le conformateur sinusoïdal

Vous avez réalisé le générateur de triangles et de carrés du mois dernier ? Voici le conformateur qui fournira les ondes sinusoïdales, essentielles pour la plupart des mesures.

Un bon générateur doit être capable de fournir un signal sinusoïdal. C'est pourquoi nous n'en avons pas terminé avec le générateur du mois dernier. Le montage nécessaire n'est pas imposant, car nous disposons déjà d'une onde de forme proche du sinus : le triangle. Il nous suffira de « raboter » les pointes aiguës pour obtenir un sinus acceptable. La forme obtenue n'est pas une sinusoïde parfaite, mais elle en est suffisamment proche pour permettre des tests et des mesures valables. Le principe utilisé par notre conformateur est le même que celui des circuits intégrés générateurs de fonction du genre XR2206 ou ICL8038 (l'ensemble du montage est une sorte de XR2206 éclaté). La courbe produite n'est jamais une vraie sinusoïde, mais sa distorsion est assez faible pour l'usage que nous voulons en faire.

écrêteur à diodes

Pour commencer, essayons de voir quelles sont exactement les différences entre triangle et sinusoïde. L'une et l'autre formes sont représentées par les photos d'écran de la page ci-contre. Les signaux photographiés proviennent de notre prototype. La sensibilité verticale de l'oscilloscope est réglée à 1 volt par division (chaque carreau représente donc 1 volt sur l'axe vertical). À proximité du passage par zéro, il n'y a guère de différence entre le triangle et la sinusoïde, mais dès que la tension dépasse 0,8 V, le sinus prend une forme plus arrondie. Il est vraisemblable que le conformateur renferme un composant qui commence à conduire quand la tension atteint 0,8 V et laisse passer davantage de courant à mesure que la tension augmente. Ceux qui connaissent un peu les composants électroniques usuels n'auront pas

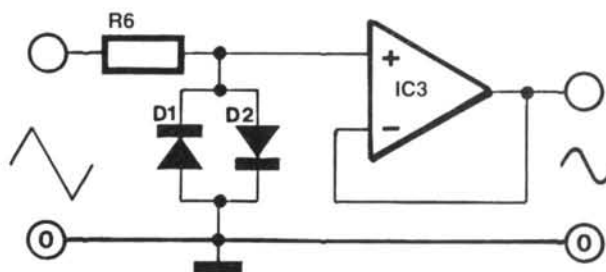


Figure 1 – Le conformateur sinusoïdal transforme une onde triangulaire (fig. 4a) en une onde de forme assez proche de la sinusoïde (fig. 4b).

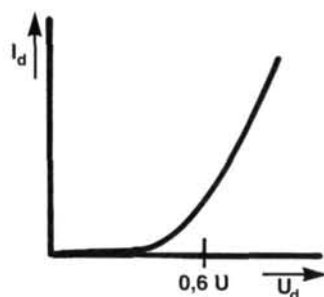


Figure 2 – Le conformateur utilise la forme arrondie de la caractéristique de la diode pour transformer le triangle en sinus.

de mal à deviner qu'il s'agit d'une diode. Les diodes ont la particularité de ne commencer à conduire qu'à partir de 0,6 V. Cette particularité est visible sur la caractéristique tension-courant de la figure 2. Si nous pouvons transposer sur le triangle la partie arrondie de la courbe, nous aurons une bonne approximation de la forme sinusoïdale. Nous le pouvons, et la figure 1 montre comment.

Des quatre composants représentés, seuls R6, D1 et D2 effectuent le travail proprement dit ; l'amplificateur IC3, monté en suiveur de tension, évite que la charge montée en sortie modifie la forme de la sinusoïde. Le fonctionnement est le suivant : R6 et les deux diodes (une pour les alternances positives, l'autre pour les alternances négatives) constituent un diviseur de tension particulier. La tension de sortie de ce diviseur dépend de l'intensité du courant qui traverse les diodes ; cette intensité dépend, elle, de la tension d'entrée, de la valeur de R6 et de la caractéristique des diodes. Puisque la tension d'entrée présente une variation linéaire

(elle est triangulaire), que la résistance de R6 est constante, c'est principalement la caractéristique des diodes qui détermine, pour une tension d'entrée donnée, le courant dans les diodes, et par suite la tension de sortie.

Cette description du fonctionnement n'est valable que si le diviseur n'a pas à fournir d'énergie à un autre circuit. Si un circuit extérieur consomme de l'énergie, le courant qui traverse R6 est supérieur à celui qui traverse les diodes. Ce courant supplémentaire est proportionnel à la tension d'entrée, il provoque aux bornes de la résistance une chute de tension supplémentaire, triangulaire comme la tension d'entrée, ce qui déforme la sinusoïde. Cette déformation ne se produit pas, car le courant d'entrée d'un amplificateur opérationnel est (presque) nul. L'amplificateur opérationnel monté en suiveur permet donc au montage de délivrer une puissance suffisante tout en gardant en sortie une tension identique à celle des diodes.

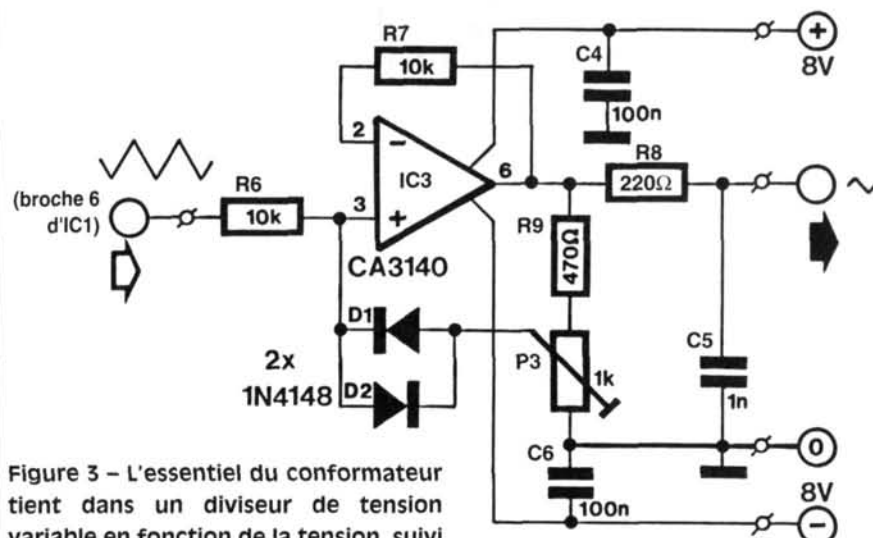


Figure 3 – L'essentiel du conformateur tient dans un diviseur de tension variable en fonction de la tension, suivi par un amplificateur tampon.

presque suffisant

Le paragraphe précédent pourrait laisser croire que le montage de la figure 1 est un conformateur sinusoïdal parfait. Hélas, la réalité est fort différente de la théorie. Il suffit de se reporter à la photographie d'écran d'oscilloscope de la figure 4b. L'onde de forme aplatie n'est plus un triangle, mais nous sommes encore loin d'une sinusoïde. Il semble que les diodes écrêtent trop la tension d'entrée. Pour obtenir une forme d'onde plus proche de la théorie, il convient de compléter le diviseur de la figure 1 par un autre diviseur, qui réinjectera à l'entrée une fraction de la tension de sortie. La figure 3 montre la réalisation pratique. La réaction permet aux diodes d'être comme « suspendues », avec comme conséquences que la tension à leur bornes n'augmente pas autant, et que l'écrêtage est moins énergétique. Si la tension d'entrée augmente, une tension apparaît entre la masse et le curseur du potentiomètre P3. La tension entre R6 et masse change peu par rapport à la figure

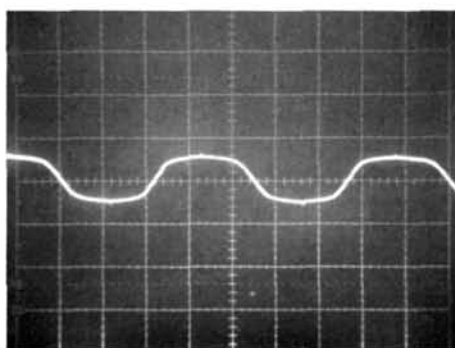
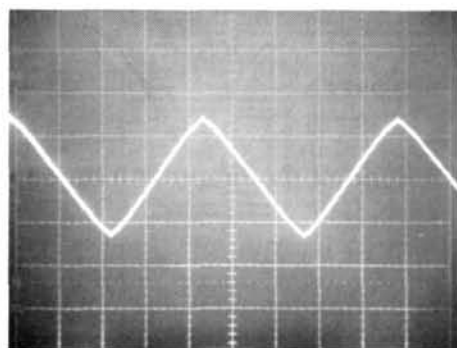


Figure 4 – A gauche, le signal triangulaire à l'entrée du montage de la figure 1. A droite, le signal de sortie du montage de la figure 1 est encore loin du sinus. Les pointes sont beaucoup trop aplaties.

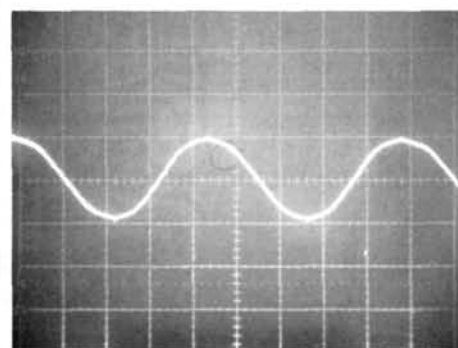
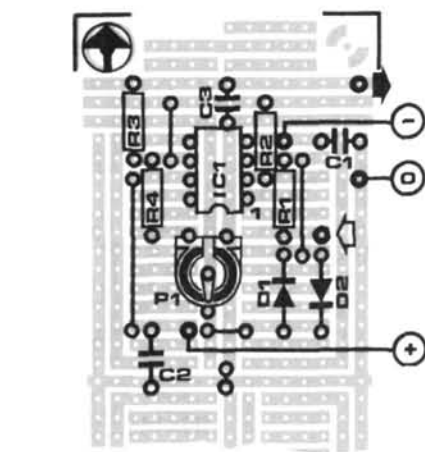


Figure 5 – Si la tension aux bornes des diodes est liée à la tension de sortie, la distorsion est nettement moindre.

re 1. Simplement la tension aux bornes des diodes est nettement inférieure. En d'autres termes, c'est une petite partie seulement de la caractéristique de la diode qui sera « décalquée ». Si le potentiomètre est bien réglé, la tension aux bornes des diodes dépassera à peine le coude des 0,6 V. Le résultat de cette réaction est représenté par la figure 5, il est très proche de la sinusoïde. Il faut remarquer cependant que la sinusoïde ne serait pas aussi belle en l'absence de R8 et de C5. Ils constituent un filtre passe-bas qui améliore la forme de la sinusoïde. Il reste une différence entre le schéma de la figure 1 et celui de la figure 3: la sortie n'est pas reliée à l'entrée inverseuse directement, mais par l'intermédiaire de la résistance R7. Elle n'est inutile qu'en théorie, car en pratique, comme le courant des entrées n'est que **presque** nul et non parfaitement nul, le comportement de l'amplificateur est amélioré si les deux entrées voient la même résistance en série (R6 = R7).

construction et réglage

La figure 6 montre que le montage tient sur une demi-platine d'expérimentation de format 1. Les composants et les ponts sont peu nombreux, et la construction facile. Le circuit imprimé de la figure 7 est prévu pour recevoir, en plus des deux parties que nous avons déjà examinées, l'alimentation et l'amplificateur de sortie que nous verrons dans le prochain numéro.



liste des composants

R6, R7 = 10 k Ω

R8 = 220 Ω

R9 = 470 Ω

P3 = 1 k Ω variable

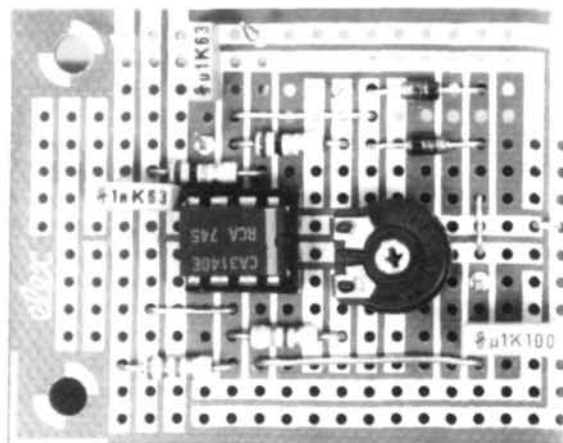
C6 = 1 nF

D1, D2 = 1N4148

IC3 = CA3140

Figure 6 – Le conformateur tient sur une demi-platine d'expérimentation de format 1. N'oubliez pas les ponts de câblage et orientez correctement le circuit intégré.

