PDF Page Organizer - Foxit Software

électronique n°52

elex

février 1993
23 FF/168 FB/8,20 FS
mensuel

explorez l'électronique

Quartz & oscillateurs à quartz

Dipmètre

Antenne VHF à large bande

DÉTECTEUR DE POINTES EN HI-FI avec dessin de circuit imprimé

M2510 - 52 - 23.00 F

PHOTO IWAN PETERS

PDF Page Organizer - Foxit Software

Rési & Transi : bande dessinée 4
Les quartz : quoi ? comment ? 6
Astuce : une sonde de courant pour les piles de 9 V 11
Les diodes de zener : quoi ? comment ? 22
Les varistances : quoi ? comment ? 31
Note de lecture 49
Astuce : perceuse ventilante 57
Petites Annonces Gratuites 60

au sommaire d'elex 52, février 1993

12 une antenne VHF à large bande

18 une sonnerie de téléphone personnalisée

25 une loupe pour voltmètre
surveillez la tension de votre batterie !

28 un filtre pour le secteur
supprimez les parasites !

32 un dipmètre VHF-UHF

37 un veilleur de réveil

40 un indicateur de crête BF
avec dessin de circuit imprimé !

43 un contrôleur de réaction biologique

46 une alimentation de voyage (en auto)
avec dessin de circuit imprimé !

50 une alarme simple pour l'automobile
avec dessin de circuit imprimé !

54 un porte-clés siffleur
avec dessin de circuit imprimé !

Annonceurs: AG Electronique p. 52 – B.H. Électronique p. 53 – Centrad p. 63 – CIF pp. 61 et 62 – Composium p. 25 – Elc p. 63 – Electron Shop p. 53 – Jackson Diffusion Electronique p. 53 – J.Reboul p. 53 – Layo France p. 53 – Loisirs Electroniques p. 53 – Magnétic France p. 21 – Microprocessor p. 53 – Nice Composants Diffusion p. 52 – Publitronic pp. 58, 59, 60, 61 et 62 – Sélectronic pp. 2, 61, 62 et 64 – Spesys p. 53 – SVE Electronic p. 53 – TSME p. 53 – Urs Meyer Electronic SA p. 53 –

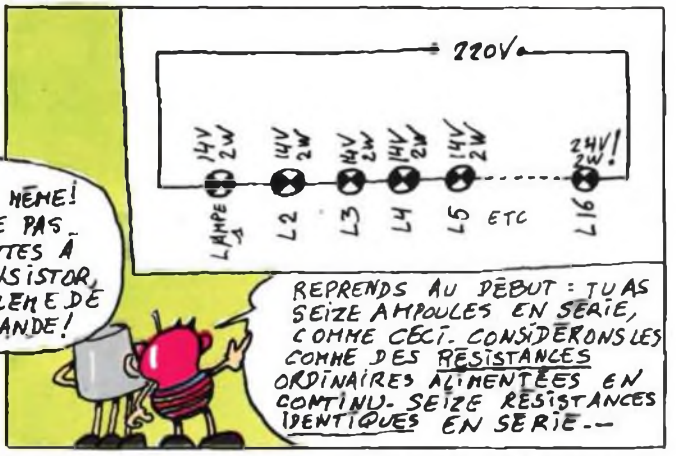
PDF Page Organizer - Foxit Software

LES BIDOUILLES DE

DIS DONC...

...J'EN SORS PAS! LA LOI D'OHM, ÇA M'EMBROUILLE! TU ME DONNES UN COUP DE PATTE?

QUAND MÊME! ÇA CASSE PAS TROIS PATTES À UN TRANSISTOR, CE PROBLÈME DE GUIRLANDE!



REPRENDS AU DÉBUT : TU AS SEIZE AMPOULES EN SÉRIE, COMME CECI. CONSIDÉRONS LES COMME DES RÉSISTANCES ORDINAIRES ALIMENTÉES EN CONTINU. SEIZE RÉSISTANCES IDENTIQUES EN SÉRIE...

AUX 2 EXTRÉMITÉS, UNE TENSION DE 220V. LA TENSION QUI RÈGNE SUR CHACUNE DES RÉSISTANCES EST DONC DE 220V DIVISÉS PAR 16, SOIT 13,75V.

TENSION = $\frac{220V}{16} = 13,75V$

AMPOULE 14V

SI NOUS PARTONS DES 2W DE DISSIPATION DANS CHAQUE RÉSISTANCE, NOUS DÉTERMINERONS FACILEMENT LA VALEUR DE CHACUNE DES RÉSISTANCES.

T'ES SÛR QU'IL VA COMPRENDRE?

$P = U^2/R$

$R = U^2/P$

$\frac{14^2}{2} = \frac{196}{2} = 98\Omega$

ÇA, C'EST L'ÉQUIVALENT DE CHACUNE DES AMPOULES DE 14V.

...ET POUR TA PIÈCE DE RECHANGE DE 24V.?

EUH... $\frac{24^2}{2} = \frac{576}{2}$ SOIT 288Ω!

$P = U^2/R$

$R = U^2/P$

IL FAUT MAINTENANT CALCULER L'INTENSITÉ DU COURANT AVEC LA LOI D'OHM:

$I = U/R$

POUR CHAQUE RÉSISTANCE ÉQUIVALENT À UNE AMPOULE DE 14V. ÇA DONNE $I = \frac{14}{98}$ SOIT 143mA

VOUS REMARQUEREZ QUE TRANSI EST AMBIDEXTRE? (N.D.L.R.)

PDF Page Organizer - Foxit Software

Tout le monde sait que le silicium est utilisé dans la fabrication des semi-conducteurs, transistors, diodes et circuits intégrés. On l'obtient à partir de son oxyde (SiO_2), la silice, matériau assez abondant dans la nature, puisqu'il constitue plus de la moitié de la croûte terrestre.
La résistance électrique excessivement élevée de la silice elle-même en limiterait l'usage aux seuls isolateurs si c'était sa seule propriété intéressante. Ce n'est pas le cas. Vous en conviendrez facilement si nous vous disons que le quartz est de la silice pure cristallisée. Ses propriétés "électromécaniques" en font un matériau idéal pour la stabilisation des oscillateurs électriques.

QUARTZ

Pour produire un signal de fréquence très stable on utilise un oscillateur à cristal. C'est ce que nous savons tous depuis l'apparition sur le marché de la montre à quartz. Il y avait bien avant cela des pendules électriques mais elles utilisaient la fréquence du secteur. Nous connaissons bien sûr d'autres façons de produire des oscillations, avec des résistances, des selfs et des condensateurs, nous en savons aussi les limites : les tolérances de fabrication des composants rendent une grande précision difficilement accessible (surtout pour les fabrications industrielles), la stabilité en fréquence du signal varie avec le temps (vieillissement) et la température, qui modifient les caractéristiques des composants. L'utilisation d'opérateurs ou de circuits intégrés spécialisés ne résout pas tous les problèmes, même si, pour la majorité des applications, la stabilité des oscillateurs RC reste suffisante. Dans certains cas pourtant, tels que le chronométrage de longs intervalles ou la coordination de plusieurs dispositifs, dans des applications liées à l'informatique ou aux télécommunications par exemple, l'introduction dans le circuit d'un cristal de silice de composition, de taille et de dimensions convenables, permet de stabiliser, mécaniquement, la fréquence du signal produit. La **figure 1** montre quelques modèles de ces composants au cœur de pierre. On ne voit pas tout le cristal puisqu'il est en partie argenté. Il est relié électriquement au reste du circuit par ce dépôt d'argent qui concerne ses deux faces (**figure 2**). À première vue, cela ressemble fort à un condensateur dont le quartz ne serait que le diélectrique. On peut effectivement le considérer comme tel, mais nous allons voir que c'est beaucoup plus.

effet piézo-électrique

En 1880, Jacques et Pierre Curie découvrirent que des charges électriques de signes opposés apparaissaient sur les faces opposées d'un cristal soumis à une contrainte mécanique (*piezein*, en grec, c'est "presser"). Prenons l'exemple du quartz pour expliquer ce phénomène. Un cristal de quartz est constitué d'atomes de silicium (Si) et d'oxygène (O), deux fois plus nombreux (c'est ce que veut dire SiO_2). Les atomes de silicium ont perdu leurs électrons périphériques, au bénéfice des atomes d'oxygène. Nous sommes donc en présence d'ions répartis dans l'espace

Figure 1 – Les quartz de nos appareils sont plus souvent enfermés dans des boîtiers métalliques. On en trouve, comme ici, dans des enceintes de verre qui permettent de les voir par transparence.

selon un ordre rigoureux et liés entre eux par des forces électrostatiques très grandes. L'ensemble a une très grande cohésion. Un cristal de quartz est électriquement neutre : le centre de gravité des particules positives (celles qui ont "prêté" leurs électrons périphériques) est confondu avec celui des particules négatives (celles qui ont emprunté des électrons).
Si le cristal convenablement taillé, est soumis à une contrainte mécanique (pas dans n'importe quel axe), compression, flexion, cisaillement, les centres de gravité des particules positives et négatives qui le constituent sont dissociés parce que le cristal ne possède pas de centre de symétrie. Les surfaces du cristal sont ainsi polarisées différemment et nous avons entre elles une différence de potentiel qui peut être importante, comme vous pouvez le constater aux étincelles produites par un allume-gaz piézo-électrique. Nous en connaissons d'autres applications puisque les têtes de lecture de nos vieux électrophones étaient dotées d'une cellule fonctionnant sur ce principe.
Puisque ça marche dans un sens, il n'y pas de raison qu'en soumettant une lame de

PDF Page Organizer - Foxit Software

quartz à un champ électrique, suivant certains axes, nous n'en obtenions pas une déformation : les particules chargées négativement tendent à se déplacer vers le pôle plus et les particules chargées positivement vers le pôle moins. Les liaisons interatomiques (ioniques en fait) sont suffisamment grandes pour que le cristal n'éclate pas (ce qui n'est toutefois pas impossible). Il se dilate ou se contracte suivant la polarité du champ. Si le champ est alternatif, l'épaisseur de la lame va varier à sa fréquence (le volume du cristal reste constant). Les applications de ce phénomène sont bien connues, puisqu'elles vont des résonateurs piézo-électriques aux émetteurs d'ultrasons dont nous faisons grand usage dans nos colonnes. La plus importante est cependant celle de stabilisateur dans les générateurs de fréquences, là où une base de temps très précise est demandée.

résonance

La résonance (ou résonnance) est un phénomène que l'on retrouve dans tous les domaines de la physique. Nous l'avons vue dans un précédent numéro à propos des filtres passifs. Elle suppose un "accord" entre la fréquence propre d'un oscillateur et celle du dispositif qui entretient ses oscillations. Un quartz soumis à une tension alternative peut se mettre à vibrer mécaniquement si la fréquence de la tension qui lui est appliquée privilégie une de ses fréquences propres de résonance (vibration) mécanique. Celles-ci dépendent de sa coupe, de ses dimensions et de l'orientation du champ électrique. Prenez l'exemple d'une corde de guitare : plus elle est longue et plus son diamètre est grand, plus basse est la note que l'on peut en tirer.

Figure 3 – À ses fréquences de résonance le quartz équivaut soit à un circuit RLC série (d'impédance quasiment nulle) en parallèle à un condensateur (3a), soit à un circuit-bouchon ou RLC parallèle (d'impédance excessivement élevée). Dans le second cas, il n'y a qu'une capacité C_v équivalant aux deux capacités câblées en série ($1/C_v=1/C_i+1/C_o$). Ces composants permettent une description purement électronique de ce qui se passe aux deux fréquences de résonance (mécanique) du cristal.

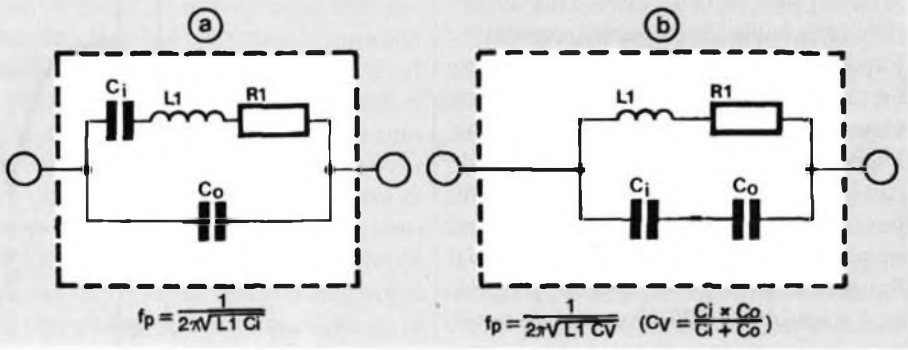


schéma de substitution (à la résonance)

Lorsque le cristal de quartz vibre, il impose à la source du champ électrique sa fréquence. Un tel système qui transforme des oscillations électriques en oscillations mécaniques est un transducteur électromécanique. Cette intrusion de la mécanique dans un circuit électronique ne va pas sans compliquer les calculs. De plus, comme nous l'avons dit plus haut, le cristal et ses deux surfaces argentées forment un condensateur. Il est possible, sur le papier, de substituer au quartz des composants discrets dont l'ensemble ait des propriétés électriques assez proches des siennes à la résonance: le condensateur C_i, la bobine L1, et la résistance R1 de la **figure 3** sont là à la place d'un cristal. C'est un circuit RLC série tout à fait semblable à ceux dont nous avons parlé dans le numéro de décembre 1992. Nous savons qu'il ne laisse passer sans trop d'atténuation que les signaux dont la fréquence est très proche de sa fréquence de résonance. En parallèle à ce filtre, C_o est une capacité égale à celle du condensateur que forme par construction le quartz. On l'appelle capacité du support ou capacité-shunt.
En fait il y a deux façons de représenter les choses, donc deux schémas de substitution : ou bien le quartz a les propriétés d'un circuit résonant série, shunté par C_o (figure 3a), ou bien c'est un circuit anti-résonant ou circuit-bouchon constitué d'un seul condensateur C_v, équivalent aux condensateurs C_o et C_i en série (**figure 3b**). À chacune de ces représentations correspond une fréquence de résonance particulière ; à chacune de ces fréquences le quartz se comporte différemment. En résonance série, seule la capacité du support (due à la construction du composant)

1880, entrée de l'électronique dans l'âge de la pierre taillée

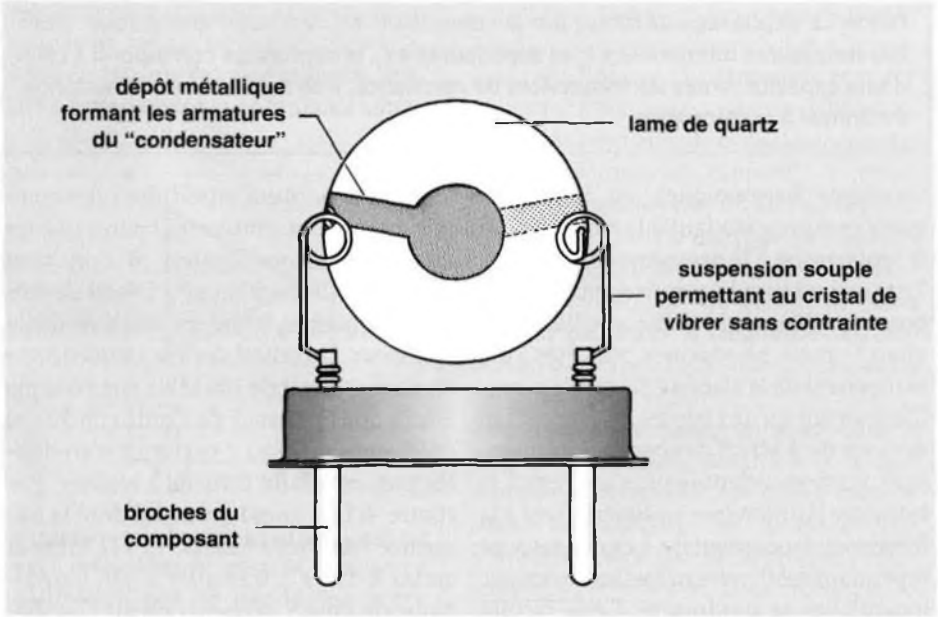


Figure 2 – Les deux faces opposées du cristal sont partiellement argentées, ce qui lui donne l'allure d'un condensateur. L'ensemble ne formerait effectivement qu'un condensateur si le champ électrique alternatif qui lui est appliqué ne faisait pas vibrer mécaniquement son diélectrique.

PDF Page Organizer - Foxit Software

s'oppose au passage du courant, puisque le circuit RLC de la figure 3a a une impédance très faible à la fréquence considérée. En résonance parallèle par contre, lorsque les capacités se comportent comme si elles étaient en série, le circuit équivalent a une impédance très élevée, le quartz est un circuit-bouchon. Les deux fréquences ne sont pas très éloignées l'une de l'autre, comme on peut le calculer avec les formules de la figure 3, sachant que le rapport C_i/C_o est égal à environ 1/125. On constate aussi que la fréquence d'(anti-) résonance (mode parallèle) est supérieure à la fréquence de résonance série puisque la capacité équivalente aux deux capacités en série est inférieure (pratiquement égale) à la plus petite (C_i). La fréquence d'anti-résonance est d'environ 0,4% supérieure à la fréquence de résonance.
Ces représentations ne sont bien sûr pas tombées du ciel. Elles permettent d'expliquer les particularités des variations de l'impédance du quartz et du déphasage qu'il introduit, en fonction de la fréquence, que nous allons voir de plus près maintenant.