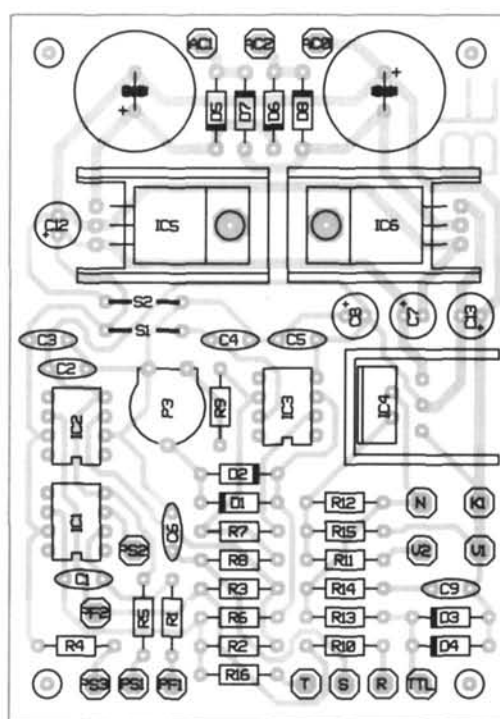
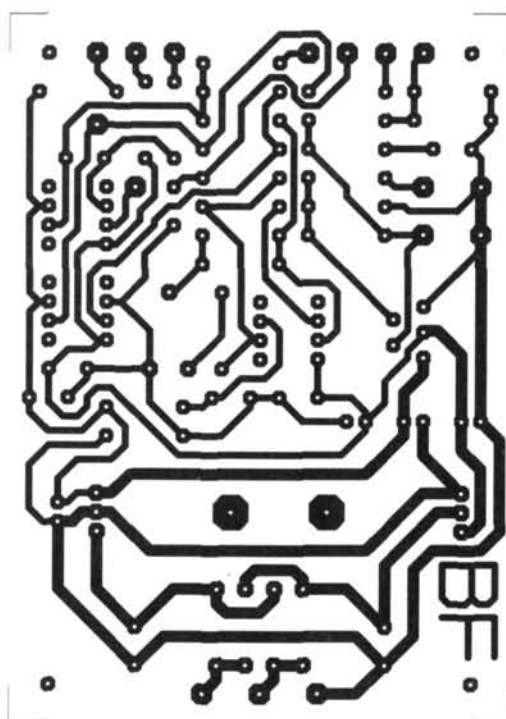
Si vous construisez votre générateur sur des platines séparées, vous pouvez passer au test du conformateur. Raccordez-le à



une alimentation symétrique et au générateur de triangle du mois dernier. Placez P3 au milieu de sa course et connectez un oscilloscope à la sortie. Si la construction est conforme au schéma, une onde à peu près sinusoïdale doit apparaître. Réglez P3 pour la rendre aussi proche que possible d'une sinusoïde. Vous pouvez vous aider de la forme de la tension de sortie d'un transformateur alimenté par le secteur (l'idéal est de disposer d'un oscilloscope à deux voies).

896005

Figure 7 – C'est dans le prochain numéro d'ELEX que vous trouverez les schémas qui compléteront le générateur de fonction tel qu'il est monté sur le circuit imprimé dessiné pour vous par J.-P. Brodier à l'aide du programme LAYO.



accumulateurs de sauvegarde

Pour éviter l'utilisation de piles, il suffit de se brancher sur le secteur, par l'intermédiaire d'une petite alimentation. L'inconvénient est que si la tension vient à tomber brusquement (suite à une panne de "courant") l'alimentation ferme boutique : si l'appareil n'a pas de garde-manger, de réserve d'énergie, il ne fonctionne évidemment plus.

Ne craignez plus les coupures de tension du secteur

Vous avez par exemple monté une superbe alarme pour protéger votre foyer et vos biens contre toutes sortes de malheurs... L'appareil tire cependant son énergie du secteur, ce qui le rend inapte à remplir sa fonction si celui-ci vient à défaillir. Faut-il prévoir une alimentation par piles ?

télécommunications. Si les amateurs d'électronique que nous sommes sont loin d'avoir de tels besoins, leurs appareils, lorsqu'ils ne dépassent pas certaines proportions, peuvent être équipés d'accumulateurs de sauvegarde. Un regard sur la figure 1 vous convaincra de la simplicité du montage.

cadmium-nickel

Une chance que l'on ait inventé les accumulateurs. Il ne faut ajouter qu'une paire de composants à une alimentation ordinaire, et bien sûr un accumulateur, pour qu'en principe n'importe quel appareil devienne insensible aux perturbations du secteur.

En principe, parce qu'en pratique le système a ses limites : la consommation de l'appareil alimenté ne doit pas être excessive. Les banques, les hôpitaux, tous les établissements qui ne peuvent pas subir, sans dommages graves, une panne d'électricité disposent de groupes électrogènes voire de batteries de batteries qui occupent des édifices entiers dans le cas des

tour de diode

Les exemples que nous donnons par la suite sont basés sur des alimentations de 5 V (100 mA) pourvues d'un stabilisateur de tension 78L05, d'un accumulateur de 9 V et d'un transformateur qui fournit à l'ensemble une tension alternative de 10 V (plus loin nous adapterons le circuit à un bloc secteur ordinaire). Il est important de se rappeler qu'il faut fournir à un stabilisateur du type 78XX, avec ou sans L, une tension supérieure d'au moins 3 V à sa tension de sortie ; de même, il est impératif que la tension redressée et filtrée soit supérieure de quelques volts à celle de l'accumulateur.

Figure 1 – Exemple d'une alimentation de 5 V équipée d'un accumulateur de sauvegarde. La valeur de R1, qui assure une charge goutte à goutte de l'accumulateur, dépend de la tension délivrée par le transformateur et de la capacité de l'accumulateur. La position du témoin de fonctionnement, D2, évite qu'en cas de panne de secteur l'accumulateur n'y gaspille son énergie.

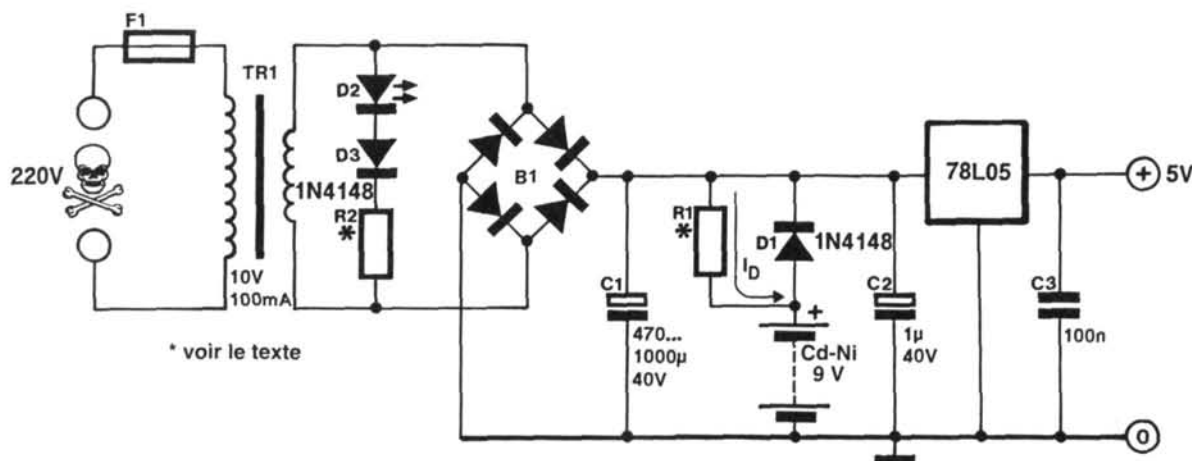
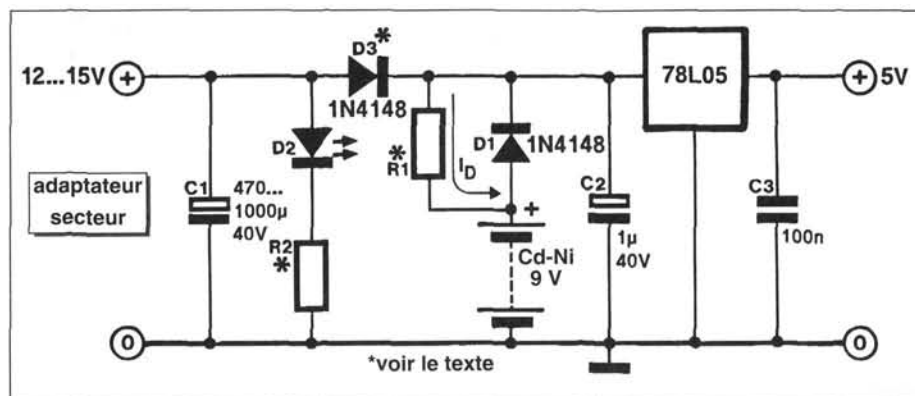


Figure 2 – Le même circuit présente moins de danger s'il est branché à la sortie d'un bloc de secteur.



À part les LED dont la situation, en amont du pont redresseur, peut paraître étrange, on ne voit guère sur la **figure 1** qu'une alimentation ordinaire. Quelques composants, R1, D1 et les accumulateurs au cadmium-nickel, laissent quand même supposer que c'est un peu plus. Il faut pour commencer faire abstraction de R1. Sur la cathode de D1, à l'entrée du stabilisateur, on peut mesurer une tension de 14 V (oui, 14, à cause d'une racine de 2 sur laquelle nous reviendrons). Il n'est pas essentiel que nous ayons cette valeur très précisément, elle peut varier en fonction du transformateur utilisé. Sur l'anode de D1, la tension est celle de l'accumulateur de 9 V. Il va de soi dans ces conditions que la diode n'est pas passante : aucun courant ne circule de l'accumulateur vers l'entrée du stabilisateur (mais oui) ; l'accumulateur ne reçoit pas de courant du pont de diodes. Aussi longtemps que le secteur remplit son office, les choses restent en l'état. Si la tension qui règne sur la cathode de D1 vient à tomber en dessous de 8,4 V ($9 - 0,6$), en cas de panne du secteur, l'accumulateur prend le relais sans se faire prier. Est-ce assez simple ? C'est assez simple. Encore faut-il qu'il soit chargé.

décharge

Les accumulateurs ont aussi leurs défauts. Sans parler de leur prix, de leur durée de vie quand même limitée, des poisons qu'ils contiennent (le cadmium n'est pas un ami de la nature), ils ont une fâcheuse tendance à se décharger. Un accumulateur chargé à bloc peut se vider en quelques semaines ou quelques mois (le délai dépend de la température à laquelle il est stocké) sans qu'on lui demande rien : un accumulateur de sauvegarde vide n'est pas d'un très grand intérêt. Il ne se vide cependant que goutte à goutte, nous allons donc compenser les pertes de la même façon. Comment cela ? Vous le savez sans doute, la charge d'un accumu-

lateur au cadmium-nickel s'effectue à courant constant. Pour connaître ce courant, il suffit de lire l'étiquette, puisque son intensité est de 10% de sa capacité. (Si vous ne trouvez pas le court-circuit dans la dernière phrase, vous n'êtes pas très attentif...) Lisez l'étiquette d'un petit accumulateur de 9 V : sa capacité est de 100 mAh, il faut donc le charger sous un courant de 10 mA (pendant 14 h s'il est vide). Une fois qu'il est plein, on peut continuer la charge au *goutte-à-goutte* sous un courant I_D d'environ 20% du courant précédent. De cette façon, nous ne faisons pas courir à l'accumulateur le risque d'une surcharge qui le ferait chauffer, le détruisant sans remède.

résistance

Le rôle de R1, que nous remettons maintenant dans le circuit de la figure 1 ne doit plus vous échapper. Cette résistance laisse circuler I_D du pont de diodes vers l'accumulateur. Son choix nécessite quelque soin, nous allons donc donner un exemple de la façon dont on peut la calculer.

Pour commencer nous mesurons la tension (toujours par rapport à la masse lorsqu'aucune autre précision n'est donnée) aux bornes du condensateur de lissage C1. Nous trouvons 14 V par exemple, après avoir attelé notre alimentation à l'appareil dont elle devra assurer le fonctionnement. Si nous avions procédé autrement, la tension mesurée aurait été plus élevée et le calcul faussé. Nous disposons d'un accumulateur de 9 V, d'une capacité de 100 mA. Le courant de charge, selon nos critères, est de 10 mA, celui de goutte à goutte de 20% de 10 mA sera de 2 mA. Nous avons ainsi tous les éléments pour calculer R1 : la chute de tension à ses bornes de $14 - 9 = 5$ V et le courant qui la traverse, 2 mA. En appliquant la loi d'Ohm, nous obtenons :

$$R1 = 2,5 \text{ k}\Omega$$

la valeur normalisée la plus proche est de 2,7 k Ω . Comme vous le voyez, un accumulateur de sauvegarde n'est ni long ni difficile à calculer.

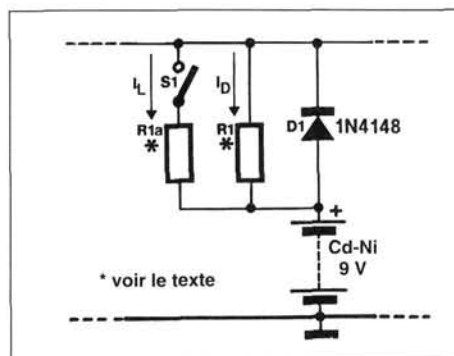
témoin de fonctionnement du secteur

Revenons sur D2, la LED dont la position peut paraître étrange. Elle doit servir d'indicateur de fonctionnement à notre alimentation. Pourquoi l'avoir placée là ? Tout simplement parce que, même si les pannes de secteur sont de courtes durées (rarement supérieures à une heure), il était malséant d'en confier la consommation (20 mA environ) à l'accumulateur qui a déjà assez à faire. En la plaçant avant le pont de diodes, nous ne permettons pas que la sauvegarde l'alimente. Reste qu'avant le pont de diodes, la tension n'est pas redressée, ce qui veut dire que la LED conduit la moitié du temps, restant bloquée pendant l'autre. Or une LED n'est pas une diode ordinaire. Une diode comme la 1N4148, peut supporter, sans claquage irrémédiable, une tension de 75 V en inverse, une LED ne tient que quelques trois à cinq malheureux volts : associées, nous aurons la lueur de l'une et la tenue en inverse de l'autre. Va-ce clignoter ? Bien sûr, à 50 Hz, la LED, s'éteindra 10 ms sur 20 de chaque période, elle brillera moitié moins à vos yeux, c'est tout... ou ne brillera qu'une fois si nous négligeons la résistance-talon R2. Son calcul serait simple en continu, il n'est guère plus compliqué en alternatif. Supposons que le transformateur fournisse une tension de 10 V, la LED se contentera d'un courant de 20 mA de sorte que, si la chute de tension provoquée par la diode et la LED est de 2,2 V :

$$R2 = (10 - 2,2) : 20 = 390 \Omega$$

Cette valeur est une valeur normalisée, qui tombe plutôt bien. C'est parce que nous avons pris par erreur la tension efficace alors que nous aurions dû prendre la

Figure 3 – Une résistance en parallèle à R1 et un interrupteur pour mettre en circuit cette dérivation, c'est tout ce qu'il faut pour compléter le montage d'un rechargeur d'accumulateur.



tension crête de 14 V... Ce calcul peut n'être qu'approximatif pour la (bonne ?) raison que la LED peut supporter entre 20 et 50 mA (au maximum).

adaptateur secteur

Nous avons décrit les choses avec une alimentation classique, alors que nous avons l'habitude de vous recommander les adaptateurs secteur (les plus rudimentaires), pour de pures raisons de sécurité: ils sont "aux normes". En fait, tout ce qui précède peut leur être appliqué. La tâche vous sera cependant facilitée si vous prenez modèle sur la figure 2. Le transformateur et le pont de diodes y sont remplacés par une prise adaptée à l'adaptateur. La présence du condensateur C1 n'est pas obligatoire si la tension est lissée convenablement en amont. Il ne peut cependant causer de dommages que si sa capacité est trop élevée (trop fort appel de courant pendant une trop longue durée à la mise sous tension), nous le recommandons donc. Les autres points, déjà énoncés, concernent la tension fournie à l'entrée du stabilisateur qui doit être de 3 V supérieure à sa tension de sortie. Si la tension fournie par le bloc de secteur est de quelques volts supérieure à celle de l'accumulateur, nous roulons sur l'or. Seul problème à résoudre d'une manière un peu différente, celui du témoin de fonctionnement: la diode D3 fournit la solution qui évite à l'accumulateur de s'en occuper lorsqu'il a à faire en aval lors d'une panne. Il faut toujours prendre garde, pour le calcul de R1, de mesurer la tension sur les cathodes de D1 et D3, en chargeant le circuit. Le calcul de la résistance de limitation de courant dans la LED ne devrait pas poser de problème puisqu'elle est alimentée en continu.

le chargeur en prime !

Puisqu'il ne faut pas grand chose pour compléter le circuit d'une remise en charge "normale" de l'accumulateur après utilisation, ne nous en privons pas: une résistance supplémentaire, R1_a parallèle à R1 et un interrupteur pour la mettre en circuit lorsque le besoin s'en fait sentir (figure 3). La résistance équivalente à ces deux résistances en parallèle permet à un courant plus important de circuler. Calculons R1_a avec les valeurs que nous avons prises plus haut. Le courant de charge de l'accumulateur est de 10 mA. La résistance équivalente laissant passer ce courant est R_T:

$$R_T = 5 : 10 = 500 \Omega$$

Nous savons aussi que:

$$1/R_T = 1/R_{1a} + 1/R1$$

Le calcul de R1_a n'est pas compliqué:

$$R_{1a} = (R1 \times R_T) / (R1 - R_T)$$

Nous avons choisi R1 égale à 2,7 kΩ donc:

$$R_{1a} = (2700 \times 500) : (2700 - 500) = 614 \Omega$$

Avec une valeur normalisée de 680 Ω choisie dans la série E12, nous en sommes assez près.

Cd-Ni ou Pb

Les accumulateurs au cadmium-nickel (Cd-Ni) sont assez chers. Si vous préférez utiliser une batterie au plomb (Pb) pour cette sauvegarde, ne câblez pas R1, puisque le goutte-à-goutte n'a plus lieu d'être ici. Nous ne nous étendons pas sur les précautions à prendre pour l'utilisation de ces batteries puisqu'elles sont connues de ceux qui les possèdent.

avertissement

Les applications de ce circuit de sauvegarde ne sont pas limitées aux montages maison. On peut aussi l'utiliser pour alimenter un appareil du commerce, comme un radio-réveil par exemple. Devons-nous vous en dissuader? Nous le devons. Les constructeurs ne sont pas responsables des accidents qui peuvent survenir aux utilisateurs s'ils interviennent sur leurs appareils alimentés par le secteur, même si c'est pour les améliorer. Si vous disposez de leurs schémas, étudiez-les soigneusement avant d'opérer et retirez les prises avant de mettre vos pinces, celles d'Adam ou d'autres, ou vos tournevis dedans.

886104



régulateur de vitesse pour moteur à courant continu

régulation par modulation de largeur d'impulsion (PWM)

Une régulation qui ne dissipe pas énormément de chaleur, une commande réellement asservie à la vitesse du moteur, aucun composant très spécial, pas de dynamo tachymétrique, pas de micro-contrôleur... Cela existe, le fonctionnement est même assez simple pour que les rédacteurs d'ELEX comprennent tout. C'est la régulation idéale pour les petits moteurs à courant continu, comme ceux des modèles réduits de trains ou des perceuses.

La plupart des dispositifs de régulation proposés pour les petits moteurs sont en fait des sources de tension variable et régulée. À faible régime, donc à faible tension, les frottements et la charge du moteur font souvent qu'il se bloque ou tourne d'une façon heurtée. Le dispositif que nous proposons ici est une véritable régulation de la vitesse et non de la tension. Il convient pour les perceuses, aussi bien que pour les petits moteurs Meccano, Fischer ou Lego...

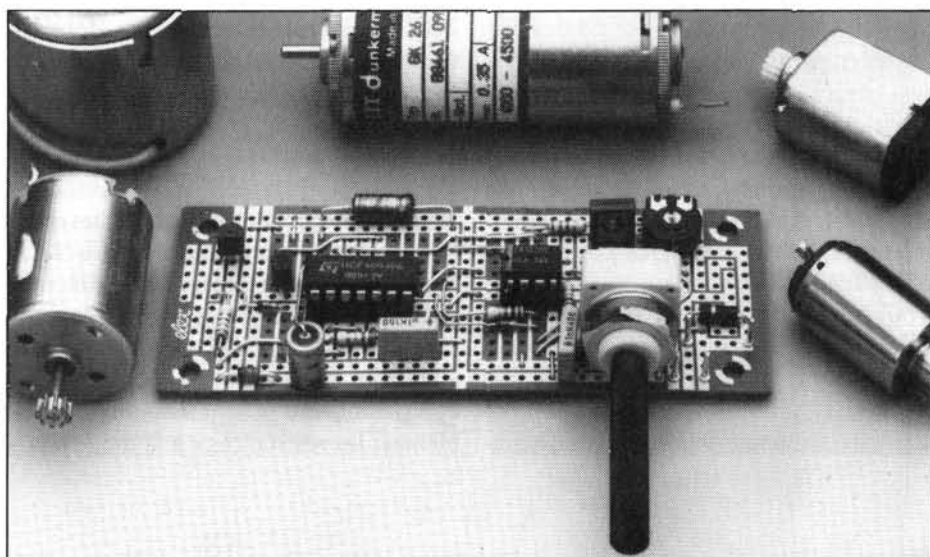
Il existe plusieurs façons de faire varier la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu. La première, on pourrait dire la plus primitive, consiste à insérer une résistance variable en série dans le circuit d'alimentation. L'inconvénient est évident: si la charge mécanique du moteur augmente, l'intensité consommée augmente, et avec elle la chute de tension dans la résistance de réglage de vitesse; ainsi la tension d'alimentation, et la quantité d'énergie disponible, diminuent quand il faudrait qu'elles augmentent. C'est exactement le contraire de ce que nous voulons: le moteur a besoin

de plus d'énergie pour garder un régime constant.

Pour savoir de quoi nous avons réellement besoin en matière de réglage de vitesse, voyons comment procède un ferrovipathe*: il ne se reporte ni aux graduations du bouton de commande, ni à un voltmètre, il regarde le train lui-même. Il règle la position du bouton en fonction de la vitesse réelle de la motrice. Si elle attaque une forte pente et que la longueur de la rame risque de lui faire perdre trop de vitesse, le « mécanicien » compense l'augmentation de charge en tournant un peu plus le bouton. Autrement dit, il évalue la vitesse et adapte l'alimentation aux besoins.

Nous savons donc ce qu'il faudrait faire: mesurer électroniquement la vitesse du moteur et faire varier la tension d'alimentation. Si nous y parvenons, la vitesse de rotation sera constante et indépendante, dans une large mesure, de la charge mécanique du moteur. Il suffit pour cela que la tension d'alimentation soit déterminée par la vitesse du moteur. Si la charge augmente et que le régime a tendance à diminuer, la tension augmente automatiquement, jusqu'à ce que le régime revienne à sa valeur de consigne. Ce procédé s'appelle asservissement, la tension est « esclave » de la vitesse.

*Amateur de chemins de fer en modèle réduit. C'est une maladie incurable.



mesure, comparaison, régulation

Pour réaliser un asservissement, il faut d'abord connaître, d'une façon ou d'une autre, la vitesse réelle du moteur. Ensuite, il faut comparer la vitesse réelle à la vitesse théorique ou souhaitée, la valeur de consigne. Pour finir il suffit, en fonction de l'écart constaté, de corriger la tension d'alimentation dans l'un ou l'autre sens.

Les régulations de moteurs industriels font appel, pour la mesure de vitesse, à un dynamo tachymétrique installée sur l'arbre. Cette dynamo délivre une tension proportionnelle à la vitesse de rotation, appliquée au régulateur électronique. Nous exploitons ici la propriété qu'ont les moteurs électriques de se comporter en dynamos (ou génératrices). Pour vous en convaincre, raccordez un petit moteur à un voltmètre, puis faites-le tourner à la main : le voltmètre dévie. Quand le moteur est alimenté par une tension continue, il se comporte aussi en génératrice, il produit une tension dite *force contre-électromotrice* proportionnelle à la vitesse de rotation. La vitesse du moteur est stable quand la *fcem* est égale à la tension d'alimentation. C'est ainsi qu'un moteur électrique adapte sa consommation de courant à l'effort mécanique qu'il doit fournir. Si la charge augmente, la vitesse diminue, de même que la force contre-électromotrice. Comme la tension d'alimentation est constante, le courant qui traverse le moteur augmente, ce qui produit une augmentation du couple et permet une augmentation de la vitesse, jusqu'à un nouvel équilibre. Cette adaptation a des limites : celles de la puissance du moteur et de la source de tension. Un moteur bloqué consomme autant de courant que la source peut en fournir sans exercer un couple suffisant à le faire tourner. Il n'y

a pas de force contre-électromotrice, l'intensité n'est limitée que par la résistance interne du moteur et celle de la source.

Nous voulons que la vitesse reste constante quand la charge augmente, donc que la force contre-électromotrice reste constante. Or le moteur a besoin de plus de courant pour répondre à l'augmentation de la charge, il faut donc augmenter la tension d'alimentation.

Nous avons déjà présenté un régulateur de vitesse avec compensation de la résistance interne du moteur (ELEX n°44, mai 1992, page 43). Il s'agissait d'une régulation linéaire, avec un amplificateur opérationnel de puissance et un radiateur, de puissance lui aussi. La régulation que nous vous proposons aujourd'hui se rapproche plus de l'alimentation à découpage que de la régulation linéaire. La tension d'alimentation est constante, mais elle est appliquée en impulsions, dont la durée (ou largeur) détermine la vitesse de rotation. Plus les impulsions sont larges, plus la tension moyenne appliquée au moteur est importante, plus il tourne vite. Un moteur alimenté de cette façon ne risque guère de se bloquer à bas régime, car la tension de chacune des impulsions est nettement supérieure à la tension minimale à partir de laquelle la rotation commence. Comme le « commutateur » est un transistor saturé ou bloqué, la dissipation de chaleur est réduite à un minimum.

Un autre avantage de cette méthode est que nous disposons des pauses (les intervalles entre les impulsions) pour mesurer la force contre-électromotrice, image de la vitesse. En effet, en l'absence d'alimentation, la tension aux bornes d'un moteur qui tourne est égale (ou presque) à la *fcem*. Nous n'avons donc pas besoin d'installer une dynamo tachymétrique, ou un deuxième moteur pour la remplacer, sur la perceuse miniature ou dans la

motrice ; nous allons utiliser le même moteur à la fois comme moteur, quand il est alimenté, et comme dynamo, pendant les pauses. La mesure de la tension et la régulation ne mettent en œuvre que des circuits connus.

schéma synoptique

Le rapport entre la durée de l'impulsion et la durée de la période est au maximum de 50%. C'est-à-dire que la tension appliquée au moteur est une tension rectangulaire qui peut, au maximum, être carrée : la durée de l'impulsion est égale à celle de la pause. Pour que le moteur puisse délivrer toute sa puissance, il faut donc que la tension d'alimentation soit le double de la tension nominale. Par exemple, un moteur prévu pour fonctionner sous 6 V doit voir une tension de 12 V pendant la moitié du temps. Le reste du temps, il fonctionne en générateur dont nous pouvons mesurer la *fcem*. Le schéma synoptique de la figure 1 montre quels sont les organes nécessaires. L'état de la bascule RS détermine le mode de fonctionnement du moteur, récepteur ou source de tension. La tension produite par le moteur-génératrice est comparée par un circuit *ad hoc* à la tension du curseur d'un potentiomètre. Suivant le résultat de la comparaison, la bascule, normalement à l'état zéro est, ou non, mise à un. Quand la bascule est à zéro, le transistor-commutateur alimente momentanément le moteur. Nous disons momentanément, car l'oscillateur à 400 Hz (à gauche du schéma) remet périodiquement la bascule à un. Plus souvent le comparateur arrive à la conclusion que la tension est trop basse, plus souvent il remet la bascule à zéro, et plus le moteur est sollicité comme moteur. Le moteur ne reçoit les impulsions provoquées par l'oscillateur que si la tension a tendance à devenir trop bas-

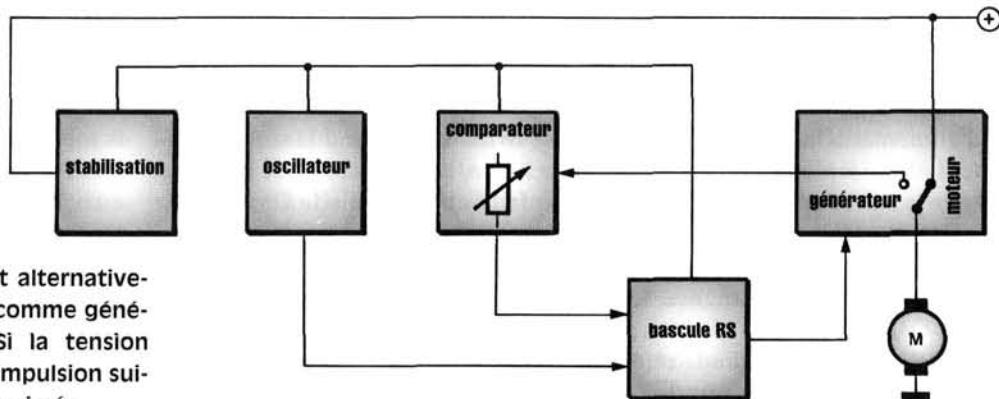


Figure 1 - Le moteur sert alternativement comme moteur et comme génératrice tachymétrique. Si la tension mesurée est trop forte, l'impulsion suivante est écourtée ou supprimée.