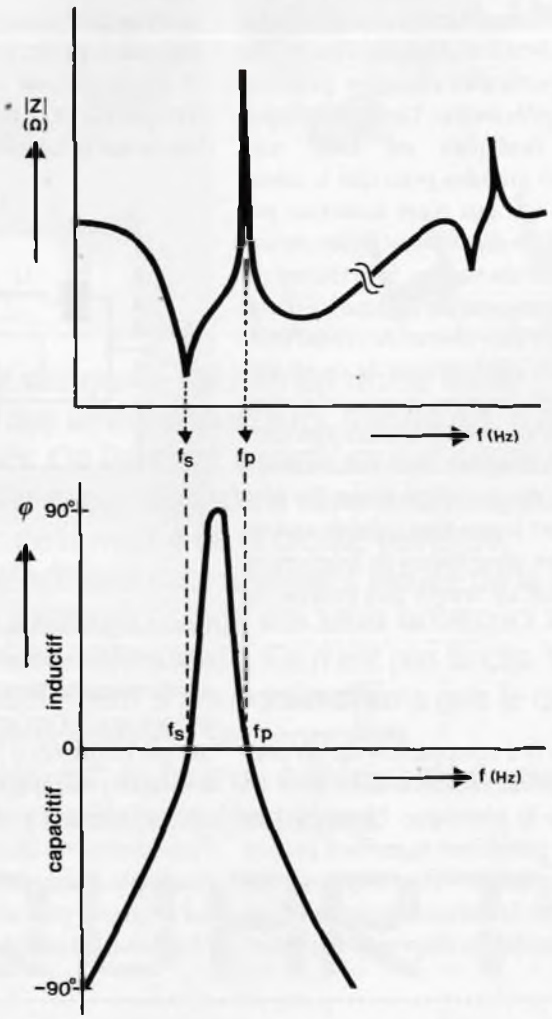


Figure 4 – Allure de l'impédance Z du quartz (en haut) en fonction de la fréquence (au voisinage de la résonance). Aux deux fréquences de résonance, dites série et parallèle, l'impédance prend des valeurs extrêmes. Plus loin, pour un multiple impair, le phénomène se reproduit : nous avons à faire à une fréquence harmonique. Le déphasage introduit par le composant est reproduit en dessous : pour des fréquences inférieures à f_p et supérieures à f_s, le déphasage correspond à celui d'une capacité ; entre les fréquences de résonance, il se comporte en inductance. Il s'annule à la résonance.

oscillations harmoniques

Sur les courbes de la **figure 4** les fréquences de résonance (série) et d'anti-résonance (parallèle) sont désignées par f_s et f_p. Nous voyons que lorsque la fréquence est égale à f_s, l'impédance du cristal n'est plus représentée que par la capacité-shunt. Elle augmente ensuite rapidement et tend vers une très grande valeur lorsque la fréquence est voisine de f_p. Lorsque la fréquence augmente encore, les mêmes phénomènes se reproduisent. Si nous avions poursuivi sans interruption le tracé de la courbe, vous auriez pu mesurer que les fréquences auxquelles nous avions à nouveau résonance étaient triples des fréquences fondamentales (harmoniques de rang 3). Il apparaît que le cristal vibre aussi à ces fréquences. Comment est-ce possible ? C'est ce que nous tentons d'expliquer par le dessin de la **figure 5** qui représente un barreau fixé par ses deux extrémités.
Si le barreau est excité convenablement, il n'y a aucune raison pour qu'il ne vibre pas à sa fréquence de résonance, mais il vibrera également à une fréquence triple (troisième harmonique), ou à des fréquences correspondant à la cinquième, à la septième ou à la neuvième harmonique. Tout ceci est bien bon mais semble devoir poser problème à notre oscillateur à quartz : nous ne sommes plus très sûrs maintenant de la stabilité de sa fréquence. C'est un fait qu'aux basses fréquences (en dessous de 4 MHz) des oscillations parasites, correspondant le plus souvent à la troisième harmonique, se superposent à la fréquence fondamentale. Les choses sont cependant relativement faciles à corriger lorsqu'elles se produisent. Cette faculté qu'a un quartz d'osciller à des harmoniques (impaires) de sa fréquence de résonance peut cependant être favorisée si l'on introduit dans le circuit un composant qui l'y force. Pourquoi introduire cette complication ? Tout simplement parce que les quartz ont leurs limites. Si l'on veut construire un oscillateur à cristal de très haute fréquence, il faut un cristal de faible épaisseur. Un cristal dont la fréquence de résonance serait de 100 MHz par exemple aurait une épaisseur de l'ordre de 30 µm (millièmes de mm). Ceci, vous n'en doutez pas, est plutôt difficile à réaliser. Par contre, si l'on prend un cristal dont la fréquence "naturelle" est de 11,111 MHz et qu'on le force à travailler à son harmonique de rang 9, on peut obtenir l'oscillateur désiré. Il serait d'ailleurs temps d'en parler, des oscillateurs.

PDF Page Organizer - Foxit Software

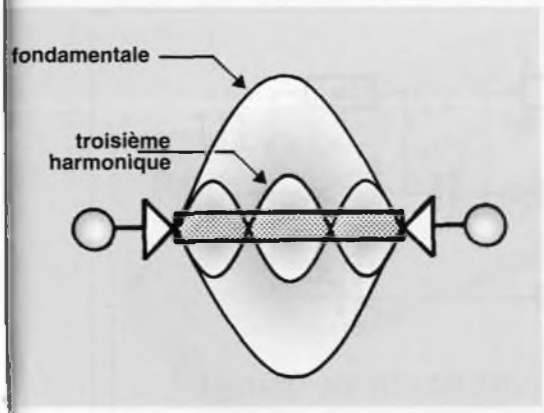


Figure 5 – Un cristal ne vibre pas qu'à la fréquence de résonance (fondamentale) mais aussi aux harmoniques de rang impair (trois fois, cinq fois, sept fois ou neuf fois la fréquence de résonance).

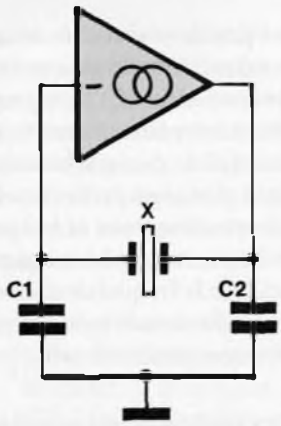


Figure 6 – Câblage théorique d'un quartz destiné à travailler en mode parallèle. Dans ce cas, l'amplificateur est inverseur, de gain unitaire, et la boucle de retour introduit un déphasage de 180° qui fait que le signal réinjecté est en phase avec le signal initial.

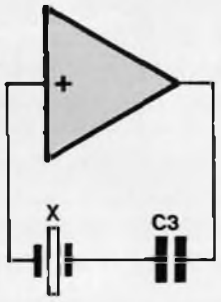


Figure 7 – En résonance série, le cristal est uniquement résistif, puisqu'il n'introduit pas de déphasage entre l'entrée et la sortie. En fait, il est nécessaire de favoriser le déplacement de la fréquence vers celle de résonance parallèle, ce que permet C3, qui compense le déphasage.

oscillateurs à cristaux

Un oscillateur très simple peut n'être constitué que d'un amplificateur à contre-réaction. Il n'est cependant question d'oscillations que si le signal réinjecté est en phase avec le signal d'entrée initial, et si le gain de boucle multiplié par le gain de l'amplificateur est égal à 1. Ceci veut dire que le signal réinjecté doit n'être ni plus grand ni plus petit que le signal initial. Le signal réinjecté a une **amplitude égale** à celle du signal d'entrée avec lequel il est **en phase**. Prenons l'exemple de la **figure 6** où nous avons construit un oscillateur à quartz (théorique) autour d'un amplificateur inverseur. Puisque l'amplificateur est inverseur, le signal de sortie est déphasé de 180° par rapport au signal d'entrée. Pour que le circuit se mette à osciller, il faut que la boucle de contre-réaction introduise un nouveau déphasage de 180° entre le signal de sortie et le signal réinjecté, de façon que le déphasage total soit de 180°+180°=360°, soit 0°. Comme nous le voyons sur la courbe du bas de la **figure 4**, le déphasage maximum introduit par le quartz est de 90°. Il faut alors qu'il oscille à une fréquence comprise entre sa fréquence de résonance et sa fréquence d'anti-résonance. Il se comporte donc comme une inductance (self, pour ceux qui ne sont pas anglophobes) qui peut, avec des condensateurs, former un circuit RLC parallèle. Les condensateurs, ici C1 et C2, sont câblés en diviseur de tension capacitif qui, du fait que son point milieu est à la masse, amène le déphasage à 180° (on peut aussi le considérer comme un transformateur capacitif à point milieu). On parle pour un tel montage de **résonance parallèle** bien que sa fréquence de travail, qui dépend aussi en définitive des valeurs de C1 et C2, se situe quelque part entre la fréquence de résonance (série) et celle d'anti-résonance (parallèle) du cristal.

Un montage de quartz en mode série à proprement parler, ressemble à ce que représente la **figure 7**. On utilise dans ce cas un amplificateur non inverseur, qui n'introduit donc pas de déphasage entre son entrée et sa sortie. Dans la boucle de retour, si l'on fait abstraction du condensateur, le déphasage est aussi nul, puisque la fréquence de travail du quartz est celle désignée sur la figure 4 par f_s. Dans ce cas, le cristal peut être considéré comme une résistance pure, ni inductive ni capacitive. Si nous réintroduisons le condensateur, la boucle devient-elle capacitive ? Non, en fait, la fréquence tend à se décaler vers f_p, auquel cas le cristal devient inductif : le condensateur n'a d'autre rôle que de compenser cette inductance. La présence de C3 permet et favorise un déplacement de la fréquence vers f_p.

De ce qui précède nous pouvons conclure qu'en mode série il est toujours question d'un amplificateur non inverseur et qu'en mode parallèle, c'est le contraire, l'amplificateur introduit un déphasage de 180°. Les circuits présentés font travailler le quartz à sa fréquence fondamentale. Pour qu'il résonne à une fréquence harmonique, quelques aménagements sont nécessaires. En mode parallèle, comme sur la **figure 6**, on remplace C2 par un circuit résonnant parallèle réglé sur l'harmonique désirée. En mode série, on remplace C3 sur la **figure 7** par le même type de circuit réglé sur la fondamentale. La méthode n'est en fait vraiment fiable qu'en mode parallèle.

PDF Page Organizer - Foxit Software

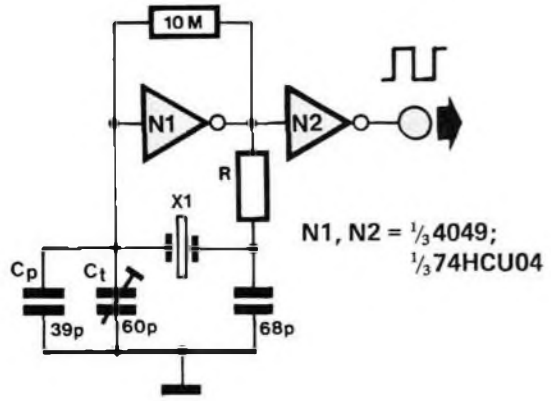


Figure 8 – Il n'est pas difficile de reconnaître ici que le quartz va travailler en mode parallèle (comparer avec la figure 6). La résistance R limite le courant pour éviter au quartz une trop grande souffrance.

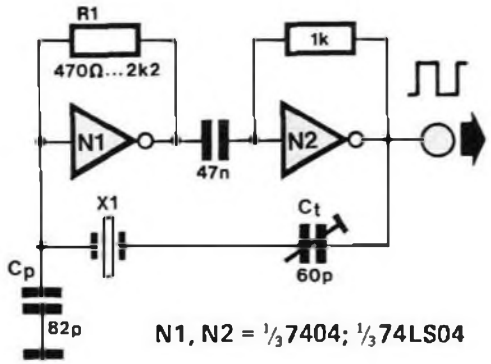


Figure 9 – De même ici, la comparaison avec la figure 7 permet de reconnaître le mode série. Le condensateur de 47 nF situé entre les deux opérateurs a un rôle de découplage, C_p filtre les harmoniques.

oscillateurs avec opérateurs logiques intégrés ..... oscillateurs à composants discrets

Des circuits purement descriptifs des figures 6 et 7 à la réalité, il y a encore une étape à franchir. Commençons par le mode parallèle, identifiable sur la **figure 8** où nous avons un oscillateur construit autour d'un premier inverseur, tamponné par un second. Pour transformer la porte en amplificateur, nous bouclons la sortie sur l'entrée par une résistance de 10 MΩ qui engendre, exactement comme pour un amplificateur opérationnel, la contre-réaction nécessaire. La résistance R limite le courant qui, s'il était trop important, ferait vibrer le cristal avec une amplitude qui pourrait le détruire. Dans cette configuration, le condensateur C_t permet d'ajuster la fréquence de travail du quartz à la valeur désirée. Si ce n'est pas nécessaire, on peut laisser tomber l'ajustable et remplacer C_p par un condensateur de 56 pF.

L'oscillateur de la **figure 9** comporte deux opérateurs de telle sorte que le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée soit nul. Nous avons à faire au mode série puisque l'amplificateur n'est pas inverseur. Le condensateur de 47 nF placé entre les deux portes élimine la composante continue issue de la première, tandis que C_p filtre les harmoniques.

Il est aussi possible de réaliser un amplificateur autour d'un transistor comme sur la **figure 10**. L'oscillateur à proprement parler est câblé autour du transistor T1, alors que T2 sert de tampon. Le cristal fonctionne ici en mode parallèle ce qui veut dire que l'amplificateur est inverseur... Eh bien non, ce n'est pas le cas, puisqu'il n'y a pas de déphasage de 180° aux bornes du quartz pour la bonne raison que l'une de ses broches est à la masse. Cependant, s'il vibrait à sa fréquence de résonance série (f_s), son impédance deviendrait très petite (figure 4). Il tirerait au potentiel de la masse la base de T1. On ne pourrait plus alors parler d'oscillations. Tel qu'il est câblé, avec la bobine L1, le quartz vibrera sur une harmonique. Pour qu'il oscille à la fréquence de résonance parallèle fondamentale (anti-résonance), il suffit de laisser tomber la self.

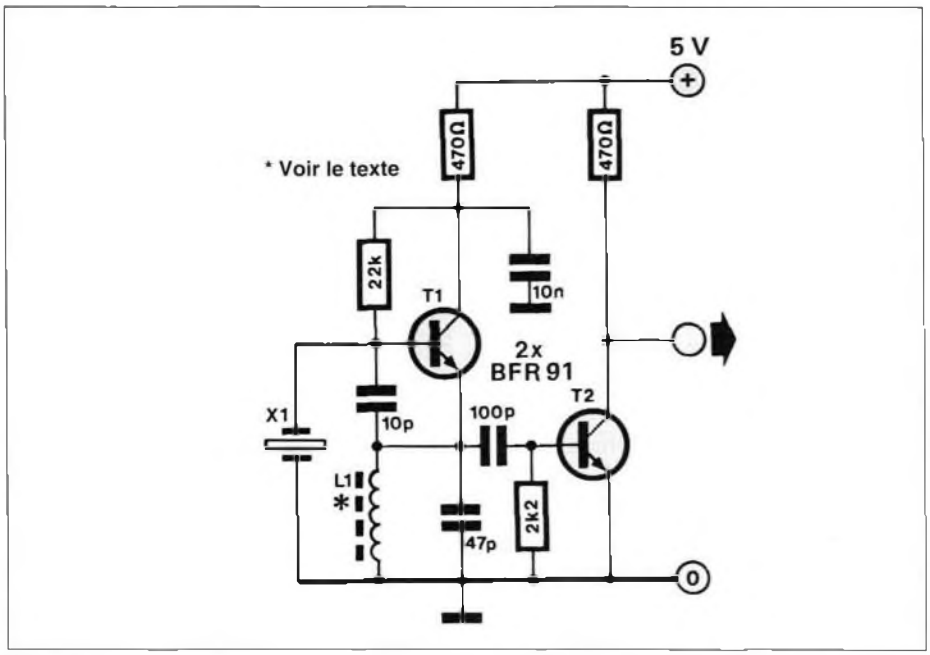


Figure 10 – Mode série ? Mode parallèle ? Il n'est pas possible que le quartz ici vibre en mode série (court-circuit de la base à la masse), il est donc en mode parallèle. La self L1 l'oblige d'ailleurs à osciller à une fréquence harmonique. Pour qu'il résonne sur la fondamentale, il suffit de supprimer la self.

la théorie marche-t-elle ?

Nous le savons, « Les sciences sont plus exactes que les faits qu'elles décrivent ». Ceci veut dire qu'elles permettent une approche de la réalité que celle-ci oblige à affiner. L'image que nous avons tenté de donner des oscillateurs à quartz ne cadrera pas toujours avec les faits : leur comportement n'est pas toujours idéal. Vous en trouverez un exemple sur l'oscillogramme de la **figure 11**. C'est l'image des variations de l'impédance (est-ce bien vrai ?) d'un quartz de 10 MHz identique à ceux qui sont utilisés, par exemple, dans les bases de temps d'ordinateurs. Comparez pour commencer le début de la courbe de la photo avec celle de la figure 4, vous y constaterez un défaut, une inversion peut-être, qui tient aux conditions de

PDF Page Organizer - Foxit Software

la mesure. Nous y reviendrons. Nous constatons pour l'instant à côté des deux premiers pics, l'un supérieur, l'autre inférieur, qui correspondent aux fréquences de résonance aigue de la figure 4, f_s et f_p, d'autres pics de résonance. Ces pics sont à des fréquences trop proches pour être des harmoniques des premières. Chaque division horizontale de l'écran représente 50 kHz, ce qui permet de douter de l'absolue précision de la fréquence d'horloge. Pour terminer, avez-vous trouvé "l'erreur" ? L'image inversée que nous avons sur l'écran vient de ce que nous n'avons pas mesuré l'impédance mais son inverse, l'admittance, faculté qu'a un conducteur de laisser passer le courant alternatif (l'impédance étant la faculté qu'il a de s'y opposer). 886062

Remerciements à M. Marc Mourey, ingénieur de recherches au laboratoire de chronométrie électronique et piézo-électricité de l'université de Besançon pour sa relecture attentive de cet article.

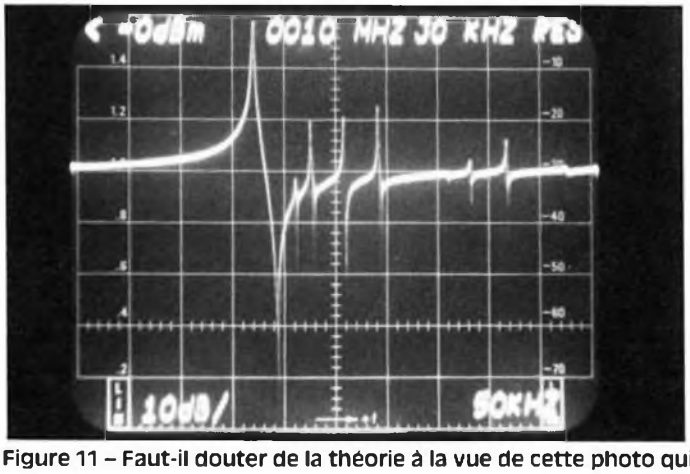


Figure 11 – Faut-il douter de la théorie à la vue de cette photo qui représente l'évolution de l'admittance (inverse de l'impédance) d'un quartz de 10 MHz à ses fréquences de résonance et à des fréquences supérieures ? Il n'est pas possible de parler de résonances harmoniques pour les extremums qui suivent les premiers puisque nous avons sur l'échelle horizontale 50 kHz par (grande) division de l'écran. Artefacts, imperfection du quartz, ou de la "théorie", nous ne déciderons pas.

astuce

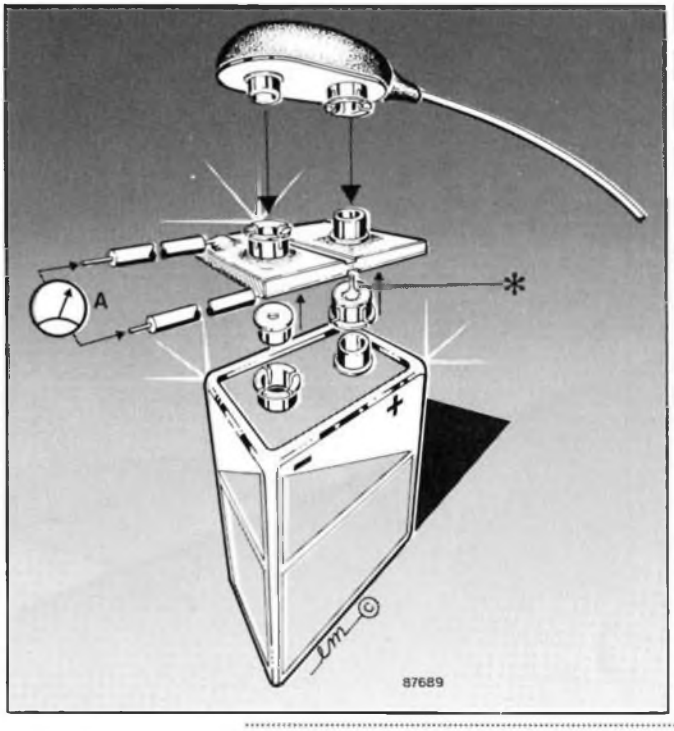
elex

accessoire pour la mesure du courant débité par une pile de 9 V

Mesurer la consommation en courant (assis ou debout) d'un montage ou d'un appareil n'est pas en soi un problème : il suffit de couper un fil de l'alimentation et d'insérer l'ampèremètre en série dans la coupure. Ensuite, on rafistole. Une autre solution consiste à mesurer la tension aux bornes d'une résistance connue avec précision : il faut là aussi opérer c'est-à-dire ouvrir l'appareil.

Si le dispositif est alimenté par une pile de 9 V nous avons un accessoire pratique et facile à fabriquer à vous proposer. Il faut disposer des boutons-pression (* sur l'illustration ci-dessous) d'une paire de piles usagées et d'une chute de plaque cuivrée double face.

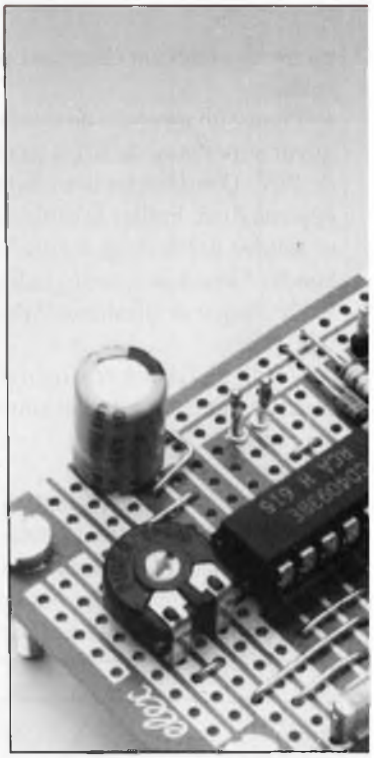
Commencez par diviser en deux parties chaque face cuivrée de la platine. Reliez ensuite électriquement deux des surfaces superposées, du côté "plus" par exemple. Soudez les connecteurs, après un bon dégraissage, puis équipez les deux faces non reliées, du côté "moins" dans notre exemple, d'un fil de connexion pour l'ampèremètre.



PDF Page Organizer - Foxit Software

téléphone gazouillis

Encore une ? Nous avons déjà présenté une sonnerie de téléphone dans le numéro 50 d'ELEX, en décembre de l'année dernière. Si nous en présentons une nouvelle, ce n'est pas faute d'idées neuves, mais parce qu'une bonne idée reste bonne tant qu'on n'a pas envisagé toutes les variations possibles.



Le montage de décembre 1992 faisait appel à un vibreur piézo pour remplacer le timbre électro-mécanique. Il était vite réalisé, et permettait de changer à peu de frais le son de votre téléphone. Il a eu un succès imprévu... *intra muros*. Tous ceux qui savent plus ou moins tenir un fer à souder –si, si, il y en a quelques-uns à la rédaction – se sont mis à fabriquer leur propre version de ce montage. Avec le temps, c'est même devenu un sport : obtenir la sonnerie de téléphone la plus horrible ! Les résultats ont dépassé toutes les espérances. La bienséance nous interdit d'écrire ici les seuls mots qui seraient propres (!) à décrire certaines des sonneries. Imaginez le croisement entre un corbeau enroué et un poulet de batterie bronchitique... Vu le succès constaté ici, nous ne doutons pas de faire plaisir à de nombreux lecteurs en proposant une nouvelle version. Nous avons écouté les différentes sonneries, au risque de lésions définitives de l'appareil auditif, et nous nous sommes arrêtés sur un modèle acceptable : un gazouillis.

biopsie d'un oiseau rare

Si vous nous demandez de quelle race d'oiseau le montage de la **figure 1** imite le cri, vous risquez d'attendre longtemps la réponse. Selon l'auteur du montage, il s'agit d'une race qui reste à découvrir. Comme la personne en question est coutumière de ce genre de réponses, nous ne nous sommes pas appesantis. Vous trouverez la réponse vous-même, quand vous aurez construit le circuit, auquel nous allons nous intéresser maintenant.

Comme pour la sonnerie publiée précédemment, l'entrée est constituée par une résistance de sécurité (R1), un condensateur de couplage (C1) qui provoque en même temps une chute de tension et un pont redresseur (D1 à D4). Le signal de sonnerie arrive aux points (a) et (b). Il s'agit d'une tension sinusoïdale à 50 Hz de 100 V d'amplitude de crête, qui remplace les 48 V continus de la ligne en attente. Cette tension alternative est appliquée, à travers les composants énumérés plus haut, au condensateur de lissage C2, qui aplanit quelque peu la tension redressée. Après ce condensateur, nous trouvons la résistance R2, dont le rôle sera expliqué plus loin, et la diode zener D5, dont le rôle

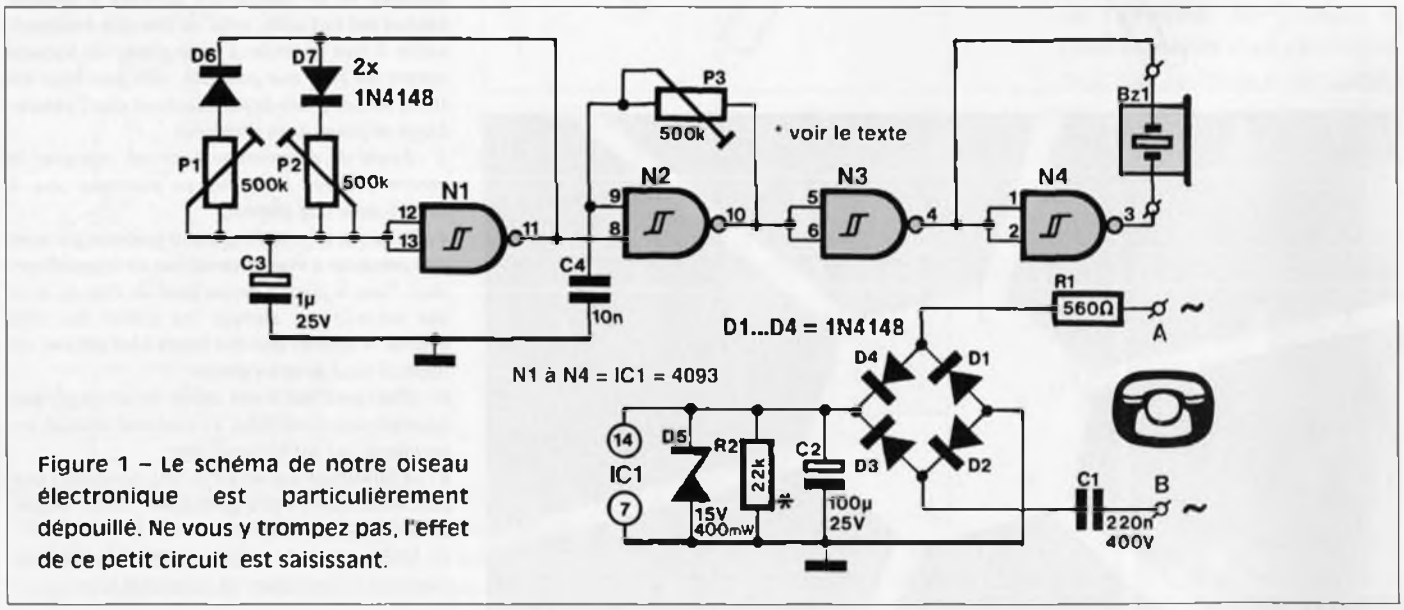
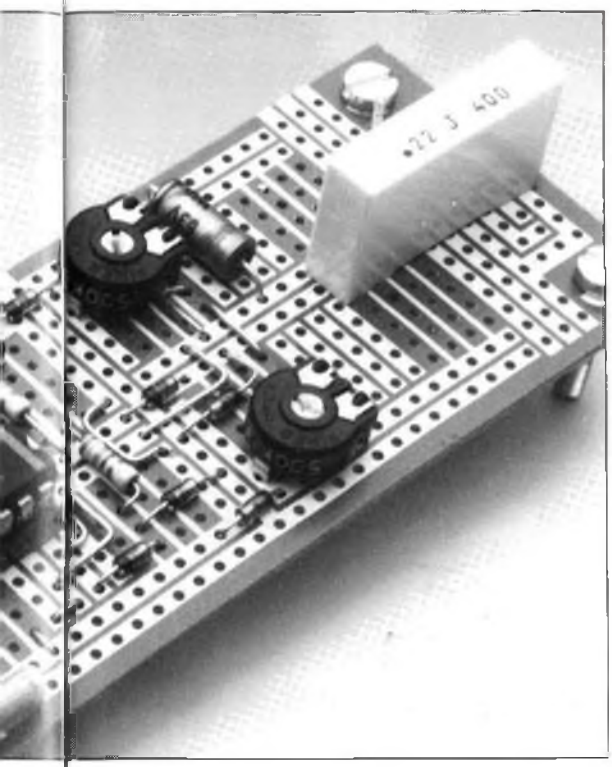


Figure 1 – Le schéma de notre oiseau électronique est particulièrement dépouillé. Ne vous y trompez pas, l'effet de ce petit circuit est saisissant.

PDF Page Organizer - Foxit Software



cachez un oiseau dans votre téléphone

est évident : elle limite à 15 V la tension d'alimentation de l'ensemble, ce qui est vital pour le circuit intégré IC1.

Il est important, dans un circuit comme celui-ci, de limiter d'une manière ou d'une autre l'intensité admise. Nous le faisons ici grâce à la **réactance capacitive** du condensateur C1. L'impédance du condensateur de 220 nF à 50 Hz se calcule suivant la formule :

$$Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

soit environ 15 kΩ. Vous pouvez donc calculer vous-même l'intensité maximale qui traversera le montage.

Venons-en à la résistance R2. Son seul rôle est de faire disparaître progressivement le gazouillis. Voyons comment, sans trop entrer dans le détail. Au moment de la sonnerie, la tension redressée apparaît au pôle positif du pont redresseur. Non seulement le circuit intégré IC1 se trouve alimenté par une tension de 15 V, mais le condensateur C2 se charge à la même tension. Jusque là, rien de particulier. Au moment où le signal de sonnerie disparaît, le condensateur C2 se décharge presque exclusivement à travers R2, car la consommation du reste du montage est insignifiante. Cette décharge n'est pas instantanée, elle demande un certain temps. Par conséquent, le gazouillis ne s'arrête pas brutalement, il s'éteint doucement après que le signal de sonnerie a disparu. La **photographie 2** montre sur l'écran d'oscilloscope la tension d'alimentation aux bornes du condensateur C2 (trace supérieure) et le train d'impulsions de sonnerie (trace inférieure) aux points (a) et (b). Il est évident qu'elle décroît lentement après la disparition de la tension alternative. Il est évident aussi que la décroissance sera d'autant plus rapide que la valeur de R2 sera faible. Comme la valeur du condensateur C2 est constante, la vitesse de décroissance ne dépend que de la valeur de la résistance. Donc, si vous voulez que le son décroisse plus lentement, ou plus rapidement, il suffit de donner à R2 une valeur supérieure ou inférieure aux 22 kΩ prévus.

Au-dessus de cette alimentation, on trouve le schéma proprement dit. Il ne comporte qu'un circuit intégré CMOS de type 4093 et quelques composants discrets. Les deux premières portes NAND à *trigger de Schmitt*, N1 et N2, sont montées en oscillateurs, tandis que les deux dernières sont utilisées comme inverseurs pour piloter le résonateur piézo Bz1.

Le fonctionnement est facile à comprendre grâce aux quelques photos de l'écran d'oscilloscope. Le montage entre en fonction aussitôt qu'il est alimenté par la ten-

elex-abc

réactance capacitive

Contrairement à celle d'une résistance pure, l'impédance d'un condensateur, sa réactance, dépend de la fréquence de la tension à ses bornes. Plus la fréquence est élevée, plus la réactance (Xc) est faible. La réactance se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

La réactance s'exprime en ohms, comme une résistance ou une impédance, la capacité en farads et la fréquence en hertz. Il n'y a pas de s au pluriel pour les mots qui se terminent par z. Le produit 2πf s'appelle la pulsation, il se représente par ω (= oméga minuscule). Comme la pulsation et la capacité sont toutes les deux au dénominateur de la fraction, il est facile de déduire que la réactance est d'autant plus faible que l'une ou l'autre augmente.

À l'inverse, si vous avez oublié la formule, il est facile de la reconstituer par le raisonnement.

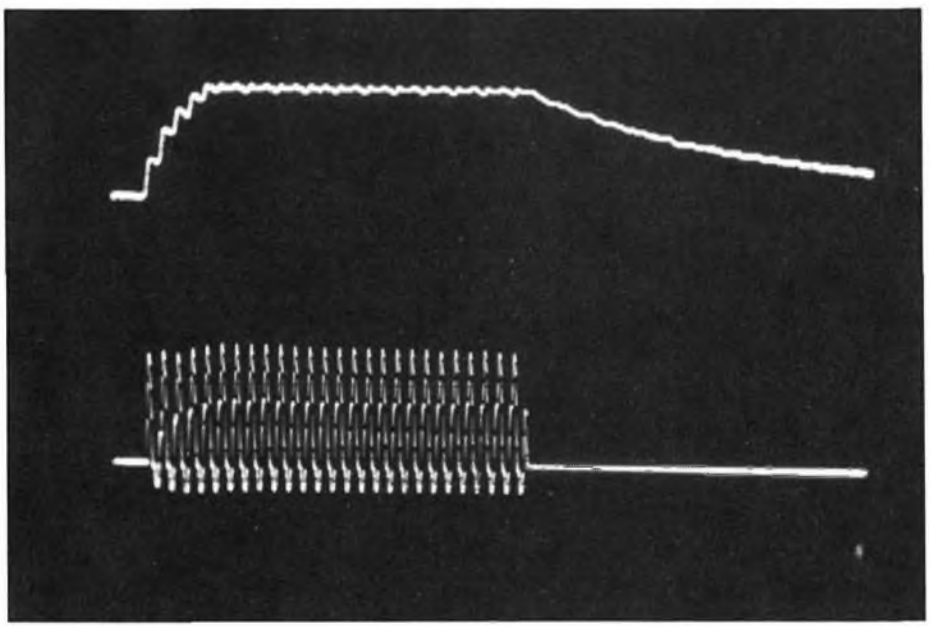


Figure 2 – Pour vous donner une idée précise du fonctionnement, nous avons obtenu –sans trop de mal– d'un technicien stagiaire qu'il promène les sondes de son oscilloscope en différents endroits du circuit, pendant que le photographe consentait à immortaliser l'écran dans le bromure d'argent. La trace supérieure montre la tension d'alimentation du montage, dérivée de la tension de sonnerie provenant du réseau (trace inférieure).

PDF Page Organizer - Foxit Software

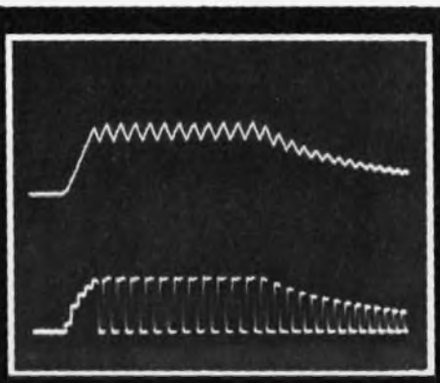


Figure 3 – Le signal à l'entrée (en haut) et à la sortie (en bas) du premier oscillateur.

Figure 4 – Les signaux aux deux entrées du deuxième oscillateur. Le signal de la trace inférieure provient du premier oscillateur.