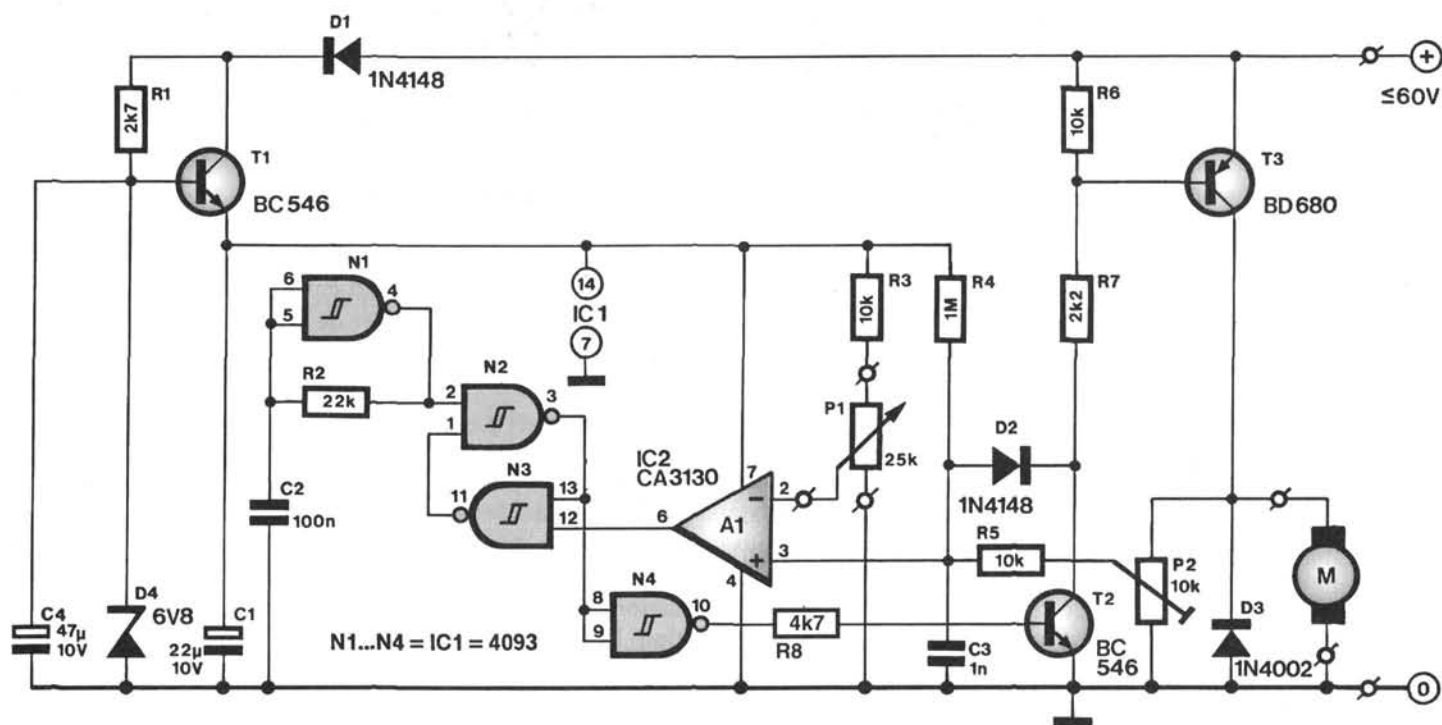


Figure 2 – Les impulsions d'alimentation produites par l'oscillateur N1 ne sont transmises à l'étage de puissance que si le comparateur A1 n'a pas décidé que la tension de la génératrice est trop élevée.

se. Si la tension est trop élevée, le comparateur bloque l'impulsion en cours. Le carré repéré *stabilisateur* à l'extrême gauche (comme si l'extrême gauche avait jamais été un élément de stabilité) fournit à la partie électronique du régulateur une tension d'alimentation continue stable et filtrée. Le moteur, lui, se contente d'une tension brute de redressement, non stabilisée, et relativement élevée. En résumé, le moteur reçoit de l'énergie par petites quantités successives, sans mesure. Dans les intervalles entre ces « pichenettes », le système mesure leur effet sur la vitesse. Suivant que la vitesse (la fcm) est suffisante ou non, l'impulsion suivante sera transmise ou non : la boucle de régulation est fermée.

schéma détaillé

Le transistor T1 et les quelques composants qui l'entourent, à gauche du schéma de la figure 2, fournissent la tension stable dont le régulateur a besoin. La tension d'alimentation, qui arrive par la droite, peut être simplement redressée, elle peut être perturbée par le moteur lui-même, sans que cela ait de conséquence sur la régulation. La diode D1 joue le rôle de redresseur mono-alternance. La diode zener D4, alimentée par R1, fournit à la base de T1 une tension de référence stable. La tension d'émetteur de T1 est égale à la tension de zener diminuée

de 0,6 V, la tension de seuil de la jonction base-émetteur du transistor. Autrement dit, l'émetteur de T1 présente une tension stabilisée égale à la tension de zener moins 0,6 V. Le condensateur C4 élimine le ronflement que peut comporter la source d'alimentation, alors que C1 évite que les impulsions perturbent le fonctionnement d'IC1 et IC2.

La partie « puissance » du circuit, T2, T3 et la suite, ne demande pas de tension continue stabilisée. La tension d'alimentation peut même ne pas être filtrée. Le transistor T3 est en série avec le moteur, il sert d'interrupteur pour appliquer la tension ou la couper. Il est mis en conduction par l'intermédiaire de T2, lui-même commandé par la porte N4. Quand la sortie de N4 est au niveau haut (quand la bascule est dite "à zéro"), elle fournit un courant de base à T2. Le collecteur de T2 passe au niveau de la masse, le courant qui traverse R7 est suffisant pour saturer le transistor de puissance T3 : c'est alors un interrupteur fermé qui alimente le moteur. Quand la sortie de N4 passe à zéro, le transistor T2 se bloque et T3 en fait autant. La diode D3 empêche que les pointes de tension négatives produites au collecteur du moteur soient transmises à l'entrée (broche 3) du comparateur. Voilà pour le fonctionnement de la partie *puissance* du régulateur de vitesse. Nous verrons comment elle est

commandée après avoir envisagé la partie mesure et comparateur.

Comme nous l'avons dit, le moteur est soumis à une tension rectangulaire de *rapport cyclique* 50%. Pendant le temps de pause, on mesure la tension que fournit le moteur qui tourne alors en génératrice. La figure 3 montre cette tension *tachymétrique*. Il s'agit des plateaux entre les pointes d'alimentation. La courbe

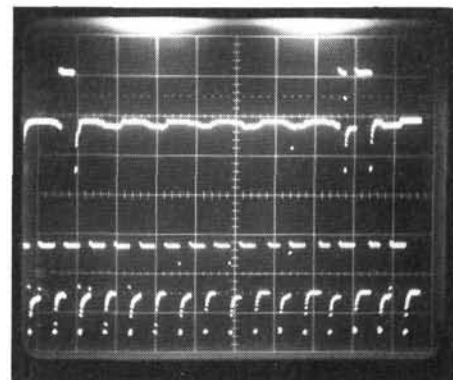


Figure 3 – Un oscilloscope à mémoire permet d'économiser la pellicule et surtout la sueur du photographe : les deux traces n'ont rien à voir l'une avec l'autre. Celle du haut montre la tension aux bornes du moteur à vide ; les quelques impulsions de ci de là compensent simplement les pertes par frottement. Sur la trace du bas, le moteur est freiné, il consomme davantage pour maintenir constante sa vitesse de rotation malgré l'augmentation de la charge mécanique.

liste des composants

- $R1 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R2 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R3, R5, R6 = 10 \text{ k}\Omega$
 $R4 = 1 \text{ M}\Omega$
 $R7 = 2,2 \text{ k}\Omega$

 $P1 = \text{potentiomètre } 25 \text{ k}\Omega$
 $P2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ variable}$

 $C1 = 22 \mu\text{F}/10 \text{ V radial}$
 $C2 = 100 \text{ nF}$
 $C3 = 1 \text{ nF céramique ou MKT}$
 $C4 = 47 \mu\text{F}/10 \text{ V radial}$

 $D1, D2 = 1\text{N}4148$
 $D3 = 1\text{N}4002 \text{ à } 1\text{N}4007$
 $D4 = \text{diode zener } 6,8 \text{ V } 400 \text{ mW}$
 $T1, T2 = \text{BC}546$
 $T3 = \text{BD}680$
 $IC1 = 4093$
 $IC2 = \text{CA}3130$

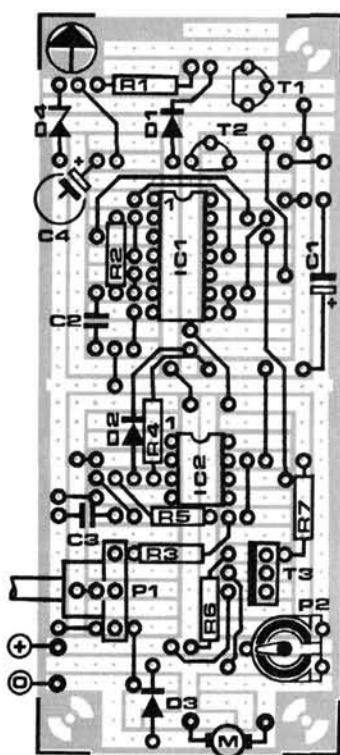


Figure 4 – Une platine d'expérimentation de format 1 suffit à loger la totalité du régulateur. Pas de problème pour le choix et le montage du radiateur, puisqu'il n'y en a pas. En revanche les ponts de câblage sont assez nombreux et de formes biscornues. On ne peut pas être génial tous les jours !

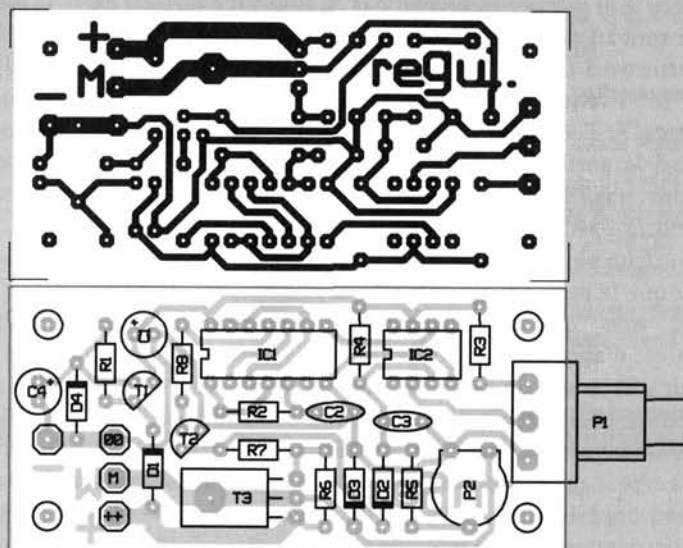


Figure 5 – Le circuit imprimé du régulateur est de dimensions très réduites. Le picot de masse a été doublé pour faciliter le raccordement des fils du moteur. Si vous voulez faire des mesures sur le montage, notez que le repérage des portes Non-ET du schéma de principe a été modifié pour des raisons de commodité du dessin. Il aurait été dommage de faire passer des pistes entre les broches des circuits intégrés ou de prévoir des *straps* pour un circuit aussi simple. C'est ainsi que N4 (12, 13, 11) et N3 (8, 9, 10) ont été interverties, comme les broches 1 et 2 de la porte N2. La sortie du comparateur attaque maintenant N3 (anciennement N4) par la broche 8. Les repères du schéma sont ceux de la platine d'expérimentation.

supérieure montre la tension aux bornes d'un moteur à vide. Les impulsions d'alimentation sont peu nombreuses, elles ne servent qu'à compenser les pertes par frottement. Les pics descendants après les impulsions d'alimentation sont des pointes négatives produites par l'inductance du moteur au moment où le courant d'alimentation s'annule. Elles sont court-circuitées par la diode D3. Sur la courbe du bas, qui n'a aucun lien avec la première, le moteur est chargé et les impulsions plus nombreuses. Le plateau entre les impulsions est à la même hauteur, ce qui signifie que le moteur tourne à la même vitesse.

La tension produite par le moteur-générateur est appliquée aux bornes du potentiomètre P2. Une fraction est appliquée par R5 à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel A1. Le réseau R5/C3 est un filtre passe-bas qui élimine autant que possible les pointes de tension parasites. Plus le moteur tourne vite, plus la tension de l'entrée non-inverseuse est élevée. Cette tension est comparée à celle du curseur du potentiomètre P1. Ce potentiomètre est l'organe de commande du régulateur, il fixe la tension de référence du comparateur, ou tension de consigne du régulateur. Si la tension de l'entrée non-inverseuse

(broche 3) est supérieure à celle de l'entrée inverseuse (broche 2), la sortie du comparateur est haute. Elle est basse si la tension de l'entrée non-inverseuse est inférieure à celle de l'entrée inverseuse. C'est la définition du fonctionnement du comparateur. Suivant le résultat de la comparaison, c'est-à-dire l'état de la sortie, l'étage de puissance réagira différemment.

cycle mesure-alimentation

Nous avons examiné en détail la section de puissance et la section de mesure du régulateur. Il reste une zone d'ombre dans le schéma synoptique : la bascule et la façon dont elle commande la section de puissance pour commuter entre alimentation et mesure.