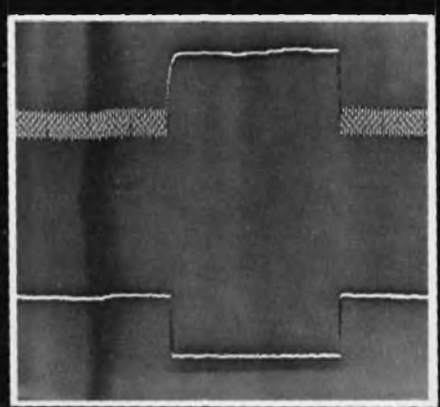
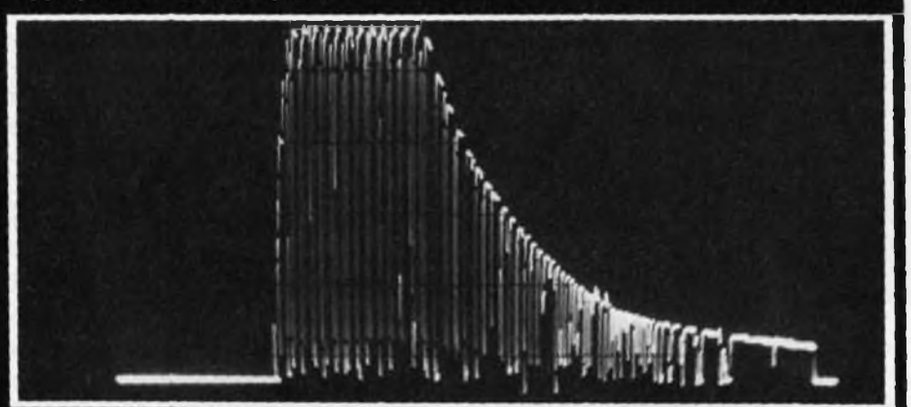


Figure 5 – Le signal de sortie, tel qu'il est appliqué au résonateur piézo.



sion de sonnerie. Les deux oscillateurs, N1 et N2, commencent à osciller. Comme les composants qui déterminent la fréquence de l'un et de l'autre sont de valeurs différentes, les fréquences sont différentes. La différence entre ces deux fréquences dépend du réglage des potentiomètres P1 à P3, mais comme la capacité de C4 est très inférieure à celle de C3, la fréquence d'oscillation de N1 sera toujours plus basse que celle de N2. Il suffit de jeter un œil aux photos pour constater que la réalité coïncide avec ces prévisions. Voilà une bonne nouvelle. Commençons par la **figure 3**. Nous trouvons en haut la tension des entrées (broches 12 et 13), en bas celle de la sortie (broche 11). Sur ces deux signaux aussi, on reconnaît clairement la décroissance lente de la tension d'alimentation.

Le signal de sortie du premier oscillateur se retrouve à l'entrée du deuxième, N2, et, après un changement de la vitesse de balayage (la maison ne recule devant aucun sacrifice), sur la partie inférieure de la **figure 4**. Elle ne montre qu'une période du train d'impulsions de la figure 3. Ce changement de la fréquence de balayage, ou base de temps, est nécessaire pour permettre l'observation du signal de la deuxième entrée. Ce signal est visible sur la trace supérieure de la même figure 4. En considérant les deux ensemble, il est facile de comprendre le processus : tant que l'entrée (broche 8) est maintenue au niveau bas par la sortie du premier oscillateur (N1), la sortie (broche 10 du deuxième (N2) est bloquée au niveau haut. Il suffit en effet d'une entrée au niveau bas pour que la sortie d'une porte NAND reste au niveau haut. Ce blocage du deuxième oscillateur se produit à chaque alternance « basse » du premier oscillateur. Pendant les alternances « hautes », la porte N2 est débloquée et se comporte en oscillateur : le condensateur C4 est chargé et déchargé successivement par le potentiomètre P3. Au vu des valeurs des condensateurs et des résistances, on comprend que le deuxième oscillateur, rapide, est successivement bloqué et relâché par le premier oscillateur, de fréquence plus basse. Pour finir, ce signal intermittent est appliqué au résonateur piézo par les portes N3 et N4. Nous avons photographié aussi (Ivan le terrible était dans un bon jour) le signal appliqué au résonateur : c'est le tremplin

PDF Page Organizer - Foxit Software

de ski de la **figure 5**. On distingue nettement, encore une fois, la décroissance de la tension d'alimentation après la fin de la sonnerie.

une question de réglage

Comme nous l'avons indiqué plus haut, le temps d'extinction du gazouillis est réglable entre certaines limites. Ce réglage se fait simplement en changeant la valeur de la résistance de décharge R2. Ce n'est pas le seul réglage possible, car le son lui-même peut être modifié, entre certaines limites là aussi. Il y a au total trois potentiomètres prévus pour cela. Les deux premiers, P1 et P2, déterminent le **rapport cyclique** (le rapport entre pause et travail) du premier oscillateur (N1). Le troisième potentiomètre fixe la fréquence du deuxième oscillateur (N2). Le réglage est une simple question de goût, il faudra le faire à l'oreille. Pour ce qui est de la valeur de R2, nous vous conseillons tout de même de ne pas la choisir exagérément élevée, sous peine d'avoir encore votre oiseau qui siffle pendant quelques secondes après que vous aurez décroché le combiné. Vous risquez d'avoir du mal à convaincre votre correspondant qu'il n'a pas appelé par erreur le magasin d'oiseaux exotiques...

La construction sur une platine d'expérimentation de format 1 ne pose aucun problème, en suivant le plan d'implantation de la **figure 6**. Commencez par les ponts de câblage et comptez-les. Si vous arrivez à 15, c'est que vous en avez oublié un. Si c'est le premier, minuscule, en partant du haut, ce n'est pas grave car le circuit fonctionne quand même : il ne sert qu'à court-circuiter une extrémité et le curseur de P3. Le raccordement ne pose pas plus de problème, à condition, comme on dit hypocritement, que votre téléphone soit sur un réseau intérieur privé. Tout le monde sait qu'il est interdit de raccorder au réseau un appareil non agréé. Si les prises de votre installation privée sont câblées comme celles des *hommes qui relient les hommes*, il suffit de brancher votre oiseau aux deux plots supérieurs de la rangée gauche (voir éventuellement le dessin qui accompagnait la sonnerie de téléphone du numéro 50 d'ELEX). Si votre réseau est réalisé sur le modèle de celui des *télécomm*, vous ne courez pas grand risque en cas de court-circuit sur la ligne. Les installations modernes ne comportent plus de fusibles, mais une surveillance électronique de l'intensité consommée et une disjonction non moins électronique en cas d'excès, avec réarmement automatique à la disparition du défaut.

Pour procéder aux essais, vous devrez vous faire appeler par un ami, à moins de disposer de deux lignes. Vous pouvez essayer aussi de composer le 36 44, puis, une fois la communication établie, vous raccrochez pour décrocher aussitôt durant quelques secondes. Maintenant raccrochez, ça sonne !

89004

liste des composants

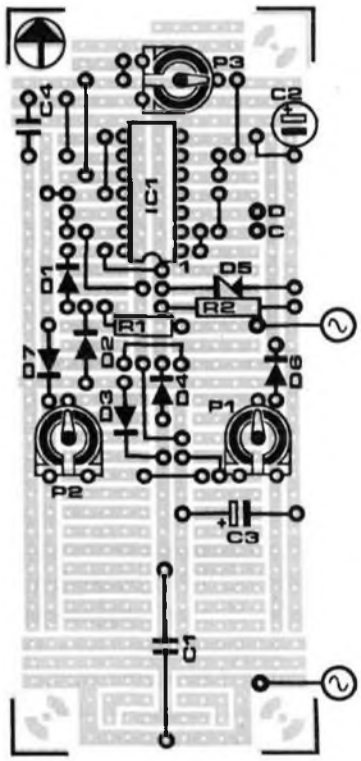
R1 = 560 Ω
R2 = 22 kΩ
P1 à P3 = 500 kΩ variable

C1 = 220 nF/400 V (MKT)
C2 = 100 µF/25 V
C3 = 1 µF/25 V
C4 = 10 nF

D1 à D4,
D6,D7 = 1N4148
D5 = zener 15 V/400 mW
IC1 = 4093

Bz1 = résonateur piézo

platine d'expérimentation format 1



construction et raccordement

MAGNETIC-FRANCE

Circuits intégrés, Analogiques, Régulateurs intégrés, Interfaces, Micro-Processeurs, Mémoires RAM Dynamiques Statiques, EPROM et EEPROM, Quartz, Bobinage, Semi-Conducteurs Transforiques, Filtres, Ligne à retard, Leds, Supports de CI, Ponts, Opto-Electronique, etc.
Et de nombreux KITS.

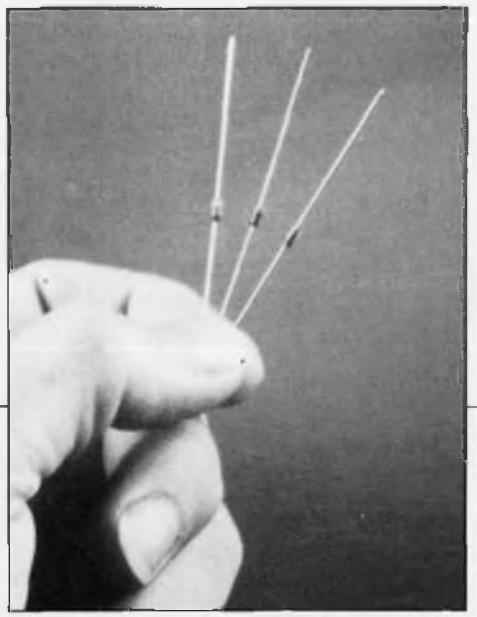
Bon à découper pour recevoir le catalogue général
Nom .....
Adresse .....
Envoi : Franco 35 F - Vendu également au magasin

11, Place de la Nation, 75011 PARIS 43793988
Télex 216 328 F - Ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h
Fermé le Lundi.

PDF Page Organizer - Foxit Software

la diode qui conduit dans les deux sens

En 1934, C. Zener découvrait qu'un courant pouvait circuler en inverse dans une diode pour une tension donnée à ses bornes qui n'évoluait alors plus que dans d'étroites limites. Cet effet stabilisateur de tension est connu sous le nom d'effet zener et les composants fabriqués spécialement pour cet usage sont encore appelés diodes zener. Où et quand utiliser une zener et d'abord comment l'effet zener est-il possible ? C'est ce que nous allons voir.



diodes de zener

Les diodes zener sont utilisées pratiquement partout où l'on demande une stabilisation de la tension. Elles jouent donc un rôle important en électronique, puisque de nombreuses applications nécessitent une tension constante. Les circuits audio par exemple ont besoin de tensions d'alimentation aussi stables que possible si l'on ne veut pas qu'ils ronflent. La réalisation de la stabilisation, avec une diode zener et quelques transistors, n'est pas difficile. Les diodes zener ont bien sûr d'autres applications mais celle-ci est la plus importante. C'est à ce titre que nous les rencontrerons le plus souvent dans les réalisations d'ELEX.

claquage contrôlé

Pour expliquer le fonctionnement d'une zener, nous devons revenir à celui d'une diode ordinaire, puisqu'une zener est, à peu de chose près, une diode. Nous ne regarderons le comportement de la diode que dans le sens bloqué, sens dans lequel fonctionne la zener. Dans le sens passant, une zener ou une diode se comportent de la même manière, et nous n'avons rien à en faire pour l'instant. Comme vous le savez certainement, une diode ne laisse passer le courant que dans un sens. Ceci n'est cependant pas toujours vrai. Si nous la polarisons dans le sens inverse, en reliant son anode au pôle moins d'un générateur et sa cathode au pôle plus, lorsque la tension atteint une certaine valeur, le courant inverse, d'abord pratiquement nul, augmente brusquement. On parle alors de **claquage inverse**, destructeur pour la diode si le courant n'est pas limité par ailleurs.

Le claquage est dû à un certain nombre de facteurs. La diode est constituée de trois zones, une zone P, contenant des trous positifs majoritaires, une zone N, contenant un excès d'électrons et une zone de transition (zone intrinsèque ou zone de *depletion*) très étroite où les charges sont équilibrées, au niveau de la jonction. Lorsque la diode est polarisée en inverse, le champ électrique extérieur élargit la zone de transition. À chaque extrémité de cette zone, nous avons des charges de signes opposés, donc un champ électrique. Le champ électrique de cette zone de transition augmente sous l'effet du champ électrique extérieur, accélérant les porteurs de charge minoritaires, causes du courant inverse (ionisation par champ électrique). Si ces porteurs atteignent une vitesse suffisante, ils détruisent l'équilibre réalisé dans la zone de transition entre porteurs de charges de l'un et l'autre signe (ionisation par impact). Les atomes de la jonction, bombardés de la sorte, libèrent à leur tour des électrons qui se déplacent aussi sous l'effet du champ électrique. L'augmentation du courant devient vite importante, puisque les électrons libérés provoquent la libération d'autres électrons. On parle alors d'effet **d'avalanche** dont le résultat est le plus souvent la destruction de la diode.

Dans la diode de zener il aussi question de claquage, mais il est limité par la très faible épaisseur de la zone neutre de la jonction. La circulation des électrons du courant inverse ne donne lieu qu'à très peu de collisions. Nous avons déclenchement d'une avalanche sans que le courant atteigne trop rapidement une intensité destructrice. Le claquage de la jonction ne se produit que si la limite en puissance du composant n'est pas respectée.

Comme vous le savez, les diodes zener sont fabriquées pour différentes tensions. On les obtient en jouant sur les dimensions de leur zone de transition. Pour une jonction étroite, la tension à partir de laquelle le champ électrique atteint un maximum est en effet plus petite que pour une jonction large. On fabrique ainsi une série de diodes qui ont des tensions de claquage différentes.

Les courbes caractéristiques de différentes diodes zener sont données sur la **figure 1** où l'on distingue nettement la zone de claquage (coude). Leur tension de zener, c'est-à-dire, la tension à partir de laquelle le courant commence à augmenter, est beaucoup mieux défini pour les zeners de 6 V et plus. Si l'on regarde la dernière, C10, une zener de 10 V, dès que la tension a atteint 9,8 V, le courant s'accroît brusquement, si brusquement que l'on peut à peine parler de résistance. Ceci vient de ce que, pour des tensions inférieures à 6 V, le claquage a lieu par effet zener uniquement, alors que pour des tensions supérieures nous avons un effet d'avalanche.

stabilisation de tension

Les diodes zener sont surtout utilisées pour stabiliser des tensions. Prenons l'exemple de l'alimentation de la **figure 2**. Elle prélève la tension du secteur, l'abaisse au moyen d'un transformateur et la redresse avec D1. Une telle tension redressée est encore loin d'être continue et l'adjonction

PDF Page Organizer - Foxit Software

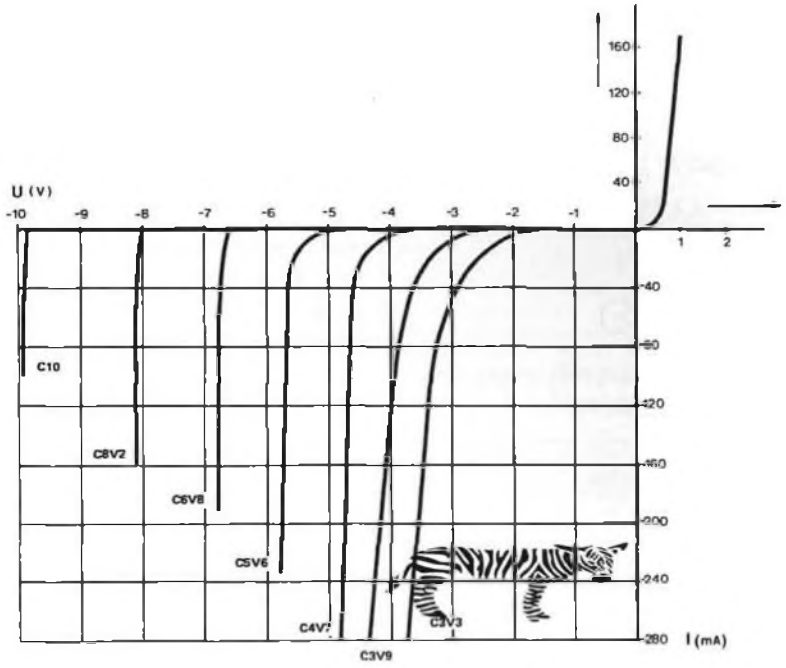


Figure 1 – Dans le sens passant, une zener se comporte comme une autre diode mais en inverse la différence est considérable. Pour une tension inverse déterminée, une zener commence à conduire. À partir de ce point la tension à ses bornes reste pratiquement constante. Notez la différence de forme des courbes, les zener n'ont pas tout à fait le même comportement selon que leur tension est inférieure ou supérieure à 5 V.

d'un condensateur n'élimine pas tout à fait les ondulations. Ajoutons une diode de zener pour améliorer la stabilité de la tension de sortie. Comme vous le voyez sur le schéma, la zener forme avec R1 un diviseur de tension. Le résultat, c'est une tension de sortie pratiquement constante, dans la mesure où la charge n'est pas trop exigeante. Précisons, en commençant par choisir la zener puisque les choses varient, un peu, suivant les tensions désirées. Si nous voulons une tension de sortie stable de 4 V, nous prendrons une zener de 3,9 V (C3V9 sur le graphique de la figure 1). Nous avons le choix entre deux puissances, 400 mW et 1,3 W. Comme nous disposons des courbes de la **figure 1** qui concernent cette dernière puissance, tenons-nous en là. Le calcul de R1 résulte de la tension d'entrée et du courant traversant la zener, que nous devons limiter. Ce courant sera d'environ la moitié du courant maximum supporté par la zener, soit de la moitié du courant pour lequel la puissance dissipée par la diode est de 1,3 W. Pourquoi seulement de la moitié ? Parce que la zener ne peut dissiper cette puissance que si elle est convenablement refroidie. Si P est la puissance, U la tension de zener et I le courant qui la traverse, $P = U \times I$ d'où $I = P/U$ ce qui donne un courant maximum de 333 mA. Nous lisons sur la figure 1, en suivant la courbe caractéristique de C3V9, que pour une tension de 4 V, la diode est parcourue par un courant de 120 mA. Cette intensité est inférieure à la moitié de celle que nous avons choisie pour I_{max}, ce qui n'est pas catastrophique : aussi longtemps que le courant reste inférieur à la moitié du courant maximum, il ne peut rien se passer de mal. Nous pouvons maintenant calculer R1, en supposant que nous disposons aux bornes de C1 d'une tension de 12 V par exemple. La chute de tension introduite par cette résistance sera de 12–4 = 8 V. Comme le courant est de 120 mA, R1 = 67 Ω.