Venons-y. La commutation est obtenue au moyen d'une tension carrée à 400 Hz environ. Cette tension est produite par l'oscillateur N1, R2, C2. Elle n'est pas appliquée directement par la porte N4 à la section de puissance, mais à une bascule RS constituée par N2 et N3. Convenons pour la suite que la sortie de la bascule RS est la broche 3 de N2 ; la broche 12 de N3 est la broche de remise à 0 (*RESET*), la broche 2 de N2 est la broche de mise à 1 (*SET*). Ces deux

entrées sont actives au niveau bas, si les deux sont au niveau bas en même temps, la sortie est à 1. La sortie est à 1 quel que soit le niveau de l'entrée *RESET* si l'entrée *SET* est active, autrement dit quand la sortie de l'oscillateur est au niveau bas. Le moteur est alimenté quand la bascule est à zéro, du fait de l'inversion par N4.

Pour que le moteur soit alimenté, il faut donc que deux conditions soient réunies : d'abord que la sortie de l'oscillateur soit au niveau haut, ensuite que la sortie de la porte N3 soit aussi à 1, et pour cela que la sortie du comparateur soit à zéro. La sortie de l'oscillateur est au niveau haut 400 fois par seconde, celle du comparateur n'est basse que si la tension « tachymétrique » (en fait la fraction d'icelle utilisée pour la mesure) est inférieure à la consigne. Si la vitesse est assez élevée pour que la sortie du comparateur soit au niveau haut, l'impulsion de l'oscillateur se terminera sans que la moteur reçoive de tension d'alimentation. Si, au contraire, la vitesse est inférieure à la consigne, l'impulsion de sortie de l'oscillateur est transmise au moteur par l'intermédiaire de l'étage de puissance T2/T3 vu plus haut.

On pourrait craindre que le fait d'appliquer au moteur la tension d'alimentation, forcément supérieure à la tension de consigne, fasse basculer le comparateur au même instant et coupe l'alimentation. Ce serait compter sans l'ingéniosité du concepteur (après tout il est payé pour cela) qui a prévu fort à propos la diode D2 entre le collecteur de T2 et l'entrée non-inverseuse du comparateur. Grâce à cette diode, aussitôt que l'étage de puissance est sollicité par l'entrée en conduction de T2, la sortie du comparateur est bloquée à l'état bas, ce qui permet à l'impulsion commencée de se terminer. Quand la sortie de l'oscillateur repasse au niveau bas, T2 et T3 se bloquent, le condensateur C3 peut se recharger pour la prochaine mesure de vitesse. Cette commutation alimentation-mesure se produit environ 400 fois par seconde, à la fréquence de l'oscillateur. La résistance R4 ne mérite pas plus, malgré sa grande valeur (un million d'ohms), que quelques mots rapides. Elle confère au condensateur C3 une faible tension positive même quand le moteur est à l'arrêt. Ainsi abusé, le comparateur « voit » le moteur tourner en permanence. Sans cette astuce, et faute d'avoir mis en œuvre une alimentation symétrique et une compensation de la tension de déca-

lage (*offset*) du CA3130, il serait impossible, sur certains exemplaires de circuit intégré, du fait des dispersions inévitables, d'obtenir l'arrêt du moteur par le seul réglage du potentiomètre P1. Ces quelques mots n'étaient pas moins nécessaires que la résistance R4.

construction

Toute l'astuce du montage tient, concentrée, sur une platine d'expérimentation de format 1, *figure 4*, ou sur le circuit imprimé, encore plus petit, de la *figure 5*. Commencez toujours par souder les condensateurs et résistances, finissez par les semi-conducteurs, plus vulnérables. Vous pouvez alimenter le montage avec un transformateur de train ou un bloc secteur, à condition qu'ils délivrent une tension continue. Au besoin, vous pouvez intercaler un pont redresseur, et un condensateur de lissage. L'important, si vous comptez utiliser le moteur à pleine puissance, est que la tension soit le double de la tension nominale du moteur. Pour un moteur de train électrique de 12 V, il faut une tension secondaire de 24 V. Pour un moteur de 24 V, le secondaire doit être de 48 V. C'est à cause de ces tensions élevées que les transistors utilisés ne sont pas des types habituels (BC546 au lieu de BC547). Pour un moteur puissant qui consomme une forte intensité, il peut être nécessaire de prévoir une ailette de refroidissement pour le « commutateur » T3.

Le réglage se fera très simplement. Avant de mettre sous tension, tournez le potentiomètre P1 en position de vitesse maximale (vers R3, à gauche sur la platine, à droite sur le circuit imprimé), le curseur de P2 vers la masse. Appliquez la tension d'alimentation, le moteur tourne à toute berzingue*. Ramenez maintenant P2 en arrière jusqu'au moment où le régime commence à diminuer. Le réglage est terminé, vous pouvez fixer la consigne de vitesse à votre gré au moyen du potentiomètre P1. Si vous essayez de freiner l'axe à la main, l'électronique, dans la limite de la puissance du moteur, augmentera le nombre d'impulsions pour maintenir la vitesse constante. À l'oreille, vous aurez peut-être l'impression que le moteur accélère. Nos sens nous trompent : le bruit du moteur change parce que le nombre d'impulsions augmente, mais la vitesse reste la même.

896110

*Pleins pots.



Ne ratez pas,
le mois prochain,
la présentation
**des enceintes
actives**
miniature
pour baladeur.



ELECTRON SHOP

20-23, avenue de la République
63100 CLERMONT-FERRAND

- Etude et réalisation de circuits imprimés
- Composants électroniques
- CB et accessoires
- Antennes paraboliques
- Les kits
- La sono et la lumière
- Les appareils de mesure
- La vidéo Surveillance

Tél. : 73 90 86 11 (BUREAU)
73 92 73 11 (COMPOSANTS)
73 90 99 93 (SONO)

VOUS VENDEZ DU MATÉRIEL D'ÉLECTRONIQUE ?
DES KITS ? DES ACCESSOIRES ?
ACHETEZ CET ESPACE PUBLICITAIRE
VOUS EN FEREZ UN.

point de rencontre

ENTRE VOUS ET LES JOURNAUX
LECTEURS D'



Comme nous le savons depuis quelque temps, lors du passage du courant dans un conducteur une partie de l'énergie électrique est convertie en énergie thermique, le plus souvent indésirable. Cette conversion a lieu quel que soit le sens de passage du courant et n'est pas réversible : c'est l'effet Joule. Nous avons pourtant vu, dans un numéro déjà ancien (celui d'avril 1992), qu'il était possible de faire naître, dans un circuit fermé constitué par deux métaux différents, une force électromotrice (dite de Seebeck) rien qu'en élevant la température d'une de leurs connexions par rapport à l'autre. Nous allons voir que le passage d'un courant dans une jonction formée de deux conducteurs peut donner lieu à la production ou à l'absorption de chaleur et qu'il existe des composants qui utilisent cet effet, dit de Peltier, pour réfrigérer.

des effets réfrigérants du courant électrique

composants à effet Peltier

Un composant qui utilise l'effet Peltier est quelque chose d'étonnant : on le prend entre le pouce et l'index, on lui fournit du courant et un doigt se réchauffe alors que l'autre se refroidit. Un composant à effet Peltier est une pompe à chaleur électrique qui prélève de la chaleur sur une de ses faces pour la restituer à l'autre. Il est en cela comparable à un réfrigérateur qui extrait de la chaleur à l'intérieur d'une enceinte calorifugée pour la rayonner à l'extérieur. Un réfrigérateur est une machine relativement compliquée où les ferrailleurs trouvent leur bonheur puisqu'il contient outre un compresseur, un évaporateur, un condenseur pour ne parler que de ses composants les plus importants. Une pompe à chaleur à effet Peltier, à l'opposé, est simplement constituée de deux minces plaques de céramique entre lesquelles sont soudés de petits dés (2 mm d'arête) d'un matériau semi-conducteur au nom sympathique de tellurure de bismuth*. Ces composants de faible encombrement qui peuvent être associés en série sont faciles à commander électroniquement : ils permettent de réfrigérer localement certains dispositifs ou de régulariser des températures de façon très fine. Cependant, vu leur faible rendement, ils ne sont pas près de remplacer les compresseurs de nos armoires à glaçons. Comment fonctionnent-ils ?

théorie

Il nous faut regarder d'un peu plus près la matière pour nous faire une idée (simple donc fautive mais utilisable, eût dit Paul Valéry) des effets de Seebeck et Peltier dont Thomson (le futur Lord Kelvin) donnera une formulation satisfaisante. La matière est constituée d'atomes composés eux-mêmes d'un noyau chargé positivement autour duquel gravitent des électrons chargés négativement. Tout se passe comme si les électrons étaient disposés en couches. Dans un conducteur (de l'électricité ou de la chaleur) les électrons de la couche la plus externe, les plus éloignés du noyau sont particulièrement mobiles : ils n'ont pas de poste fixe et sautent d'atome en atome, d'où leur nom d'électrons libres. Ils ne sont cependant pas tout à fait libres, pas plus libres en fait que les écoliers d'une cour de récréation qui s'agitent dans tous les sens à grande vitesse sans pourtant s'éloigner plus qu'il n'est permis des bâtiments dans lesquels l'enseignement leur est dispensé. Il faut fournir aux électrons une certaine énergie pour les faire sortir de leur cour, pour qu'ils passent par exemple dans un autre métal. Établissons le contact entre deux conducteurs, l'un, le cuivre par exemple, dont les électrons libres

sont moins liés, plus nombreux et plus agités, l'autre le constantan**, dont les électrons libres se déplacent moins facilement. Les électrons, comme on le sait, peuvent passer d'un conducteur à l'autre. Il ne fait aucun doute qu'ils passeront en plus grand nombre du cuivre vers le constantan que du constantan vers le cuivre. Le constantan, qui reçoit plus d'électrons qu'il n'en rend, va se charger négativement par rapport au cuivre. Nous aurons entre les deux métaux une différence de potentiel dite de contact (figure 1). Si les électrons n'étaient pas agités, s'ils avaient moins d'énergie, ils ne passeraient pas ainsi d'un métal à l'autre : au zéro absolu il n'y aurait aucune tension de contact.

Il n'est malheureusement pas possible dans l'état actuel des choses d'utiliser ou même de mesurer cette tension de contact. Pour fermer le circuit et qu'un courant circule, il faut au moins deux connexions et comme vous le voyez sur la figure 2, les tensions de contact sont forcément opposées si bien que le courant ne circule pas dans le circuit. Comment faire pour y remédier ? Introduire un certain déséquilibre. On maintient les connexions à des températures différentes : on chauffe l'une et refroidit l'autre comme sur la figure 3. La résistivité du cuivre augmente lorsque la température s'élève (les électrons perdent en mobilité) alors que celle

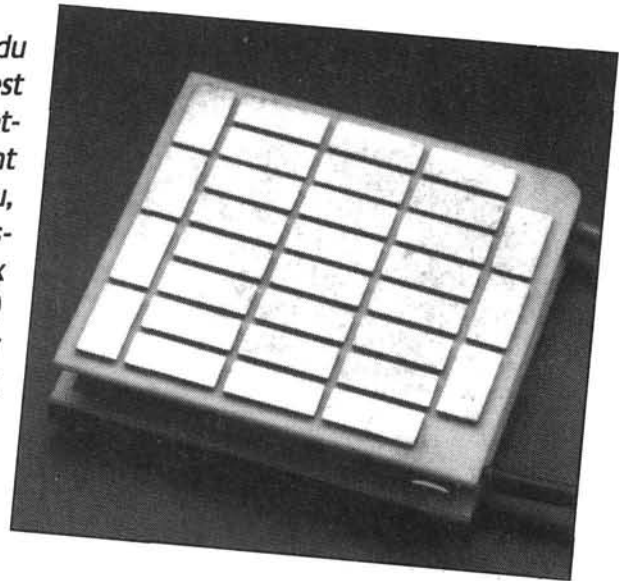
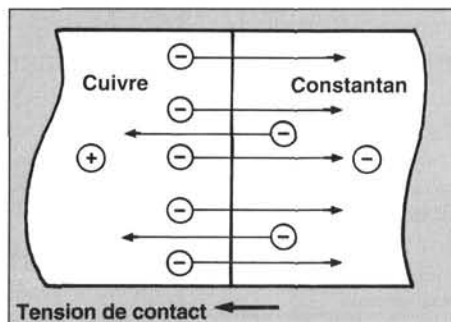


Figure 1 – Dans les conducteurs les électrons périphériques se déplacent librement. Ils peuvent passer sans problème d'un conducteur à l'autre. Si les électrons libres du second conducteur sont liés par une plus grande force, ils s'y concentrent et créent un déséquilibre des charges qui donne lieu à une tension de contact.



* Bi_2Te_3 : sel de bismuth de l'acide tellurhydrique, comme nous avons le sel de sodium de l'acide chlorhydrique connu depuis la plus haute antiquité puisqu'on le trouve déjà chez Plutarque : « Passe-moi le sel » aurait en effet dit Cléopâtre à César, alors qu'elle l'avait sous le nez (de la longueur duquel Pascal put ainsi avoir une idée).

** Le constantan est un alliage de cuivre et de nickel dont la résistivité (élevée) ne varie pas avec la température.

du constantan ne varie pas. Les électrons passent (statistiquement) en plus grand nombre du cuivre vers le constantan. À la jonction froide le courant d'électrons circule du constantan vers le cuivre. Une différence de tension entre les deux jonctions permet la circulation d'un courant dans la boucle.

Il est possible de réaliser cette expérience avec peu de moyens : une longueur de fil de constantan – éventuellement tirée d'une vieille résistance de puissance cassée – torsadée et reliée à ses deux extrémités à deux fils de cuivre aboutissant à deux bornes. Un multimètre sensible (calibre 0,3 V DC) mesurera la différence de potentiel entre celles-ci. Un point de raccordement cuivre-constantan plonge dans une eau aussi froide que possible (*on the rocks*) l'autre est chauffé au briquet. L'aiguille du multimètre dévie alors sensiblement même si c'est avec peu d'amplitude. Les tensions de contact sont en effet minuscules : entre le cuivre et le constantan la tension thermoélectrique est de $42,5 \mu\text{V}$ par degré celsius de différence de température entre les deux points de raccordement. Elle est évidemment plus élevée lorsque l'on associe plusieurs de ces couples thermoélectriques en série, où les points de raccordement chauds alternent avec les froids. L'expérience inverse, qui consiste, au lieu d'un multimètre, à raccorder au circuit un générateur donne lieu à un effet inverse, comme nous allons le voir.

effet Peltier

L'effet Peltier est l'inverse de l'effet Seebeck. Nous prenons pour le mettre en évidence un module à effet Peltier du commerce constitué de tellure de bismuth au lieu de constantan. Une pile raccordée comme précédemment l'appareil de mesure, fait circuler un courant dans le circuit. On constate qu'une connexion se refroidit alors que l'autre se réchauffe. Tel que le courant circule sur la figure 4, le point de raccordement de gauche est le point froid, du côté du pôle moins du générateur, le point chaud de l'autre côté. Tout se passe comme si les électrons faiblement liés et peu énergétiques du cuivre passaient vers le semi-conducteur en pompant de l'énergie au milieu extérieur du côté froid alors que de l'autre côté, c'est le cuivre qui reçoit des électrons d'énergie supérieure à celle qu'ont normalement ses électrons libres : cette énergie est cédée sous forme de chaleur au milieu ambiant. L'énergie empruntée d'un côté au milieu extérieur lui est restituée de l'autre : le dispositif fonctionne comme une pompe à chaleur. Pour en accroître les possibilités on associe en

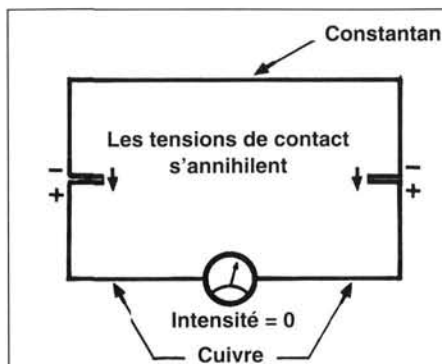


Figure 2 – Circuit fermé et pourtant aucun courant ne circule : les deux tensions de contacts sont opposées.

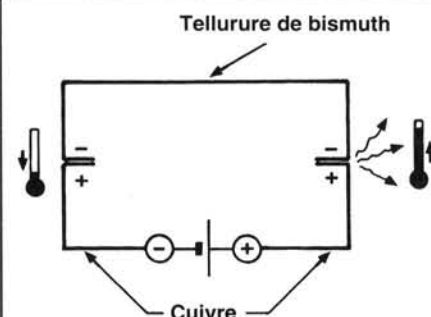


Figure 4 – L'effet Peltier est l'opposé de l'effet Seebeck. Le circulation du courant dû à la pile provoque l'échauffement d'une jonction (à droite) et la réfrigération de l'autre.

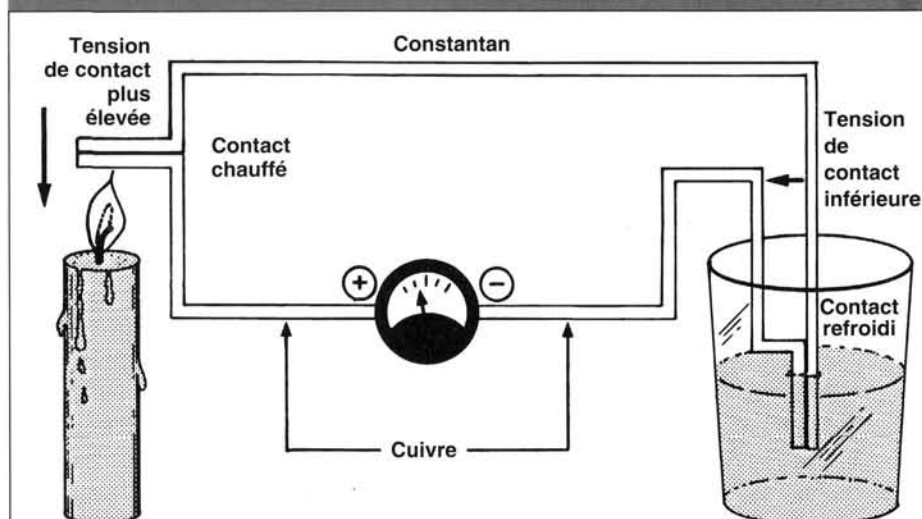
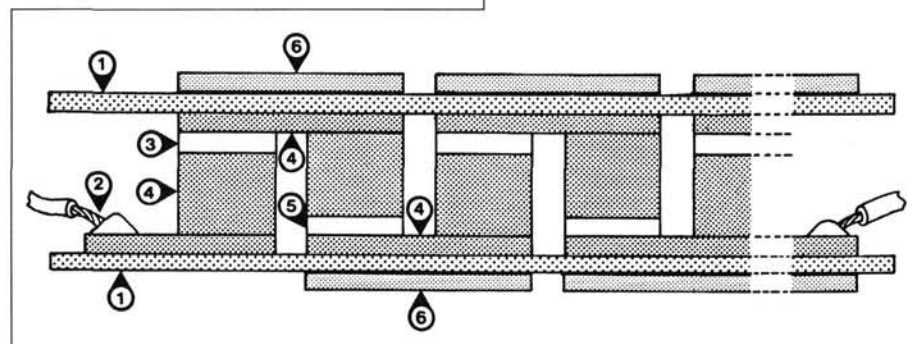


Figure 3 – Si l'on élève la température d'une des deux jonctions, on élève la tension de contact : le courant peut circuler dans la boucle. L'application de ce principe permet des mesures de différence de température précises.

série un grand nombre de ces éléments que l'on répartit entre deux plaques de céramique, comme sur la figure 5. On trouve dans le commerce de petits composants à effet Peltier à 2×64 jonctions. Ces parallélépipèdes de $30 \text{ mm} \times 30 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$, consomment quelque 8,5 A sous 3,5 V. On en trouve de plus petits (jusqu'à 0,32 W) et de plus grands.

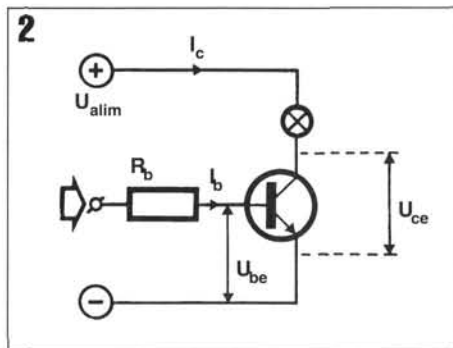
Figure 5 – L'association en série de plusieurs éléments permet d'augmenter les performances du composant. La borne de droite reliée au pôle plus et l'autre au pôle moins d'un générateur provoque l'échauffement de la face supérieure et le refroidissement de l'autre.

- ① Support de céramique
- ② Borne
- ③ Jonction tellure-cuivre
- ④ Matériau de liaison
- ⑤ Jonction cuivre-tellure
- ⑥ Surface de cuivre pour l'amélioration des échanges calorifiques avec le milieu ambiant



commutateur

le transistor



En règle générale, le transistor est utilisé pour amplifier des courants. Le courant d'entrée est celui de la base, le courant de sortie, celui de collecteur qui en est une image agrandie. On appelle rapport d'amplification H_{FE} , caractéristique du transistor, le rapport de l'intensité du courant de collecteur I_c à celle du courant de base I_b .

$$\text{Ceci s'écrit : } I_c = H_{FE} \cdot I_b$$

Il est visible que si le courant de base I_b est nul, le courant de collecteur l'est aussi : le transistor est bloqué. En revanche, si le courant de base est suffisamment élevé, un courant certain de collecteur circulera. Nous pouvons donc utiliser le transistor pour commander ou non le passage d'un courant. C'est en principe ce que fait un interrupteur ordinaire (figure 1) ou plus précisément un relais. Complétons maintenant ce que nous avons dit : lorsque le transistor n'est pas commandé, si sa base est à un potentiel tel qu'aucun courant ne peut circuler entre elle et l'émetteur (la différence de potentiel est le plus souvent inférieure à 0,6 ou 0,7 V), la différence de potentiel U_{ce} entre le collecteur et l'émetteur est, à peu de chose près, celle de l'alimentation U_s . L'émetteur est pratiquement au potentiel de la masse, le collecteur à celui de l'alimentation. Si la différence de potentiel entre la base et l'émetteur dépasse 0,6 V, un courant de base circule. S'il est suffisant, le transistor se sature, c'est-à-dire qu'il laisse passer un maximum de courant, uniquement limité par la charge représentée ici par une lampe. La chute de potentiel provoquée par le

transistor est assez petite pour que nous la négligions : U_{ce} est quasiment nul.

Insérons notre transistor dans un circuit, comme sur la figure 2. Pour qu'il conduise, nous élevons le potentiel de son entrée au moyen par exemple d'un circuit numérique. Cette tension est, comme nous l'avons dit, supérieure à U_{be} , seuil de la jonction base-émetteur. Ceci est valable pour un NPN. Pour un PNP, les choses se passeraient différemment puisque les courants circulent dans l'autre sens. Nous n'en parlerons pas plus aujourd'hui puisque ce sont des NPN que nous utilisons le plus souvent.

La résistance R_b limite le courant de base à la valeur souhaitée. Son choix prend en compte la tension d'entrée, celle de la jonction base-émetteur et, bien sûr, le courant de base. Les calculs sont des plus simples comme nous allons le voir.

choix des composants et calculs

Avant toute chose, il nous faut évaluer les besoins, l'intensité du courant de collecteur en particulier. Dans notre exemple, le courant sera celui consommé par la lampe connectée aux bornes de l'alimentation. Nous choisirons ensuite un transistor qui supporte ce courant dans un recueil de caractéristiques (*data book*). Prenons l'exemple d'une lampe consommant 6 W sous 12 V : le courant de collecteur du transistor sera au minimum de 500 mA.

Pour disposer d'une marge suffisante, nous prendrons un transistor dont I_{cmax} sera du double. Inutile de chercher un recueil de données, puisque nous avons sur le tableau 1 les BD135, BD137, BD139, NPN qui conviennent. Nous avons aussi noté que la tension maximale supportée par les transistors n'était pas inférieure à celle de l'alimentation.

Quel courant de base ? Il nous faut le gain. Comme vous le remarquerez sur le tableau, ce gain se trouve quelque part entre 40 et 250. Nous sommes sûrs d'avoir le minimum, 40 c'est donc ce que nous prendrons pour le calcul, ce qui nous donne un courant de base (minimum) de :

$$500 : 40 = 12,5 \text{ mA}$$

Pouvons-nous maintenant choisir R_b ? Non pas encore, puisque nous ignorons par quoi la base sera commandée. Le plus souvent il s'agira de la tension d'alimentation du circuit : 12 V ici. La chute de tension provoquée par R_b sera donc de :

$$12 - 0,6 = 11,4 \text{ V}$$

(nous déduisons comme convenu 0,6 V de la tension base-émetteur). Il n'y a plus qu'à appliquer la loi d'Ohm :

$$R_b = U_{Rb} : I_b = 912 \Omega$$

Les valeurs les plus proches dans la série E12 sont 1 k Ω et 820 Ω . Nous prendrons 820 Ω pour être tout à fait sûrs que le courant de base est suffisant, sans être trop élevé. Un courant de base trop élevé pourrait en effet endommager le transistor.

886052

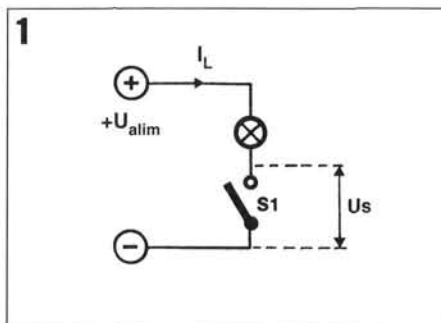


Tableau 1

type	P = PNP N = NPN	P_{max} (W)	U_{max} (V)	I_{max} (A)	gain en courant
BD 135	N	7,5	45	1,5	40 à 250
BD 136	P	7,5	45	1,5	40 à 250
BD 137	N	7,5	60	1,5	40 à 160
BD 138	P	7,5	60	1,5	40 à 160
BD 139	N	7,5	80	1,5	40 à 160
BD 140	P	7,5	80	1,5	40 à 160
BD 233	N	25	45	6	40 à 250
BD 234	P	25	45	6	40 à 250
BD 235	N	25	60	6	40 à 250
BD 236	P	25	60	6	40 à 250
BD 237	N	25	80	6	40 à 160
BD 238	P	25	80	6	40 à 160

Vous savez combien il est gênant de décrocher le téléphone quand la radio marche à fond. Moins parce que cela perturbe votre dégustation du dernier tube (il passe vingt fois par jour) que parce que ni vous ni votre correspondant ne vous entendez. Comme vous n'avez pas le bras assez long pour atteindre le récepteur, comme le fil du téléphone est trop court pour vous permettre de vous déplacer jusque là, vous appelez quelqu'un au secours ou vous posez le combiné. Installez donc un esclave électronique qui coupera la radio chaque fois que vous décrocherez le téléphone, pour répondre ou pour appeler.

silence-radio

décrochez pour couper le sifflet à votre T.S.F.