Nous pouvons maintenant charger notre alimentation pour juger de ses possibilités. À la mise sous tension, nous mesurons bien 4 V à ses bornes et 8 à celles de R1. Nous faisons alors débiter sur une charge de 30 mA. La résistance sera-t-elle parcourue par un courant de 150 mA, auquel cas la chute de tension provoquée serait de 67×0,150 = 10 V ? Non, le courant qui traverse R1 reste sensiblement le même, il est seulement partagé entre la zener, 90 mA et la charge, 30 mA. Si D2 est parcourue par un courant de 90 mA, nous lisons sur la courbe de la figure 1 qui lui correspond, que la tension à ses bornes est de 3,8 V. La tension de sortie de notre alimentation a donc chuté de 0,2 V. Plus elle débitera, plus petit sera le courant qui parcourt la zener, plus la tension à ses bornes diminuera. Le moins que l'on puisse dire est que la stabilisation de la tension n'est pas parfaite. Le circuit a pourtant de nombreuses applications que nous pouvons déduire de ce qui précède : il ne lui faut que des charges qui consomment peu et qui varient dans d'étroites limites. Une alimentation stabilisée en tension aura donc un aspect plus proche de ce que nous avons représenté sur la **figure 3** où la zener commande deux transistors montés en émetteur-suiveur (Darlington).

Nous aurions pu deviner ces résultats à l'allure de la caractéristique de notre C3V9 de la figure 1 et puisque nous y sommes, jetons un œil sur C10 (courbe de gauche). Nous constatons que la tension à ses bornes évolue beaucoup moins en fonction du courant qui la traverse : nous aurions ainsi des résultats plus stables avec une tension de 10 V. Malheureusement, pour des applications qui réclament une stabilité qui ne dépende pas de la température, il y a un petit problème que nous allons voir.

coefficient de température

Les zeners sont aussi utilisées dans des circuits de mesure qui nécessitent une tension de référence, stable donc. Nous pouvons reprendre le circuit de la **figure 2** qui présente bien sûr toujours les mêmes défauts.

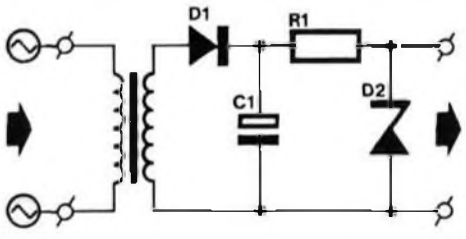


Figure 2 – Ceci n'est pas une bonne alimentation comme nous le voyons dans le texte, même si ce circuit de base a de nombreuses applications. Ce qu'il faut en retenir : la résistance de protection de la zener, R1 et son calcul ; l'incapacité pour le dispositif de stabiliser la tension correctement si la charge consomme trop de courant et varie. La tenue de la tension est cependant meilleure pour une zener de 10 V que pour une zener de 3,9 V.

PDF Page Organizer - Foxit Software

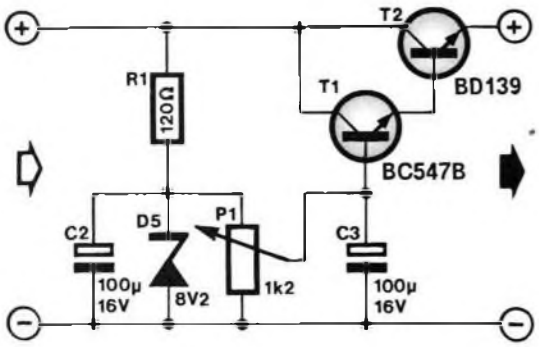


Figure 3 – Les deux transistors montés en darlington se chargent de fournir le courant quand la zener stabilise la tension, réglable à l'aide de P1.

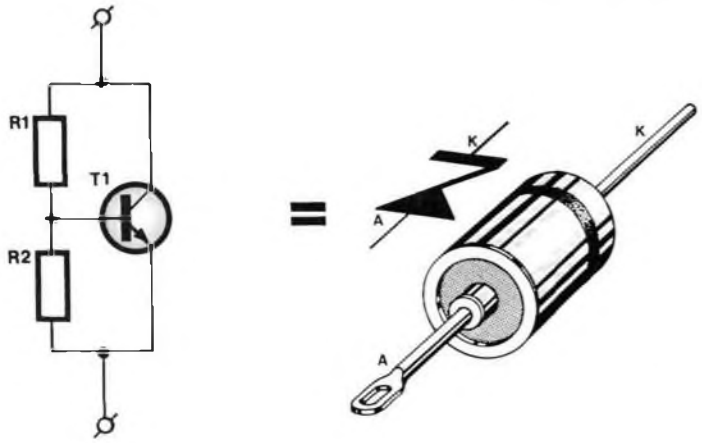
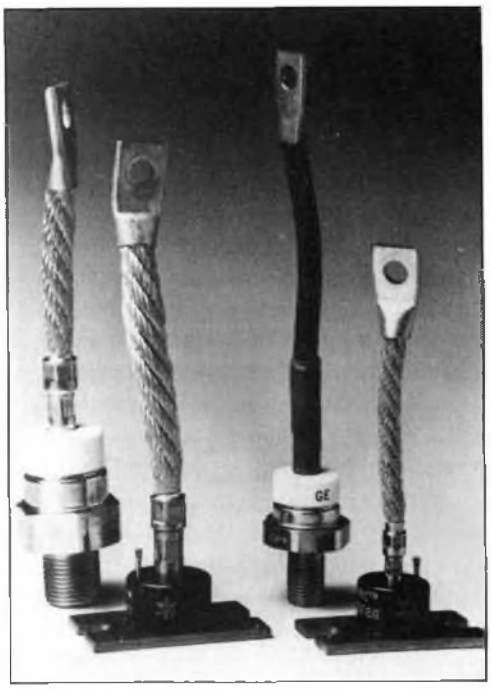


Figure 4 – Un choix judicieux de R1 et R2 permet de déterminer la tension stabilisée de cette pseudo-zener, pseudo puisqu'elle travaille en "direct" (avec les inconvénients y afférents).

Si on l'utilise pourtant, c'est parce que ses défauts sont moins visibles puisque la charge est généralement très petite (entrée à haute impédance d'un amplificateur opérationnel par exemple) et pratiquement constante. Dans ce cas cependant, il nous faut mentionner un autre empêcheur de stabiliser correctement, le coefficient de température. La tension d'une diode zener ne dépend pas uniquement du courant, la température joue aussi un rôle. Ici, deux familles de composants : les zeners dont la valeur est inférieure à 5 V voient leur tension diminuer lorsque la température augmente, alors que celles de plus de 5 V, dans les mêmes conditions, la voient augmenter. Pour disposer d'une tension de référence stable, il faut donc tenir compte du "climat" qui règne sur le lieu de travail de la zener et maintenir constante sa température de fonctionnement, ce qui n'est pas toujours facile. On peut aussi compenser, nous verrons cela un autre jour. Des lecteurs attentifs ont cependant remarqué qu'il devait se passer quelque chose pour les zeners dont la tension est voisine de 5 V. Ces diodes ont bien entendu un coefficient de température très voisin de zéro. Pour fabriquer une référence de tension très précise, même si celle-ci doit être différente de 4,7 V ou 5,6 V, il est donc recommandé d'utiliser ces valeurs. On les associe (en série) ou on les fait suivre de diviseurs de tension résistifs (voir le potentiomètre de la figure 3).



"zener" à faire soi-même

Hé oui, dans la série « Faites-le vous-même » nous pouvons ouvrir une rubrique "zener". La diode zener n'est en effet pas le seul composant qui permette de stabiliser une tension. On peut utiliser de simples diodes, des LED, voire des transistors. Attention, nous abusons ici du vocabulaire, nous allons utiliser la caractéristique directe de ces composants qui ne travaillent pas dans la zone de Zener.

C'est avec les diodes et les LED que c'est le plus facile, en **direct** naturellement. Quand ces composants sont parcourus par un courant, la tension à leurs bornes est pratiquement constante. Pour une diode ordinaire nous savons que cette tension est d'environ 0,6 V (un coude de diode), et pour une LED, cela dépend de la couleur et du modèle, entre 1,6 V et 3 V. Si un coude de diode (les Anglais disent *knee*, "genou" qui remarquons-le, se situe en dessous de la ceinture) ne suffit pas, nous pouvons associer plusieurs composants en série pour obtenir des tensions plus élevées. La précision n'est pas extraordinaire mais de nombreuses applications s'en satisfont. Rappelons que les diodes utilisées de cette façon travaillent en direct, il n'est pas question de les câbler à l'envers comme les zeners. À ce propos, lorsque vous achetez une zener de moins de 3 V, il s'agit le plus souvent d'une association de diodes ordinaires sous un seul emballage, qui sont aussi câblées dans le sens passant. Prenez soin de le vérifier à l'ohmmètre.

Un transistor peut aussi s'utiliser en stabilisateur de tension pseudo-zener, éventuellement réglable, si on lui associe une paire de résistances (**figure 4**). Nous savons que pour un transistor donné la tension base/émetteur U_{BE} est pratiquement constante. Dans le cas présent, un diviseur, R2/R1, permet de fixer la tension collecteur/émetteur U_{CE}. Nous pouvons écrire la tension aux bornes de R2, soit U_{BE} sous la forme : $U_{BE} = U_{CE} \times R2/(R1+R2)$. Puisque dans cette équation R1, R2 et U_{BE} sont des constantes, il en va de même pour U_{CE}. Si $U_{BE} = 0{,}6$ V, ce qui est vrai pour un grand nombre de transistors, nous avons une tension stable, appelons-là "zener", soit $U_Z = U_{CE} = 0{,}6 \times (1+R1/R2)$.

Reste la question du transistor à utiliser, puisque le choix des résistances dépend également de son courant de base. Si vous prenez un BC547, nous l'avons calculé pour vous, R2 vaudra environ 100 Ω. 886046

PDF Page Organizer - Foxit Software

Le plus souvent,
la batterie lâche en hiver,
saison à laquelle elle doit en effet
fournir le plus d'énergie.
Pour éviter les ennuis, le mieux
est de la tenir à l'œil.

Vérifiez votre batterie à la loupe !

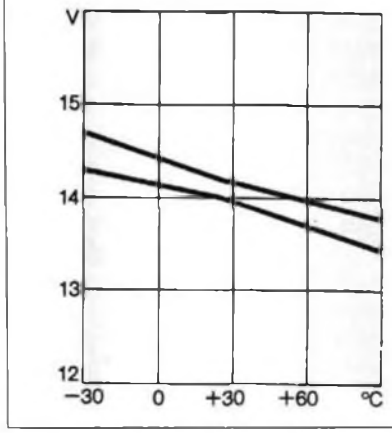
voltmètre à échelle dilatée

Les batteries bon marché ne sont pas forcément mauvaises. Les batteries chères ne sont pas forcément bonnes. Dans tous les cas, une batterie bien entretenue, si on ne lui en demande pas trop trop souvent, tient le choc (au pas, pas au galop). Si les autres organes du véhicule font correctement face à leurs obligations, si le démarrage par exemple a lieu au quart de tour, si l'entretien du véhicule est régulier, la batterie vous servira longtemps sans faillir. Donc, d'abord, maintenons nos véhicules en bonne condition. Ensuite, pour avoir à chaque instant une idée précise des ressources de sa centrale d'énergie portative, on peut fabriquer ce contrôleur et l'installer quelque part entre le compas, l'altimètre, le compte-tour, la chaîne stéréo etc... Vous lui trouverez certainement une place après avoir lu cet article.

électricité à bord

Pour évaluer la bonne marche d'une batterie en se donnant une idée de sa charge, le meilleur moyen consiste à mesurer la tension à ses bornes pendant qu'elle débite. La **résistance intérieure** d'une batterie défectueuse ou presque vide, augmente considérablement de sorte que si elle débite, sa tension de sortie tombe bien au-dessous des 12 V. Attention : ceci ne vaut que si elle délivre du courant puisque sans ça il n'y a, bien sûr, pas de chute de tension. N'allez pas penser pourtant qu'il existe une grosse différence entre la tension aux bornes d'accumulateurs gonflés à bloc et celle qui y règne lorsqu'ils sont presque vides. Non, pour de bons accus, la marge n'excède pas quelques volts. Hors charge ou avec une faible charge, une batterie chargée affichera largement 12 V. Si le moteur tourne, la tension à bord se stabilise rapidement à 14 V, à 1 V près, pour ne retomber que si le moulin s'arrête. La température ambiante est aussi un facteur à prendre en compte pour ces mesures, comme vous le voyez sur le graphique de la **figure 1**. Si vos propres mesures sont très différentes de ce que nous annonçons, si la tension est vraiment élevée (à moins qu'il ne s'agisse d'une batterie de 24 V évidemment) ou par trop instable, il y a de fortes chances pour que le régulateur de la voiture ait fermé boutique pour cause de décès.

Figure 1 – Caractéristique tension/température d'un régulateur Bosch.



Si le moteur est à l'arrêt, une demande d'énergie importante fait baisser les bras à la batterie. Et pas qu'un peu ! Baisser les bras, pour une batterie bien chargée, c'est afficher quelque chose comme 11 V quand on actionne le démarreur par exemple. Cette chute dure peu, le temps que l'on tourne la clef de contact seulement. Si elle est plus importante, dans des conditions de température et de pression normales, selon la formule consacrée, c'est un signe de faiblesse auquel il est encore temps de remédier. Le voltmètre indique-t-il moins de 11 V, à vide cette fois ? Vos soupçons se porteront sur l'un des éléments (ou accu-

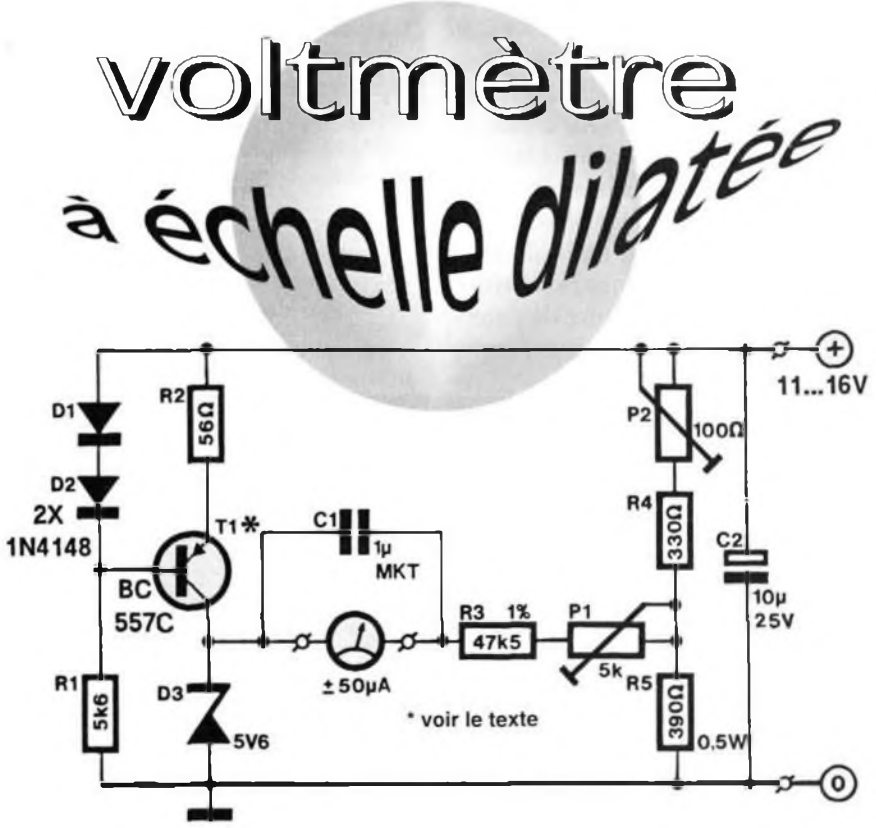


Figure 2 – En gros, une "loupe" de bord pour batterie comporte une référence de 5,6 V et un diviseur de tension. Le diviseur de tension est réglé de telle façon que le courant ne circule pas dans la branche contenant le galvanomètre lorsque la tension aux bornes du générateur est inférieure à 11 V

PDF Page Organizer - Foxit Software

mulateurs – il y en a six dans une batterie ordinaire de 12 V). Cette panne n'est malheureusement pas réparable*.

entre 11 V et 16 V

De ce qui précède vous pouvez déduire que la tension aux bornes d'une batterie en bon état varie entre 11 V et 15 V. Si vous avez à faire au circuit électrique d'une voiture, un voltmètre à un seul calibre est donc plus que suffisant, si ce calibre est de 15 V. On peut cependant considérer dans ce cas que les deux tiers du cadran de l'appareil restent inutilisés (entre 0 et 11 V) ce qui n'est pas élégant et ne facilite pas la mesure. Disposer d'un accessoire qui permettrait d'utiliser toute l'étendue du cadran pour des tensions variant dans la gamme 11–15 V serait quand même plus pratique. Il n'est pas difficile de fabriquer une pareille "loupe" comme la **figure 2** vous le montre.

Le fonctionnement du circuit est des plus simples : sur la borne (–) d'un galvanomètre, une diode zener stabilise la tension à 5,6 V. La borne (+) est raccordée, par l'intermédiaire d'une résistance variable (R3 et P1), en dérivation sur un diviseur de tension (P2, R4 et R5). La tension disponible à ce point dépend d'une part de la tension d'entrée du circuit et de l'autre du facteur de division. Ce facteur peut être adapté aux besoins à l'aide de P2.

Pour que le galvanomètre n'affiche que la gamme des tensions comprises entre 11 V et 16 V, il faut régler P2 de façon que la tension à la sortie du diviseur soit de 5,6 V** lorsque nous avons 11 V à l'entrée. La différence de potentiel aux bornes de la dérivation contenant le galvanomètre est à ce moment-là de 5,6 – 5,6 = 0 V, ce qui donne évidemment lieu à la circulation d'un courant nul.

Si la tension augmente à l'entrée, elle augmente aussi aux bornes de R5. Les composants du circuit sont calculés de telle façon qu'elle soit de 8,1 V à la sortie du diviseur de tension pour 16 V aux bornes du circuit. Nous avons donc aux bornes de la branche contenant le galvanomètre une chute de tension maximale de 2,5 V. Cette chute de tension se partage entre le galvanomètre, R3 et P1 : il faut donc régler ce potentiomètre de façon que le courant circulant soit de 50 µA précisément.

*Il semble d'ailleurs, après consultation d'un spécialiste, que ces batteries ne tiennent plus la charge (court-circuit). Il n'est donc pas possible de les récupérer comme batteries de 10 V par exemple (vous pouvez cependant essayer).