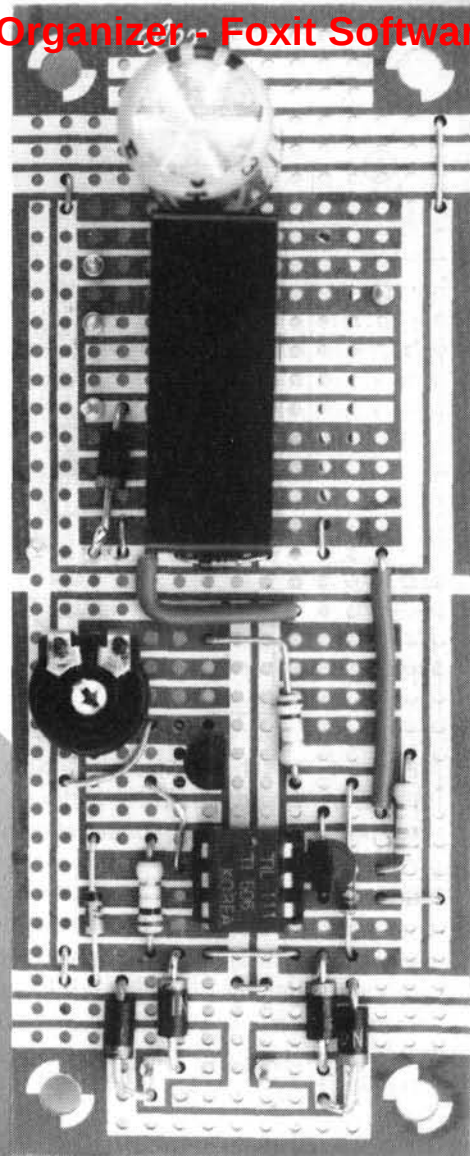
La télévision, chez certains, n'est guère plus qu'une veilleuse. D'autres sont *accro*, pour calmer leurs angoisses, à la présence sonore de la radio. Ils ne supportent pas le silence d'une maison ou d'un bureau calme, il leur faut un signe de vie, peu importe ce qui sort du haut-parleur. Il y a assez de censeurs pour porter un jugement et de psychiatres pour analyser, nous nous contenterons de proposer un moyen simple de concilier les débordements de la radio et la communication acoustique par le téléphone. La radio, moyen de communication, peut empêcher la communication : si elle marche à fond, il faut crier pour s'entendre ; que le téléphone vienne à sonner, c'est une vraie catastrophe. On s'aperçoit vite qu'il est impossible d'entendre et de se faire entendre, à moins de baisser le volume ou d'arrêter complètement la radio. En fait, même à volume raisonnable, la radio empêche de suivre correctement une conversation téléphonique. Celui qui travaille avec la radio peut placer le récepteur à proximité de son poste de travail (et de son téléphone) pour pouvoir l'arrêter sans se déplacer, mais à la longue, on commence à être fatigué de couper la radio et de la rallumer.

automatique

Si nous envisageons une commande automatique de la radio par le téléphone, nous ne pourrions pas nous passer d'une liaison entre les deux appareils. Une fois ce principe accepté, comment concevoir l'interrupteur automatique ? Il suffira, pour

baisser le son ou couper l'alimentation, d'un simple relais en sortie du montage. Nous pouvons utiliser un contact à ouverture (repos) pour couper l'alimentation ou insérer une forte résistance en série avec le haut-parleur, ou un contact à fermeture pour créer un court-circuit après le potentiomètre de volume. Ce détail ne pose pas de gros problème.

Du côté de l'entrée du « silencieux », les choses sont moins simples au premier abord. À quoi devra réagir le circuit ? Au signal électrique de la sonnerie, au son de la sonnerie, au son de la voix, ou à autre chose encore ? En pratique, tous les essais menés avec des microphones ont été décevants, car ils captent tout et n'importe quoi. Le moyen le plus sûr est un capteur relié à la ligne téléphonique elle-même. Il règne entre les deux fils (repérés A et B) d'une ligne au repos une tension continue de 50 V environ ; la ligne est en attente, le combiné « raccroché ». Dès que quelqu'un vous appelle, une tension alternative de 75 V remplace par intermittence la tension continue. Au moment où vous décrochez votre combiné, la tension alternative disparaît et la tension continue tombe de 50 V



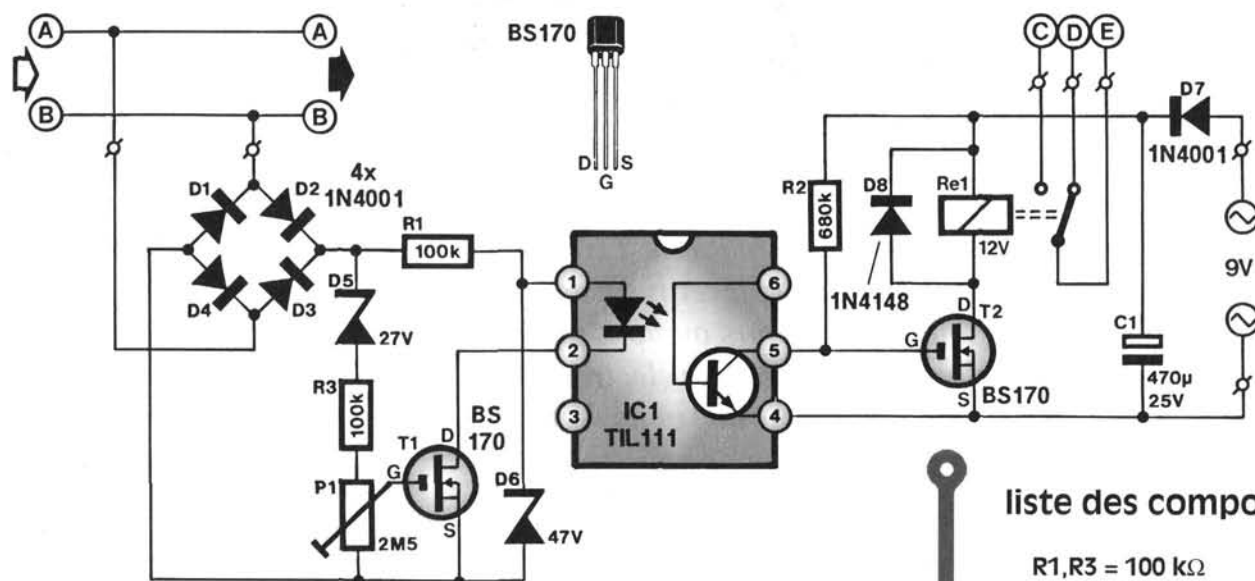


Figure 1 – Le schéma du silence-radio. Le relais, excité quand le combiné prend la ligne (on ne peut plus guère parler de « décrocher », vu les formes que prennent les téléphones modernes), coupe l'alimentation du poste de radio.

liste des composants

R1, R3 = 100 k Ω
R2 = 680 k Ω

P1 = 2,5 M Ω

C1 = 470 μ F/25 V
D1 à D4, D7 = 1N4001 à 1N4007
D5 = zener 27 V/400 mW
D6 = zener 47 V/400 mW
D8 = 1N4148
T1, T2 = BS170
IC1 = TIL111

Re1 = relais Siemens
V23027 12 V 1RT

à quelque 10 V. Le passage de 50 à 10 V semble tout indiqué pour actionner le relais, d'autant plus qu'il se produit exactement au moment où la liaison commence, donc au moment où il faut que la radio se taise.

le schéma

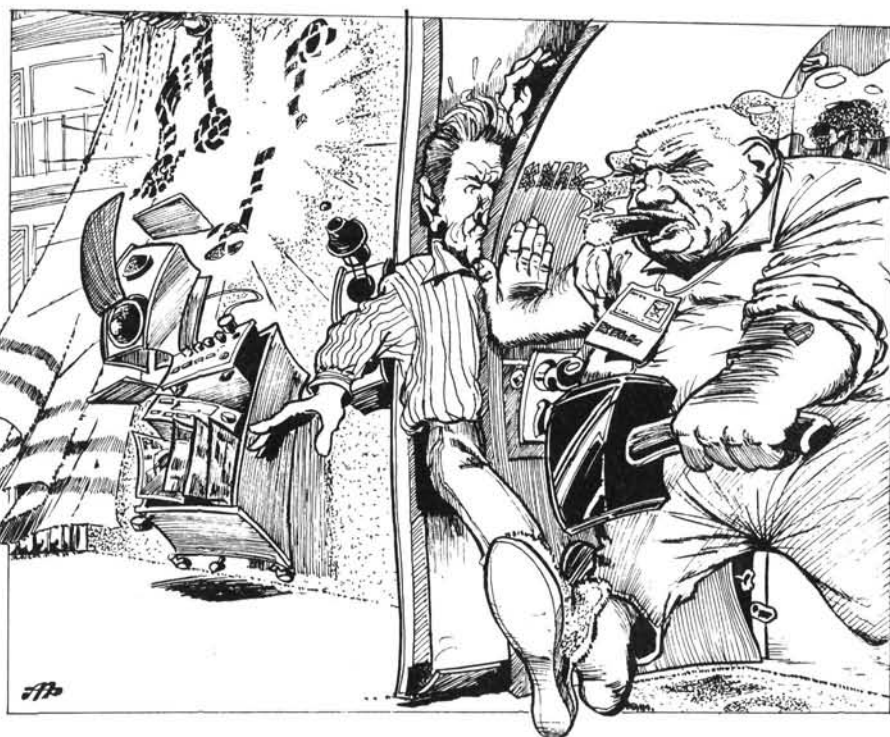
La figure 1 montre comment nous sommes passés des quelques idées du paragraphe précédent à un circuit pratique. Vous trouvez à la sortie le relais promis (Re1), alors que l'entrée est raccordée à la ligne téléphonique. Entre les deux, outre quelques composants ordinaires, il faut remarquer un opto-coupleur (ou photo-coupleur). Il n'est pas indispensable au fonctionnement, mais absolument impératif pour la sécurité: tout circuit raccordé à la ligne téléphonique doit en être isolé galvaniquement.

Le fonctionnement est assez simple à comprendre. Pour ne pas avoir à nous soucier de la polarité de la ligne, nous avons prévu à l'entrée un pont redresseur (D1 à D4) qui nous évite en même temps que la tension alternative de la sonnerie provoque des dégâts. La sortie du pont présente donc une tension de 50 V environ tant que la ligne est en attente. La diode zener D5 soustrait 27 V de cette tension, il reste donc quelque 23 V aux bornes du diviseur R3/P1. À condition que le curseur ne soit pas à zéro, cela signifie que le FET (transistor à effet de champ) T1 voit une tension de grille suffi-

sante pour être conducteur. La LED de l'opto-coupleur (IC1) s'éclaire et le transistor devient conducteur. Aussi longtemps que le transistor de l'opto-coupleur est conducteur, la grille de l'autre FET, T2, est court-circuitée à la source, ce qui suffit à le bloquer. Le relais est donc au repos aussi longtemps que la ligne téléphonique est en attente.

Au moment du décrochage, la tension de la ligne tombe à 10 V. Cette basse tension ne suffit pas à faire conduire T1, si bien que dans l'opto-coupleur la LED s'éteint et le transistor se bloque. De l'autre côté

de la barrière galvanique, la grille du transistor n'est plus court-circuitée, le transistor T2 conduit grâce à R2: le relais Re1 est excité.



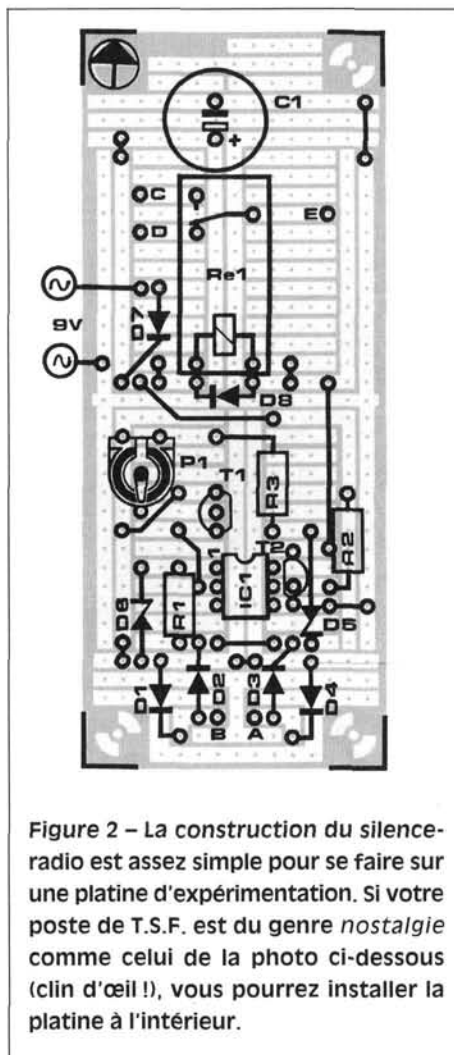


Figure 2 – La construction du silence-radio est assez simple pour se faire sur une platine d'expérimentation. Si votre poste de T.S.F. est du genre *nostalgie* comme celui de la photo ci-dessous (clin d'œil !), vous pourrez installer la platine à l'intérieur.

Il reste quelques composants que nous n'avons pas examinés. La diode zener D6, avec la résistance R1, limite la tension à une valeur sans danger pour la LED de l'opto-coupleur. La diode D8, de l'autre côté, fonctionne en diode de roue libre

pour le relais, la diode D7 et le condensateur C1 ont deux fonctions : redresseur mono-alternance si vous utilisez une tension alternative pour alimenter le montage ; anti-inversion de polarité et filtrage complémentaire si vous utilisez une tension continue de 9 V.

Vous avez remarqué que malgré les symboles de tension alternative du schéma, vous avez le choix entre alternatif et continu pour l'alimentation du circuit. N'importe quel transformateur ou bloc secteur conviendra ; vous pouvez aussi prélever quelques dizaines de milliampères sur l'alimentation du poste de radio puisqu'il n'en aura plus besoin à ce moment-là.

construction et utilisation

La figure 2 montre l'implantation des composants sur la platine d'expérimentation de format 1. Un amateur moyen doit s'en sortir en un quart d'heure. Attention à l'orientation des composants polarisés, c'est-à-dire tous sauf le potentiomètre et les trois résistances.