**Pour les amateurs de calculs simples : quelle est la résistance de P2 après son réglage ?
– Réponse en fin d'article.

elex-abc

résistance intérieure

Les générateurs sans résistance intérieure, ça n'existe pas. Celle d'un accumulateur au plomb (date de naissance : 1859 et père, Gaston Planté*) est pourtant pratiquement négligeable puisque de l'ordre du milliohm s'il est en bonne santé, ce qui fait pour une batterie quelque chose comme 6 mΩ. Lorsque la batterie débite, cette résistance en série avec le circuit joue son rôle. Lorsque vous actionnez le démarreur, la batterie peut débiter 50 A : la chute de tension est donc de 50×0,006 V=0,3 V. On peut dire d'une batterie d'accumulateurs que c'est un générateur de tension presque parfait. – Si elle est en bon état. – Leur principal défaut est leur masse trop importante, rapportée à la quantité d'énergie qu'elles permettent d'emmagasiner. Pour une pile ou un générateur ordinaire cette résistance intérieure est plus importante et la chute de tension qu'elle provoque proportionnelle au courant débité, comme de bien entendu. Donc plus la charge leur pompe de courant plus la tension à leurs bornes diminue.

Gaston Planté, physicien européen (ce qui ne l'empêchait nullement d'être Planté Gaston, orthézien, béarnais et français) né à Orthez en 1834 mort à Bellevue, Seine et Oise en 1889.

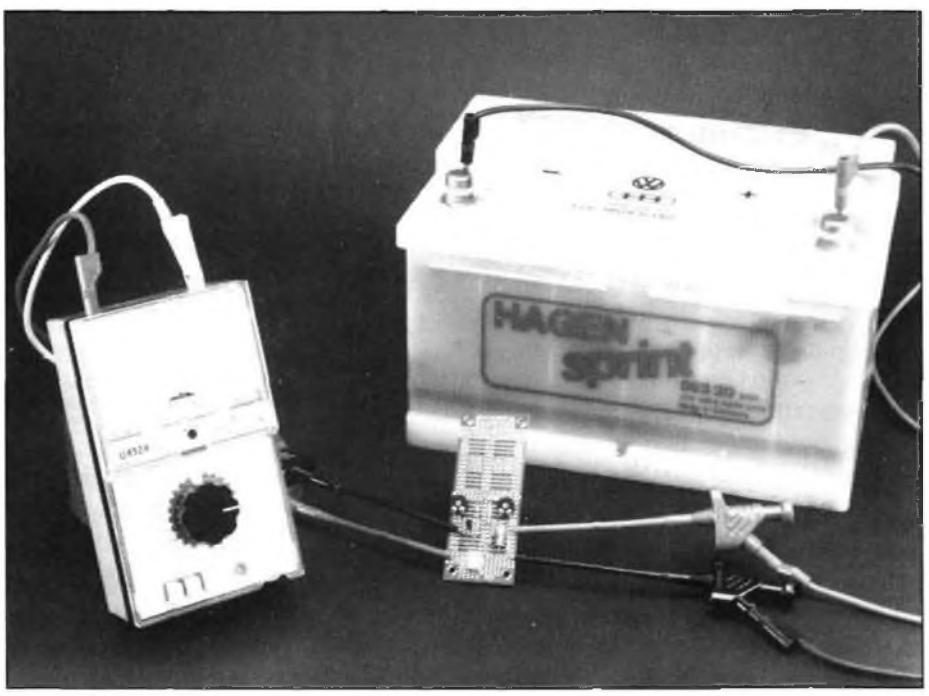
Si nous récapitulons, nous pouvons dire que le réglage de P2 doit être tel que pour une tension d'entrée de 11 V le galvanomètre ne mesure aucun courant. Le potentiomètre P1 est réglé de son côté pour qu'une tension de 16 V détermine la circulation d'un courant de 50 µA dans la dérivation. Les deux potentiomètres fixent donc l'un la borne inférieure, l'autre, la borne supérieure.

stabilité

Compte tenu du fait que le circuit est embarqué dans une voiture, il faut veiller à sa stabilité. Nous ne parlons pas de sa résistance aux cahots mais de sa stabilité en tension et en température. Prenons la température : vous n'êtes pas ("sans ignorer" comme disent certains hommes politiques, qui prennent leurs désirs pour la réalité) sans savoir, qu'en été, une voiture en stationnement peut se transformer en four, en hiver, en congélateur. L'appareil doit dans ces conditions rester de bois et indiquer la tension, toute la tension, rien que la tension de la batterie.

Pour commencer, quelles que soient les variations aux bornes de l'accumulateur, la tension doit rester de 5,6 V aux bornes de la zener. Ceci n'est possible que si le courant qui traverse la diode reste à peu près constant : voilà toute la raison d'être de T1. Ce transistor fonctionne en effet, avec les composants qui l'environnent, en source de courant suffisamment constante pour l'alimenter.

La tension choisie pour la diode ne l'a pas été au hasard. Le "coefficient de température de la tension de régula-



PDF Page Organizer - Foxit Software

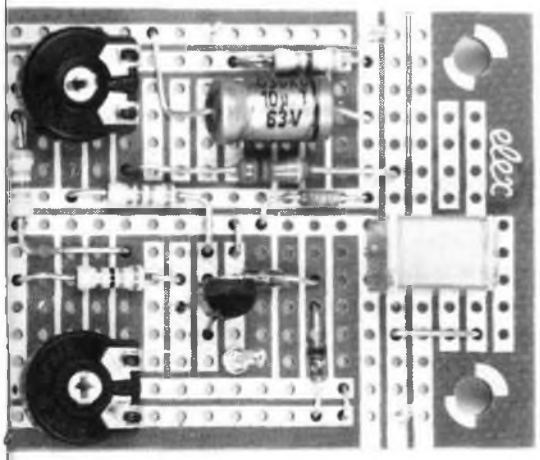


Figure 3 – À condition de ne pas oublier les *straps* et de souder les diodes, le transistor et C2 dans le bon sens, le câblage de ce circuit est vite fait.

liste des composants

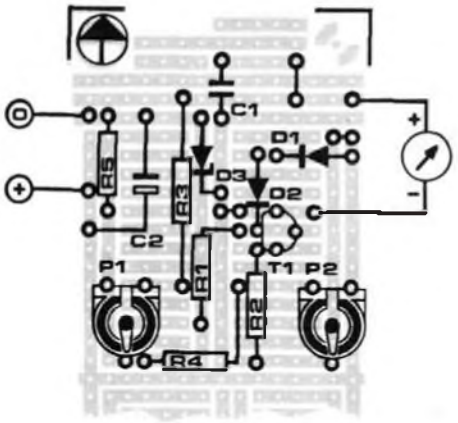
R1 = 5,6 kΩ
R2 = 56 Ω
R3 = 47,5 kΩ/1%
R4 = 330 Ω
R5 = 390 Ω/0,5 W
P1 = 5 kΩ ajustable
P2 = 100 Ω ajustable

C1 = 1 µF MKT
C2 = 10 µF/25 V

D1, D2 = 1N4148
D3 = zener 5,6 V/0,4 W
T1 = BC557C, BC558C, BC559C ou BC560C

M1 = galvanomètre à cadre mobile 50 µA

Platine d'expérimentation de format 1



tion" d'une zener de 5,6 V est en effet très petit, ce qui veut dire que de grandes variations de la température de l'ambiance dans laquelle une telle diode (ou mieux dit, sa jonction) travaille n'ont que peu d'effets sur sa tension de zener. En ce qui concerne les autres composants, un brève revue de détail nous rassurera. La tension de sortie du diviseur ne dépend pas de la température pour la bonne raison que les résistances et le potentiomètre P2 (ordinaires) sont à couche de carbone. Même si leur valeur venait à varier de quelques pouïèmes, la tension n'en saurait rien (sauf si on le lui dit) puisqu'elle ne dépend que de leur rapport : il y a compensation du fait qu'elles varient dans la même proportion. Il n'en est malheureusement pas de même pour les résistances en série avec le galvanomètre dont les variations retentissent immédiatement sur la lecture. Afin de les maintenir dans les limites les plus étroites on choisira pour R3 une résistance à couche métallique, peu sensible aux fluctuations de la température.

Les condensateurs au rapport maintenant : ils n'interviennent que pour court-circuiter les impulsions parasites. Ils sont donc extérieurs au circuit de mesure, offrant une déviation à des courants aux variations très rapides dont il doit être protégé. Ces filtres sont particulièrement indispensables sur une voiture dont le "réseau" est tout ce qu'il y a de plus pollué.

construction et étalonnage

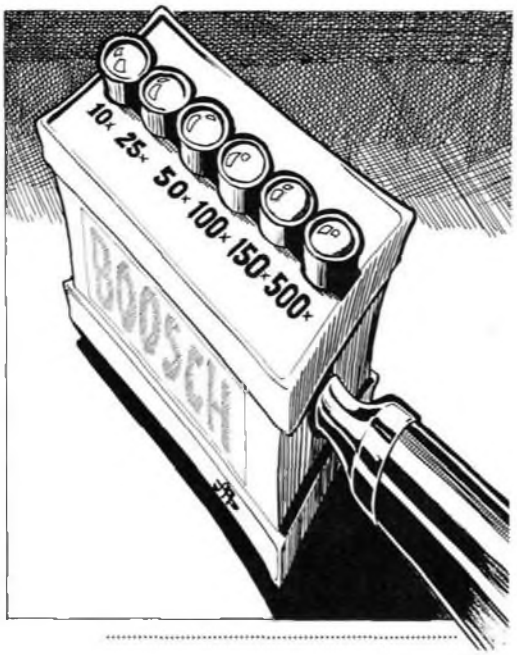
Il vous est possible de dessiner un circuit imprimé. Si vous ne l'avez jamais fait, c'est l'occasion de vous entraîner. Vous ne vous y mettrez bien sûr qu'après avoir fait l'achat de vos composants puisque leur implantation et le dessin des pistes dépendent de leurs dimensions. Le circuit de mesure peut cependant se câbler sans problème sur une demi-platine d'expérimentation de format 1 (**figure 3**). N'oubliez pas les ponts de câblage qui concernent C1, D3 et D1 !

Pour l'étalonnage ensuite, il vous faut une bonne alimentation, réglable, et un bon voltmètre. Pour commencer on alimente le circuit sous 11 V, avec P1 au minimum. On règle alors le curseur de P2 de façon qu'aucun courant ne traverse le galvanomètre dont l'aiguille revient donc à 0. Ensuite, sous 16 V, on limite avec P1 le courant qui traverse le galvanomètre au maximum (50 µA). Il est possible bien sûr, quoique déconseillé, surtout si l'appareil est cher, d'ouvrir l'instrument de mesure pour coller sur le cadran les repères 11 V, 12 V etc. jusqu'à 16 V.

modifications possibles

Comme vous le voyez sur le schéma, nous avons choisi un galvanomètre à cadre mobile de 50 µA. Un tel appareil est généralement assez cher mais permet de fabriquer un voltmètre dont la précision est de l'ordre de 1 à 2%. À qui ne se soucie pas d'une telle précision, un galvanomètre moins coûteux et moins sensible peut convenir, il suffit d'y adapter R3 (nous avons dû baisser cette résistance à 10 kΩ pour notre prototype). Le transistor peut aussi être remplacé par un BC558, un BC559 ou un BC560, l'essentiel est que ces transistors soient de type "C".

Quelle est la valeur de P2 que nous vous proposions plus haut de calculer ? 50 Ω (attention, ne pas remplacer le potentiomètre par une résistance de 50 Ω à cause des tolérances, puisque pour notre prototype par exemple, la mesure de P2, après l'étalonnage de l'appareil nous donnait 46 Ω). 886045



PDF Page Organizer - Foxit Software

filtre-secteur

Comme chacun le sait, les prises électriques d'une installation domestique délivrent une tension de 220 V, alternative, sinusoïdale, dont la fréquence est de 50 Hz. Le plus souvent pourtant la sinusoïde, hérissée de pointes correspondant à des impulsions parasites, manque de netteté. Ces imperfections ne viennent pas du distributeur mais des utilisateurs qui sollicitent le secteur, ne serait-ce qu'en branchant ou débranchant leurs appareils. Chez vous les réfrigérateurs, congélateurs, variateurs de lumière et autres fer à souder (voir le dispositif de commande de chauffe décrit dans un précédent numéro) qui, dans ce domaine, font le plus de mal ; les installations audio et les ordinateurs qui souffrent le plus. Le seul remède, en dehors bien sûr des batteries, piles ou autres chandelles avec ou sans pétrole, c'est le filtre. Comment un ordinateur ou une installation audio peuvent-ils avoir à pâtir des parasites du secteur ? Répondre à cette question, c'est expliquer le rôle d'un filtre. Pourquoi un filtre supplémentaire en effet si l'appareil dispose d'une alimentation redressant et filtrant déjà la tension du secteur ? Tout simplement parce que le filtre d'une alimentation ordinaire est trop spécialisé. Commençons par jeter un œil sur celle-ci. En règle générale – nous ne parlerons pas d'alimentation à découpage aujourd'hui – nous avons un transformateur abaisseur de tension, suivi d'un pont redresseur. À la sortie du redresseur, la tension ondulant à 100 Hz est filtrée par un condensateur. Pour beaucoup d'applications, cette tension, qui n'est pas encore assez stable, nécessite une régulation. En sortie nous devons avoir quelque chose de relativement lisse, avec une ondulation résiduelle de très faible amplitude. Une telle alimentation, pensez-vous, est certainement en mesure de fonctionner correctement sur un secteur, même troublé. En principe, vous avez raison, pratiquement les faits vous donneront tort. Pourquoi ? Réponse : hautes fréquences. Les courtes impulsions parasites que transporte le secteur passent partout du fait de leurs fréquences qui sont vraiment élevées (ou de leur durée très courte). Le filtre d'entrée, constitué le plus souvent d'un imposant condensateur, est en mesure de bloquer des ronflements de 50 à 100 Hz mais il laisse passer les petits poissons très agiles que sont les parasites. Quel chemin prennent-ils ? L'inductance du condensateur. Hé oui, un condensateur a une certaine inductance ! On peut le considérer comme l'association en série d'une bobine et d'une capacité (sans parler de sa résistance puisqu'elle est la même quelle que soit la fréquence). S'il n'y avait qu'une capacité, lorsque la fréquence augmente, l'impédance du condensateur diminuerait sans bavure, court-circuitant d'autant mieux à la masse les signaux que leur fréquence serait plus élevée. On constate qu'il n'en est pas ainsi, qu'à partir d'une certaine fréquence le court-circuit n'est plus effectif : les trous du filtre sont bouchés, l'impédance du condensateur augmente paradoxalement, les signaux parasites passent.

Qu'arrive-t-il au niveau du régulateur ? Même vécu : le régulateur est conçu pour répondre de façon optimale à des ondulations de très basse fréquence (100 Hz exactement). Le reste, il le souffre en silence. Nous pouvons donc conclure que la plupart des alimentations ne sont prévues que pour filtrer des fréquences de 50 à 100 Hz. Pour des fréquences très supérieures, leur inefficacité est presque totale de sorte que leur sortie est presqu'aussi polluée en impulsions très rapides que leur entrée connectée au secteur.

Les circuits reliés à de semblables alimentations ont donc tout à craindre pour leur confort. Leur conception permet cependant d'éviter le pire. Les petits condensateurs de découplage de quelques dizaines de nanofarads câblés entre le plus et la masse, s'ils sont prévus pour faire face aux fluctuations très rapides de leurs demandes en courant qu'on appelle "transitoires", les protègent aussi contre les parasites. C'est malgré tout insuffisant, comme le crachent aux oreilles les installations audio. Pour les ordinateurs, cela peut se traduire par des pertes de données

PDF Page Organizer - Foxit Software

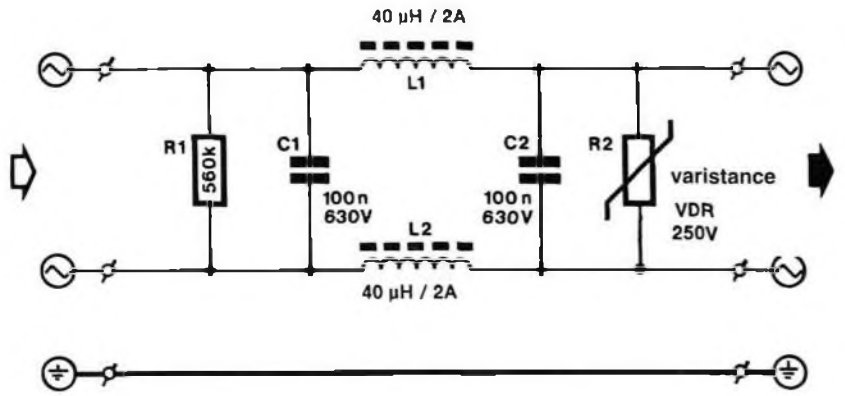


Figure 1 – La plus grande partie des parasites en provenance du secteur seront gommés ou fortement atténués par ce filtre.

qui démolissent les programmes. Dans tous ces cas, la seule parade consiste en un filtrage de la tension du secteur en amont des alimentations.

Un filtre secteur peut avoir une autre fonction. Si un appareil est connu pour les perturbations qu'il renvoie sur la ligne, on peut évidemment protéger chacun de ceux qui en sont affectés en les alimentant à travers un filtre. Il est cependant plus futé de prendre le problème à sa source et d'isoler les fauteurs de trouble. Certains appareils encore souffrent des parasites mais ne se privent pas d'en émettre. C'est le cas des ordinateurs. Si on les alimente à travers un filtre, on les protège et on protège en même temps les autres utilisateurs du secteur.

De ce qui précède vous pouvez conclure qu'un filtre secteur n'est en mesure de raboter que de courtes pointes de tension. Il ne faut pas lui demander de faire face à des perturbations de plus longue durée. Des chutes de tension de quelques secondes par exemple, ne sont pas son affaire.

filtres pour petits consommateurs

Un filtre secteur n'est pas un dispositif bien compliqué. Il suffit de jeter un œil sur la **figure 1** pour le constater. Comment fonctionne-t-il ? La tension du secteur arrive sur un condensateur de 100 nF câblé en parallèle. Quelle impédance pour lui ? Quelques 30 kΩ à 50 Hz, soit un courant de moins de 10 mA. Plus la fréquence augmente, plus son impédance diminue de sorte qu'il court-circuite les parasites vers la masse. L'autre condensateur, C2, rend le même service. À eux deux, C1 et C2 font du bon travail mais sans l'adjonction des deux selfs de choc, L1 et L2, nous aurions encore de la friture en aval. Elles sont câblées en série, consomment peu à 50 Hz mais présentent une impédance qui augmente avec la fréquence. Autrement dit les signaux parasites de haute fréquence s'y épuiseront.