Tous les points de raccordement sont repérés clairement sur le schéma et le plan d'implantation de la platine : A et B sont les deux fils de la ligne téléphonique, C, D et E les contacts du relais. Les symboles « alternatif » signalent les bornes d'alimentation. Si votre source d'alimentation est continue, il faut raccorder son pôle positif à la diode D7. Pour le raccordement à la ligne téléphonique, utilisez un

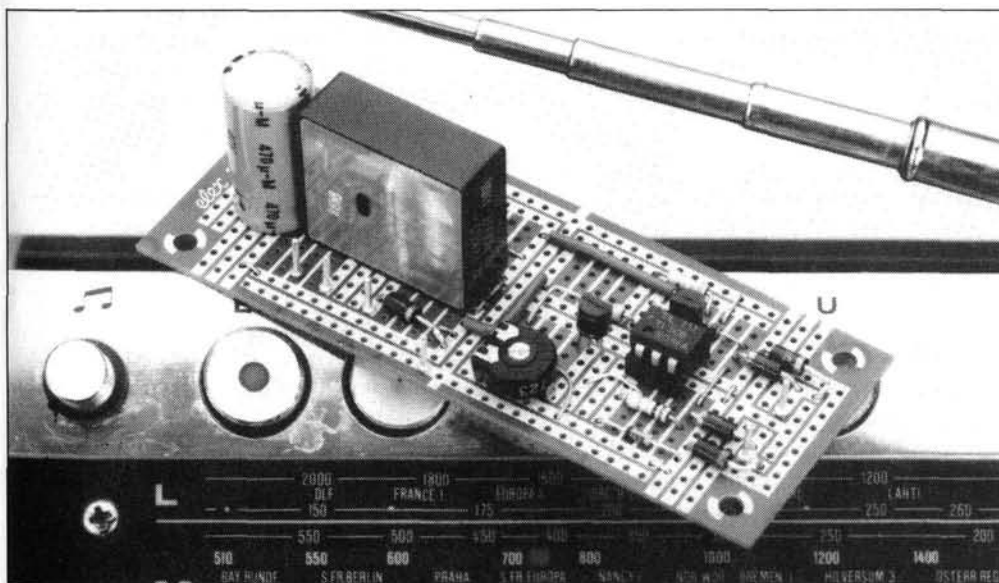
câble blindé à deux conducteurs, et si possible une fiche gigogne qui, d'une part, vous évitera de bricoler la prise téléphonique, d'autre part vous permettra de transporter facilement le dispositif d'une prise à l'autre. Les deux bornes qui nous intéressent, sur les six ou huit que compte* la fiche, sont les deux plus hautes de la rangée de gauche, quand on la regarde par le côté vis, avec la base du T en bas.

Le circuit pourra être installé dans le poste de radio ou dans un petit coffret disposé à proximité. Un mot sur le poste de radio : nous supposons que c'est un modèle portable ou en tous cas alimenté à basse tension, car il n'est pas question de commuter la tension du secteur avec le petit relais prévu. Il faudra interrompre l'un des fils d'alimentation du poste de radio et les raccorder aux points D et E de la platine. Il existe une autre solution, déjà évoquée au début : introduire une résistance d'une centaine d'ohms dans la ligne du haut-parleur. Elle sera court-circuitée par les contacts du relais (toujours les points D et E), et la radio fonctionnera normalement aussi longtemps que la ligne restera en attente. Dès que le téléphone est décroché, le contact s'ouvre et le haut-parleur, avec cette résistance en série, se tait sans que le circuit de l'amplificateur de puissance soit ouvert, ce qui est important.

Le réglage de P1 est fait de telle façon que le relais ne soit pas excité aussi longtemps que la ligne est en attente. À propos de la ligne, vous pouvez concevoir quelques scrupules à consommer en permanence le courant nécessaire à exciter la LED de l'opto-coupleur. Ces scrupules vous honorent, mais qu'en est-il exactement de cette consommation ? Sous 50 V environ, en négligeant la tension aux bornes de la LED, l'intensité à travers R1 de 100 kΩ est de l'ordre de la moitié d'un milliampère. Comme le coefficient de transfert du TIL111 est de 10% environ, son transistor conduit un cinquantième de milliampère, ce qui est amplement suffisant pour provoquer aux bornes de R2 une chute de tension égale à l'alimentation. Il reste que la consommation sur le réseau téléphonique est insignifiante, du même ordre de grandeur que le courant de fuite d'un mauvais condensateur dans le circuit de sonnerie d'un vieux poste. Or les vieux postes téléphoniques sont autorisés, non ?

896060

Si les fiches se mettent à compter les bornes, maintenant...



En électronique numérique, un inverseur est un opérateur d'un usage fréquent. On le trouve le plus souvent sous forme d'une « porte » intégrée dans un circuit TTL ou CMOS. Un boîtier DIL courant en contient six. Si l'on n'a besoin que de un ou deux inverseurs dans un montage, le circuit intégré n'est exploité qu'au sixième ou au tiers de ses possibilités : c'est évidemment du gaspillage. Comment faire alors ? Se servir tout simplement d'un transistor.

0 INVERSEUR Le transistor

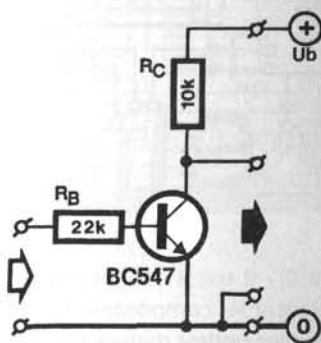


Figure 1 – Avec un transistor et deux résistances, nous pouvons fabriquer un inverseur compatible aussi bien avec les circuits intégrés logiques TTL que CMOS.

La figure 1 vous montre à quoi ressemble ce montage dont les niveaux d'entrée et de sortie sont compatibles aussi bien avec les circuits TTL qu'avec les circuits CMOS. Si vous pensez que ce schéma ressemble à celui d'un transistor utilisé comme commutateur, vous avez parfaitement raison. Le transistor utilisé comme inverseur fonctionne en commutation. Dans les deux cas, il se comporte comme un relais (statique) ou un interrupteur. Le plus important cependant pour l'inverseur, n'est pas de permettre ou non la circulation d'un courant dans une résistance placée dans son circuit de collecteur, c'est la tension qui règne sur le collecteur par rapport à la masse. Elle présente deux valeurs intéressantes, que nous appelons "1" et "0" : si le transistor est bloqué (1), la tension qui règne sur le collecteur est à peu de chose près celle de l'alimentation ; si le transistor est saturé (0), cette tension est nulle, le collecteur est au potentiel de la masse. La circulation d'un courant, même si l'on considère ceci comme quelque chose de "positif", si "ça marche" puisque si R_C est une lampe, elle s'allume, c'est "0", parce que nous avons appelé "0"

la présence sur le collecteur d'une tension nulle par rapport à la masse. Où est l'inversion ? Entre l'entrée et la sortie : lorsque la base est au potentiel de la masse (0), le collecteur est à celui de l'alimentation (1) ; lorsque la base est au potentiel de l'alimentation (1), le collecteur est à celui de la masse (0).

Bien que les états intéressants soient des tensions, les courants continuent de circuler. Lorsque l'entrée du circuit est à "1", le courant traverse la résistance de base R_B qui le limite et la jonction base-émetteur. Ce courant de base autorise la circulation d'un courant de collecteur I_C qui lui est proportionnel. Si le facteur d'amplification en courant du transistor est H_{FE} , nous avons :

$$I_C = H_{FE} \times I_b$$

Avec une tension d'alimentation de 5 V, et une résistance de base de 22 k Ω , $I_b = 5 : 22 = 0,2$ mA (le calcul, approximatif, néglige la différence de tension de 0,6 V entre base et émetteur). Pour un gain, H_{FE} de 100 le courant de collecteur serait de $100 \times 0,2$ mA = 20 mA, s'il n'était limité par R_C de 10 k Ω à $5 : 10 = 0,5$ mA. Le courant de collecteur est donc bien inférieur au

maximum ce qui veut dire que le transistor est tout à fait passant (on dit qu'il est saturé). Le courant qu'il laisse passer n'est limité que par la résistance aux bornes de laquelle règne toute la tension d'alimentation. La chute de tension entre collecteur et émetteur est alors nulle (à peu de chose près, le plus souvent, lorsque le transistor est saturé, la différence de potentiel entre collecteur et émetteur est d'environ 0,2 V). En résumé : le courant de base doit être assez grand pour que le courant de collecteur maximum soit supérieur au courant circulant dans la résistance lorsque celle-ci a toute la tension d'alimentation à ses bornes. Dans ce cas seulement nous pouvons négliger la chute de tension provoquée par le transistor.

Nous venons de voir ce qui arrivait lorsque l'entrée de notre inverseur était au niveau logique "1", appliquons-lui maintenant un "0", c'est-à-dire que nous portons pratiquement la base au potentiel de la masse. La jonction base-émetteur est bloquée : aucun courant de base ne circule. Si le courant de base est nul, celui de collecteur l'est aussi. Si aucun courant ne traverse la résistance R_C , nous n'avons à

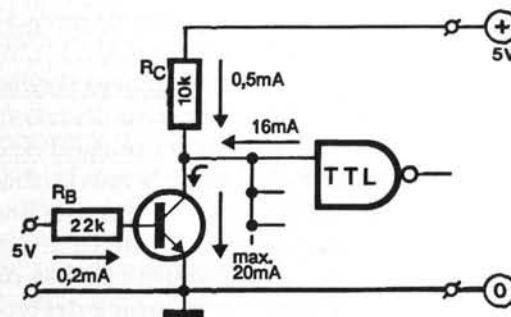
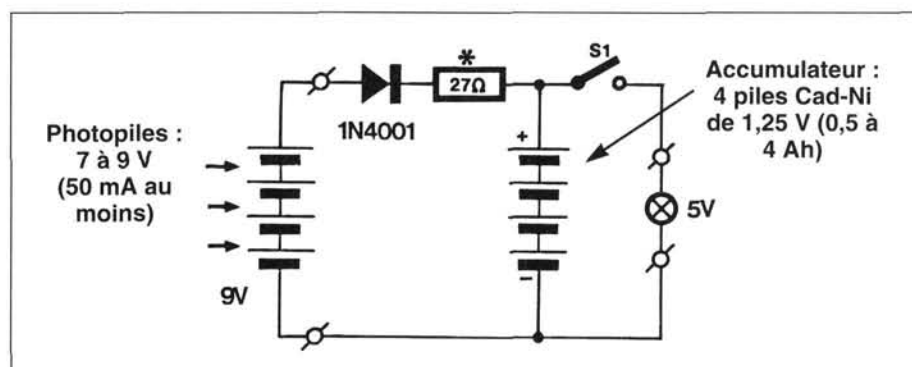


Figure 2 – Si nous câblons en sortie une dizaine d'opérateurs logiques TTL standard, le transistor devra supporter un courant de collecteur de 16,5 mA. La résistance de base R_B , si le transistor a un gain de 100, permet un courant de collecteur maximum de 20 mA. Elle a donc été judicieusement choisie, ce que nous ne pouvons pas dire de R_C .

astuce



+lampe+de+poche+solaire+



ses bornes aucune chute de tension. La différence de potentiel entre la sortie et la masse est donc égale à la tension d'alimentation, son niveau logique est passé à "1".

Il est peut-être temps de dire comment nous avons choisi R_b et R_c . Pour cela rappelons-nous que nous avons voulu notre inverseur compatible avec un maximum d'opérateurs logiques, TTL standard, TTL-LS et CMOS. Si nous voulons que la sortie de notre inverseur puisse commander l'entrée d'une dizaine de portes (figure 2), il faut aussi en tenir compte. En logique CMOS ou TTL-LS, cela ne pose aucun problème, pas plus qu'avec les plus récentes familles logiques HC et HCT dont le comportement des entrées est comparable à celui de la famille CMOS. En revanche, en TTL standard, les choses sont plus compliquées. En effet, lorsque l'entrée d'un tel circuit est au "0" logique, à la masse pour tout dire, il en sort un courant de 1,6 mA, soit de 16 mA pour dix portes. Ceci veut dire que le transistor devra supporter un courant de collecteur supplémentaire de 16 mA qui s'ajouteront aux 0,5 mA que laisse passer R_c . Le courant de collecteur sera donc au total de 16,5 mA. C'est possible puisque, notre transistor ayant un gain de 100, R_b a été choisie pour laisser passer un courant de base de 0,2 mA donc un courant de collecteur maximum de 20 mA. Mais pourquoi R_c est-elle de 10 kΩ ? Il ne fallait pas que cette résistance soit trop petite pour limiter suffisamment le courant. Il fallait qu'elle soit assez petite pour que le niveau logique "1" soit bien défini en sortie, ou plus précisément aux entrées TTL standard. Dans ce cas en effet, si le courant ne circule pas du collecteur vers l'émetteur du transistor, il circule vers les portes et traverse R_c qui provoque une certaine chute de tension : si l'on compte 40 μ A par porte, soit 0,4 mA pour dix portes, R_c provoquera une chute de tension de $10 \times 0,4 = 4$ V ! Nous aurons sans nul doute des problèmes en TTL standard si nous câblons plus de sept portes à la sortie de notre inverseur, parce que ces opérateurs ne reconnaissent un niveau logique "1" en entrée qu'à partir de 2 V.

Ajoutons, pour conclure, que la réponse d'un tel inverseur est beaucoup plus lente que celle de ces collègues intégrés, ce qui en peut en limiter les applications.

886069

Non, même s'il n'est pas exclu qu'un moderne Diogène s'y intéresse, cette lampe n'est pas faite pour éclairer en plein jour. Elle n'est pas non plus prévue pour rester dans l'ombre, mais pour restituer dans l'obscurité l'énergie qu'elle aura emmagasinée à la lumière. Il s'agit en fait d'une lampe de poche rechargeable. Son boîtier, d'assez grandes dimensions, contient donc un accumulateur (quatre piles bâton rechargeables au cadmium-nickel), un chargeur-convertisseur d'énergie « lumineuse » (énergie électro-magnétique) en énergie électrique (cellules solaires, dites aussi cellules photovoltaïques), une ampoule, un interrupteur et quelques fils. Voyez le schéma ci-dessus : une batterie de cellules photo-voltaïques charge, par l'intermédiaire d'une diode et d'une résistance, une batterie d'accumulateurs. Pourquoi une diode, les cellules solaires délivreraient-elles un courant alternatif ?

Non, bien sûr, la diode évite aux accumulateurs de se décharger dans les cellules photovoltaïques qui n'apprécieraient pas. D'un autre côté, le courant de charge ne doit pas dépasser 50 mA, c'est la raison de la présence de la résistance de 27 Ω qui en limitera l'intensité. Pour la charge, il suffit de ranger la lampe en un lieu suffisamment bien exposé à la lumière pour que les photopiles fassent leur office. Rien n'oblige cependant à rendre le générateur solaire indissociable de la lampe : si l'ensemble se présente en deux blocs, il va de soi que la lampe sera moins encombrante et fonctionnera tout aussi bien, à condition de ne pas oublier de la remettre en charge. Nous vous laissons choisir les photopiles sur votre (vos) catalogue(s) ou chez votre revendeur préféré. Question prix, tailles et performances, chacun trouvera le produit qui lui convient.

86729