Que reste-t-il à effacer maintenant ? Nous pourrions dire des "squales" puisque nous avons parlé de "friture". Nous désignons ainsi (ce n'est pas un terme technique) des impulsions de basse fréquence de grande amplitude. Superposées à la tension du secteur elles peuvent lui faire atteindre des valeurs respectables. Sans être toujours dangereuses pour les appareils qui les reçoivent, elles perturbent suffisamment pour qu'on tente de s'en débarrasser. On câble donc une VDR (*Voltage Dependent Resistor*, préférez "tension" à "voltage" si vous traduisez), une résistance dont la valeur diminue assez brusquement lorsque la tension à ses bornes dépasse un certain seuil. Elle court-circuitera à la masse les crêtes supérieures à 500 V. Elle est bien sûr câblée en parallèle à la sortie du filtre, de façon à bénéficier de la limitation de courant introduite par les selfs d'arrêt. Pour plus de détails sur ce composant, voyez l'annexe.

Le filtre fonctionne aussi dans l'autre sens et protège le réseau des méfaits du montage qui lui est raccordé. N'allez cependant pas imaginer que R1 joue dans cette histoire le même rôle que R2. Cette résistance n'est pas non plus décorative. Lorsque le circuit est en fonctionnement, on peut pourtant la négliger : 220/560, ça fait quelque chose comme 0,4 mA de consommation. Cette résistance ne joue de rôle intéressant qu'à la mise hors tension. Lorsque le filtre est hors tension, il n'est pas forcément "sec". Si vous retirez la prise lorsque C1 est chargé, il n'y a pas de raison qu'il ne le reste pas. Chargé sous 220 V alternatif, il est possible qu'il ait à ses bornes, et que vous ayez entre les deux fiches de la prise, une tension respectable. La résistance lui permet alors de se décharger en quelques fractions de seconde, ailleurs que par votre peau, ce qui vous évitera quelques surprises assez désagréables.

Inutile de gaspiller une platine d'expérimentation pour ce montage : elles ne sont pas faites pour ça. Câblez-le sur une plaquette, métallisée ou non, en prenant la précaution de séparer les pistes que vous y construirez par des zones isolantes d'au moins 3 mm. Pour enlever les pastilles ou arracher les pistes en trop, il suffit de les chauffer assez. L'implantation des composants ? Repérez-vous sur le schéma ou sur la photo du circuit (**figures 1 et 2**). Prenez de préférence des borniers à trois contacts en laissant libre celui du milieu, de façon à respecter la distance de 3 mm réglementaire entre les conducteurs. Si vous ne trouvez pas de coffret "secteur", utilisez dans tous les cas un coffret en matière plastique et fixez vos câbles de façon qu'ils résistent aux tractions. Les vis de fixation de la platine et celles de fermeture de la boîte seront en nylon si elles passent trop près des conducteurs.

les composants

Nous avons à faire à la tension du secteur, ce dont les caractéristiques des composants doivent aussi tenir compte. Nous voulons parler de la tension de service des condensateurs qui ne doit pas être inférieure à 630 V pour faire face aux surtensions, et du courant qui traversera les

PDF Page Organizer - Foxit Software

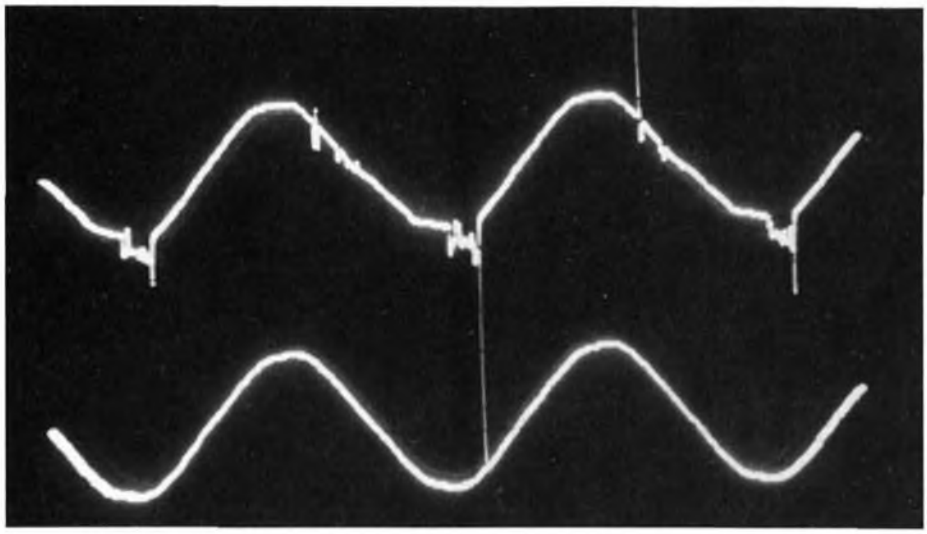


Figure 3 – La courbe du haut représente la tension du secteur en amont du filtre, celle du bas, en aval, en fonction du temps. Il va de soi que nous avons fait notre possible pour polluer le réseau qui n'a pas toujours si piquante allure, de façon à démontrer l'efficacité de la filtration.

coffret "secteur", de préférence

bobines : elles devront pouvoir supporter quelques ampères. Ne prenez pas ces petites selfs qui ont l'allure de résistances : elles partent en fumée pour quelques milliampères. Avez-vous calculé la puissance à dissiper par R1 ? Elle est loin du demi-watt ! C'est pourtant le modèle choisi par précaution à cause de la tension élevée à ses bornes. On peut aussi la remplacer par deux résistances de 270 kΩ quart-de-watt en série.

Il va de soi que le filtre est prévu pour travailler sous 220 V efficaces à des courants relativement peu élevés. Qu'est-ce à dire ? Tout simplement que les fils de câblage auront un diamètre plus que suffisant. Du câble de cordon (0,6 mm^2 de section pour l'âme) par exemple convient tout à fait si les bobines d'arrêt supportent 2 A. Sous 220 V et 2 A, nous pouvons développer une puissance apparente de 440 VA : volt-ampères et non point watts, puisque nous sommes en alternatif où le courant n'est pas toujours en phase avec la tension surtout si la charge est représentée par un moteur par exemple.

Les oscillogrammes de la **figure 3** démontrent, s'il en était besoin, l'efficacité du filtre. La courbe du haut est l'image de la tension du réseau, tandis que celle du bas représente celle de la sortie du filtre. Le secteur n'est certainement pas aussi torturé chez vous. Les parasites que montre l'oscilloscope sont dus à des mises sous et hors tension répétées d'une charge inductive. Comme on dit, « Qui peut le plus peut le moins » : chez vous, le filtre coupera les effets néfastes du moulin à café, du réfrigérateur ou du fer à souder.

liste des composants

R1 = 560 kΩ/0,5 W
R2 = varistance, 250 V
R3 = 100 kΩ
C1, C2 = 100 nF/630 V (ou plus)
L1, L2 = self de choc (40 µH/2 A)

Plaquette
Coffret "secteur"

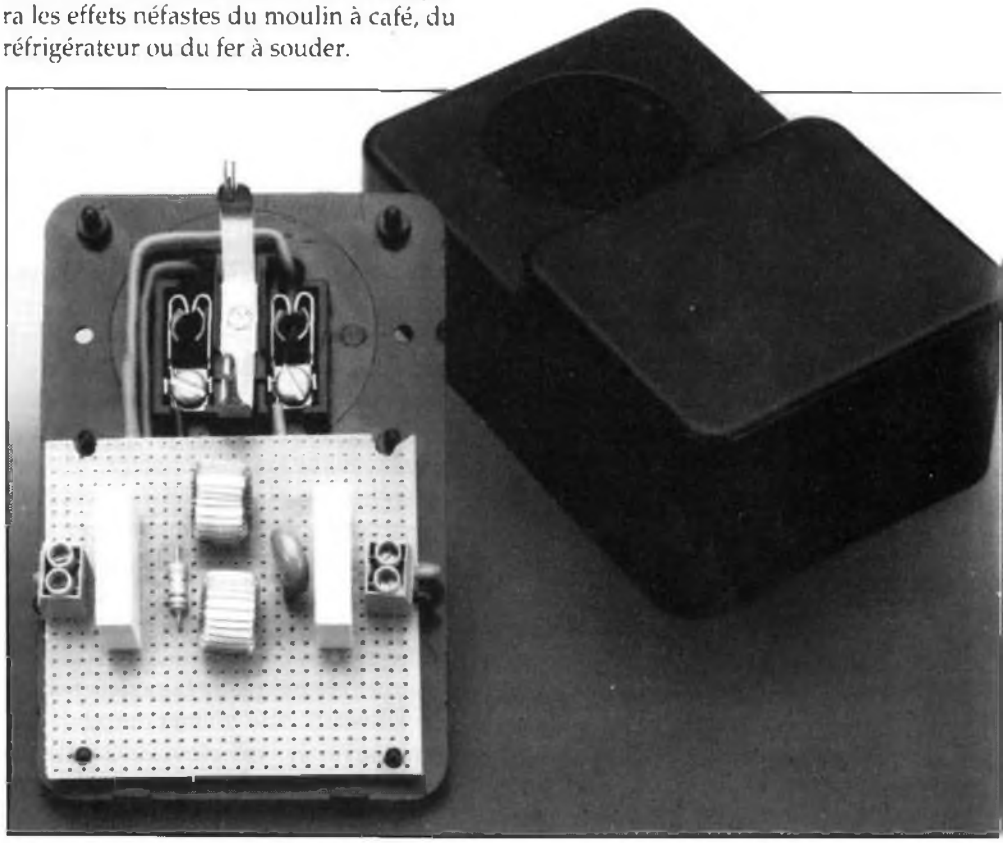
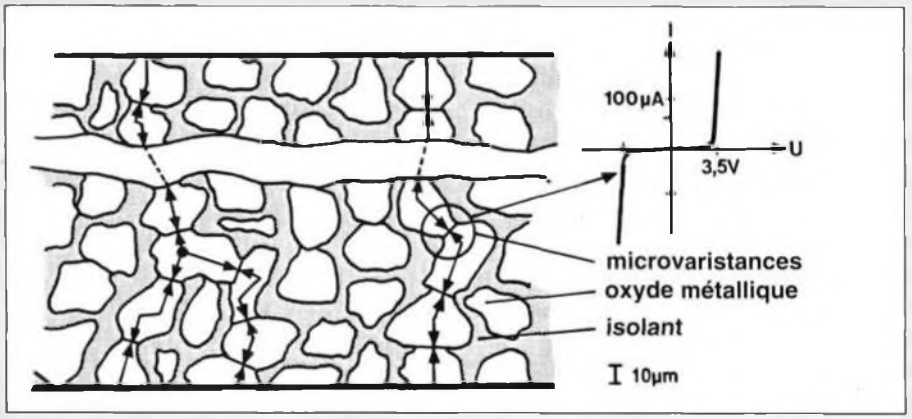


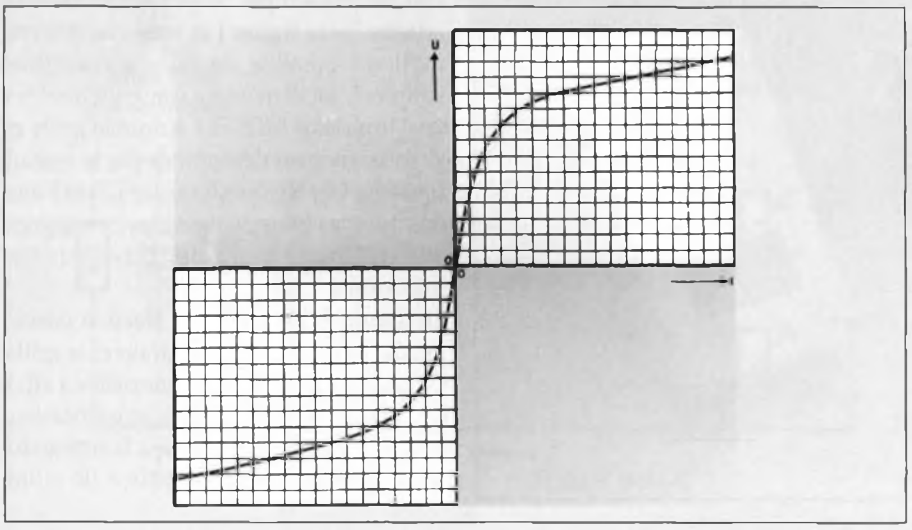
Figure 2 – La photo du montage achevé vous servira de modèle à défaut d'autre plan de câblage. Utilisez des borniers à trois points sans vous servir de celui du milieu pour les entrée et sortie (c'est ce que nous n'avons pas fait). Achetez vos composants avant de réaliser, le cas échéant, votre circuit imprimé dont les pistes seront larges et bien séparées (plus de 3 mm).

PDF Page Organizer - Foxit Software



Les varistances (*varistor* ou *VDR* en anglais) sont des stabilisateurs de tension dont les caractéristiques peuvent faire penser à celles des diodes zener. Elles en diffèrent pourtant, puisqu'en direct une zener se comporte pratiquement comme une diode classique (chute de tension de 0,6 V environ) et qu'elle n'écrête la tension qu'en inverse, à une valeur déterminée par sa fabrication. À l'opposé, une varistance se comporte de la même manière pour des tension positives et négatives. Si la diode zener stabilise des tensions continues, la varistance est utilisée en alternatif, comme le montre la symétrie de la courbe représentant les variations du courant qui la traverse en fonction de la tension à ses bornes.

De quelle façon les varistances limitent-t-elles la tension ? Pour le comprendre, il faut en regarder la constitution. Certaines sont formées de deux diodes zener connectées en tête-bêche série : là, pas de problème. Les varistances les plus efficaces sont cependant constituées de grains d'oxydes métalliques (bismuth, cobalt, manganèse ou zinc) serrés les uns contre les autres dans un matériau isolant, sous haute pression et à température élevée. Cette combinaison de matières conductrices et non conductrices constitue une plaque que le courant ne peut pas traverser sans encombre. Pour passer d'un grain à un autre, les charges doivent être soumises à un champ électrique intense. Le courant ne circule que si, entre chaque grain, règne une différence de potentiel de 3,5 V par exemple. C'est pourquoi on appelle ces jonctions des microvaristances.



Compte tenu du fait qu'entre les deux faces de la varistance nous avons un certain nombre de ces jonctions, n par exemple, le courant ne pourra traverser le composant que si la tension aux bornes de l'ensemble est de n×3,5 V. En augmentant le nombre des jonctions, donc en réduisant le diamètre de chaque grain, nous devrions pouvoir élever le seuil de tension à partir duquel le courant circulera.

De ce qui précède, vous pourriez conclure que sur toute la largeur du composant le nombre de microvaristances est constant. Ce n'est malheureusement pas le cas. Leur disposition n'est pas aussi régulière que l'on pourrait le souhaiter. Elles sont très peu nombreuses à certains endroits, beaucoup plus à d'autres, de sorte qu'un courant les traverse même lorsque la tension est inférieure à leur tension nominale. Les procédés de fabrication limitent bien sûr au maximum les "petits tas" ce qui explique les deux coudes de la courbe.

Nous avons représenté un échantillon de varistances à oxydes métalliques de marque *Siemens*. Chez ce fabricant, on les appelle SIOV, chez *General Electric*, ce sont des GeMOV. Celles que nous avons ici sont de (relativement) faibles puissances puisque leur boîtier n'est pas métallique. Leurs caractéristiques sont codées : le S désigne leur "boîtier" en forme de disque ; le nombre qui suit, leur diamètre et la lettre, "K" ici, leur tolérance de 10%. Il en existe de plus précises, "J", de 5% ou "S" pour les applications encore plus minutieuses. Nous avons ensuite leur tension de service, 250 V par exemple, en clair. Il ne s'agit pas de la valeur crête de la tension (250×1,4 =354 V) mais de sa valeur efficace. Leur effet, c'est-à-dire la chute (très) rapide de leur résistance, ne se fait vraiment sentir que pour des tensions qui sont significativement plus élevées que la tension crête. Une varistance comme celle que nous utilisons pour le filtre décrit dans ces pages, ne commence à conduire vraiment qu'au voisinage de 500 V. 87034

PDF Page Organizer - Foxit Software

Les automobilistes ont à leur disposition tout un choix d'appareils de haute technologie à brancher sur la prise d'allume-cigare : cela va des simples lecteurs de cartes aux cafetières automatiques. Mais avez-vous essayé de brancher un baladeur qui fonctionne sous 3 volts ou un magnétophone à cassettes qui demande 6 V ? Non ? Vous avez raison, ça ne marche pas, en tous cas pas longtemps.
Il faut intercaler un montage tout simple, comme celui-ci.

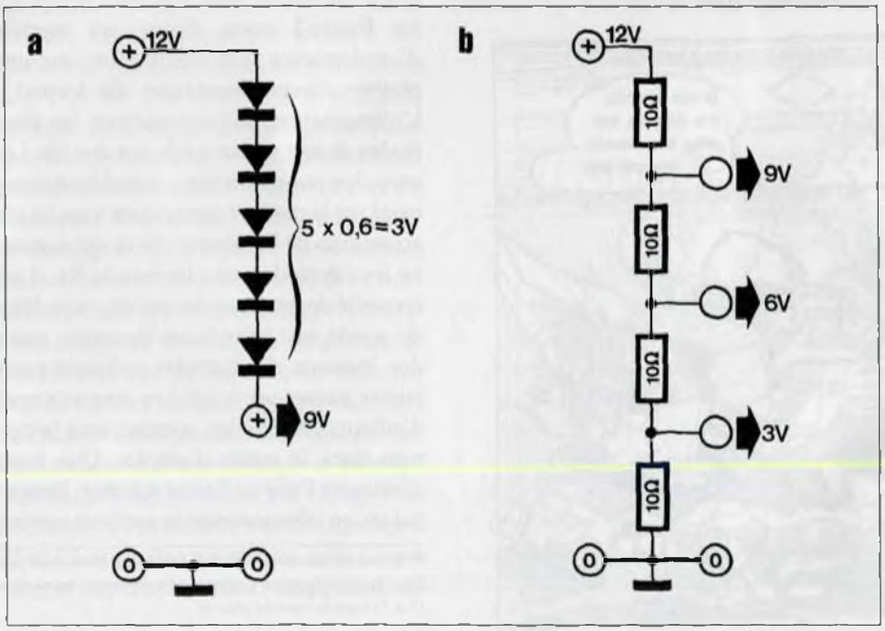
adaptateur de tension continue

pour écouter votre baladeur en voiture

Avec le temps et les campagnes anti-tabac, la prise d'allume-cigare des voitures a fini par changer complètement de fonction. L'allume-cigare a disparu et son logement est devenu une simple prise de courant qui alimente aussi bien le compresseur à gonfler les matelas pneumatiques que l'aspirateur à dépoussiérer les sièges. Tous ces accessoires sont conçus pour fonctionner sur les 12 V continus de la batterie de voiture, de bateau ou de roulotte*. Les appareils alimentés par piles fonctionnent habituellement avec des tensions comprises entre 3 et 9 V, ce qui interdit de les brancher sur cette prise de courant si pratique.
Dommage, car il n'est pas rare que pendant un voyage un peu long l'un des occupants de la voiture veuille utiliser un magnétophone ou un appareil à dicter. Il n'est pas rationnel d'utiliser des piles alors qu'il existe à bord une source d'énergie renouvelable ; il est frustrant de se trouver à mi-chemin avec des piles à plat et une batterie bien chargée par un alternateur qui tourne à plein régime.

réduction de tension

Se trouver dans une voiture avec des piles de baladeur vides et une batterie pleine, ça ne devrait guère vous arriver qu'une fois, deux à la rigueur. Vous aurez entrepris quelque chose avant la troisième. Nous avons besoin d'un adaptateur de tension, qui utilise non pas le réseau alternatif 220 V, mais les 12 V continus de la batterie, pour fournir les 3 à 9 V nécessaires. Un lecteur d'ELEX ne peut pas faire autrement que le construire lui-même. La question est : comment ?
On pourrait imaginer une diode zener toute simple avec une résistance en série. Malheureusement, la consommation d'un stabilisateur de tension à diode zener est constante. Cela signifie que dans le cas où l'appareil à alimenter ne consomme que quelques milliampères, ou quand il est débranché, la diode doit consommer la quasi-totalité du courant et qu'elle risque de chauffer. La diode zener ne convient donc pas pour notre application.
Il existe une autre manière d'abaisser la tension, toute simple bien qu'elle ne vienne pas à l'esprit immédiatement : insérer des diodes en série dans le circuit. Une diode provoque une chute de tension de 0,6 à 0,7 V quand elle est traversée par un courant. Si nous plaçons deux diodes en série entre l'accumulateur et l'appareil à alimenter, la chute de tension est de 1,2 V, de 1,8 V pour trois diodes, et ainsi de suite. La chute de tension est pratiquement indépendante de l'intensité du courant. Cette méthode est utilisable quand la chute de tension nécessaire est faible. Elle est intéressante car la consommation est rigoureusement nulle quand la charge est débranchée. S'il s'agit d'obtenir une tension de 3 V à partir d'une batterie de 12 V, le système des diodes en série n'est pas particulièrement élégant : pour obtenir la chute de tension de 9 V, il faudrait 15 diodes.
Autre chose ? Un diviseur à résistances ? Ce serait une bonne idée, mais nous nous retrouvons devant le même problème



Le mot *caravane* dans son acception actuelle provient d'un jeu de mots : *car-a-van* signifie voiture et fourgon. Jeu de mots fort plaisant dans la langue de l'Oncle Sam, mais totalement inepte chez nous. Une habitation sur roues est une roulotte. Une caravane est une suite de véhicules, aussi bien des roulottes que des vaisseaux du désert.

PDF Page Organizer - Foxit Software

qu'avec la diode zener : la consommation permanente, quelle que soit celle de l'appareil. Le défaut est même pire : ni la consommation ni la tension ne sont constantes. Pour obtenir une tension qui ne varie que dans des limites raisonnables, il faudrait prévoir une consommation permanente énorme. Le diviseur de tension à résistances de la **figure 1b** ne consomme pas moins de 300 mA, en pure perte. Comme la tension fournie varie avec l'intensité, ce montage ne présente aucun intérêt pratique.

Figure 1a – Une tension légèrement trop forte peut être réduite simplement par l'insertion de quelques diodes en série dans le circuit.

Figure 1b – Un diviseur de tension à résistances présente plusieurs inconvénients : d'abord il consomme une quantité de courant non négligeable, ensuite le rapport de division est modifié dès qu'une charge est connectée et il se modifie quand l'intensité consommée par la charge varie.

émetteur-suiveur

Voilà déjà bien du papier noirci sans autre résultat que de connaître quelques solutions inexploitables. Ce n'est pas si mal, mais le but était tout de même d'alimenter un baladeur, au lieu d'enfiler des perles théoriques. Nous avons fait un pas sur le bon chemin, nous arriverons au bout si nous trouvons une façon de supprimer les inconvénients du diviseur à résistances. Il faut d'abord lui donner une résistance plus élevée pour limiter la consommation, ensuite rendre le rapport de division indépendant de l'intensité consommée par la charge.

La solution est simple : disposer après le diviseur un amplificateur de courant sous la forme d'un transistor en émetteur-suiveur. Ce montage est connu pour sa forte impédance d'entrée et sa faible impédance de sortie, exactement ce dont nous avons besoin. Cela nous amène au schéma de la **figure 2**. Vous pouvez voir que le diviseur de tension de la figure 1b s'est un peu allongé, si bien que nous disposons maintenant de toutes les tensions de piles

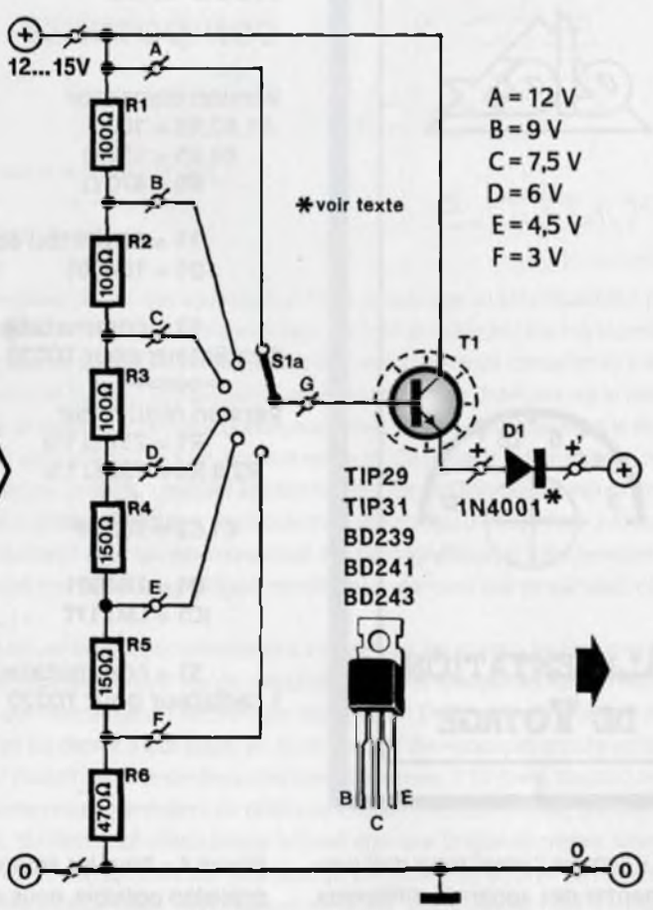


Figure 2 – Si le diviseur de tension à résistances est suivi par un transistor en émetteur suiveur, les deux inconvénients sont éliminés : le courant qui traverse le diviseur est minime, le courant consommé par la charge est fourni par le transistor et non par les résistances.

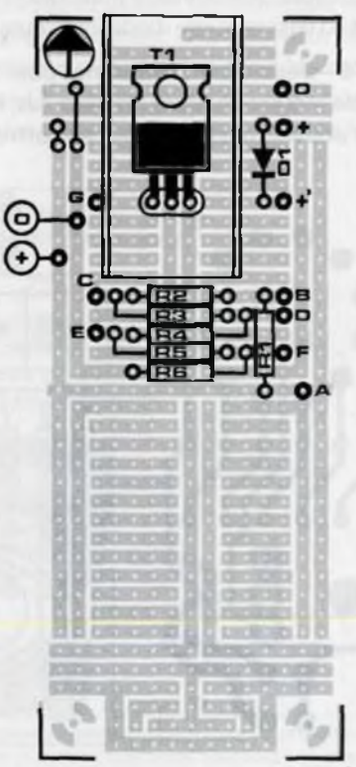


Figure 3 – Une demi-platine de format 1 suffit pour la construction du circuit de la figure 2.

PDF Page Organizer - Foxit Software

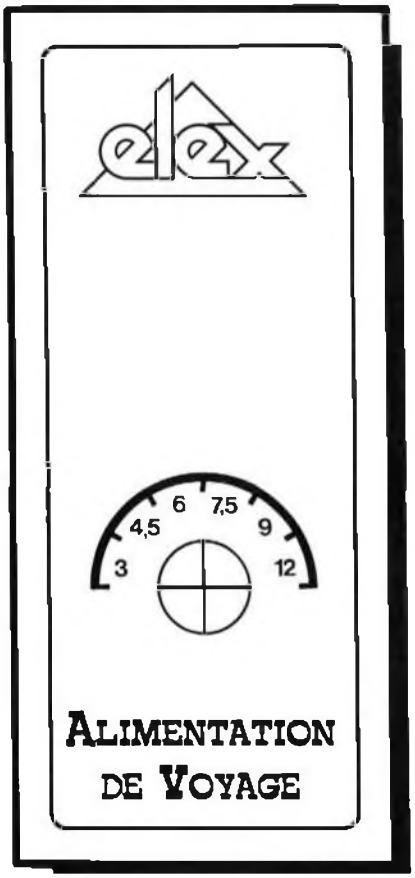


Figure 4 – Comme l'adaptateur doit pouvoir alimenter des appareils différents, une graduation est indispensable.

liste des composants

version transistor
R1,R2,R3 = 100
R4,R5 = 150 Ω
R6 = 470 Ω

T1 = BD241 (ou équivalent)
D1 = 1N4001

S1 = commutateur à 1 circuit 6 positions
1 radiateur pour TO220

version régulateur
R1 = 237 Ω 1%
R2 à R8 = 332 Ω 1%

C1,C2 = 100 nF

D1 = 1N4001
IC1 = LM317T

S1 = commutateur à 1 circuit 6 positions
1 radiateur pour TO220

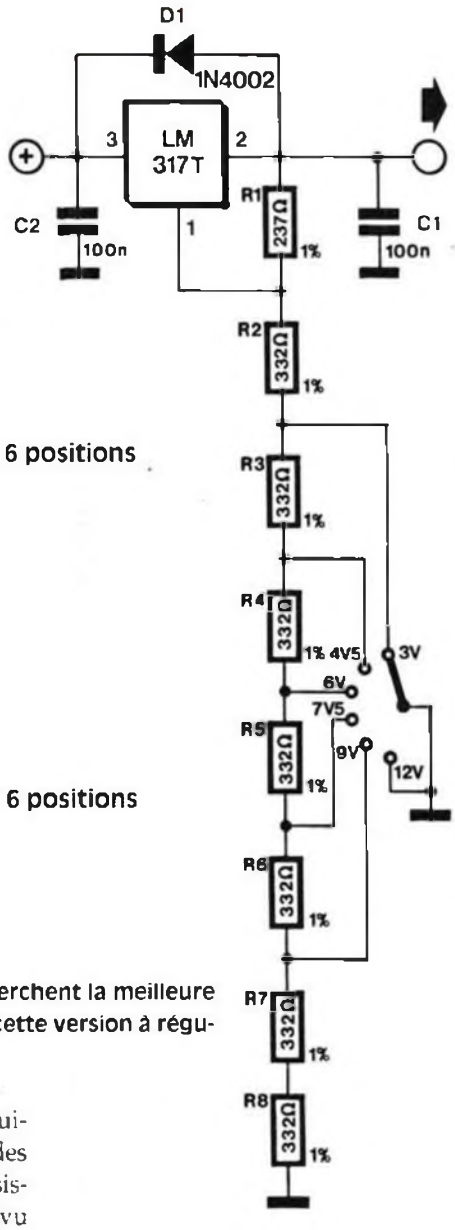
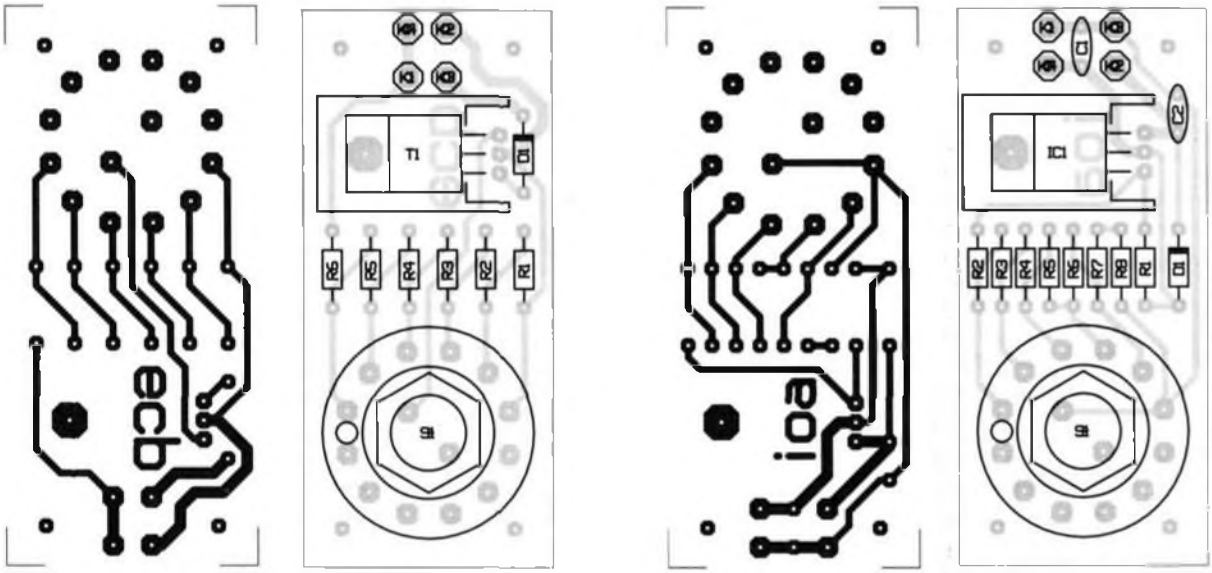


Figure 5 – Pour les amateurs qui recherchent la meilleure précision possible, nous avons prévu cette version à régulateur tripolaire.

usuelles. Comme sa résistance totale est passée à 1 kΩ environ, la consommation « à vide » n'est plus que de 12 à 15 mA. La diode D1 évite à l'appareil alimenté les conséquences désastreuses d'un raccordement à l'envers. Cette diode évite aussi que l'appareil à alimenter injecte lui-même du courant dans le circuit, avec des conséquences regrettables pour le transistor T1. Comme l'adaptateur est prévu pour une intensité maximale de 1 ampère environ, T1 est un modèle de moyenne

Figure 6 – Deux circuits imprimés pour un montage. Vous êtes gâtés ! Il faudra choisir entre le diviseur de tension simple et la véritable régulation. Dans les deux cas, il faudra donner deux coups de scie à métaux pour ramener à 13 mm la hauteur du radiateur et pouvoir fixer la platine au coffret par le canon fileté du commutateur.



PDF Page Organizer - Foxit Software

environ, T1 est un modèle de moyenne puissance équipé d'un petit radiateur.
La **figure 3** montre comment les quelques composants sont disposés sur une demi-platine d'expérimentation de format 1. Un commutateur à 6 positions complète le montage et le tout se loge dans un petit coffret en matière plastique pour donner un appareil pratique à utiliser. L'entrée se fait par un cordon terminé par une fiche d'allume-cigare, le sortie par un autre cordon, terminé par une fiche d'alimentation. Attention à la polarité : en général ces fiches ont le pôle positif à l'extérieur et le négatif à l'intérieur, mais certains fabricants font le contraire.
Le commutateur peut être un modèle à 12 positions ou à 2 fois 6 positions ; la face avant peut ressembler à celle de la **figure 4**.

encore plus précis

L'adaptateur tel qu'il est décrit ci-dessus convient parfaitement à l'usage envisagé. Cependant la tension de sortie peut varier de 10 à 15%, comme la tension de batterie dont elle dérive : nous nous sommes contenté de diviser la tension sans la stabiliser. Il est possible d'améliorer le montage pour ceux qui recherchent une plus grande stabilité.
Les pinailleurs n'auront plus rien à reprocher à cet autre montage, qui garantit une stabilité de 2%. Le schéma est donné par la **figure 5**. Il comporte principalement un régulateur tripolaire ajustable de type LM317. La broche 1, qui détermine la tension de sortie, est raccordée à un réseau de 8 résistances. Le commutateur met en service une portion variable du diviseur. La tâche du régulateur consiste à maintenir entre sa broche de sortie et sa broche de réglage une tension constante de 1,2 V. La tension de sortie se calcule simplement en fonction du rapport entre R1 et la somme des autres résistances en circuit. Toutes les résistances sont à tolérance de 1%.
La tension de sortie n'est pas influencée, ou à peine, par l'intensité du courant de sortie : la variation de tension est négligeable pour un courant de sortie qui passe de 100 mA à 1 A. Si l'intensité est excessive, ou le refroidissement insuffisant, le régulateur limite de lui-même l'intensité débitée en réduisant sa tension de sortie. Il est protégé contre les tensions inverses par la diode D1 en parallèle entre la sortie et l'entrée. B96003

note de lecture

par Kurt Mähbohn

– « Avez-vous lu le dernier Charoy ? »
– « ... »
– « Le premier alors ? »
– « Euh ...»
– « Vous ne savez pas ce que vous perdez. C'est un ouvrage au titre rébarbatif (*Parasites et perturbations des électroniques*) mais au contenu étonnant, à la fois technique, amusant et sérieux. Sa présentation est agréable et il se lit comme un roman (mais il ne faut pas le lire comme un roman). Enthousiasmé dès le premier coup d'œil jeté sur le tome 1, reçu "en service de presse" de l'éditeur Dunod, nous nous sommes précipité chez le libraire pour acheter les deux suivants (il y en a quatre en tout). Ce premier volume traite, comme les autres d'ailleurs, de la compatibilité électromagnétique (la **CEM**) qui est, nous citons la définition de son **Index et lexique**, « *l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement [...]* ».
Sur la couverture déjà, vous commencez à « sentir avec les mains » les phénomènes dont il parle. C'est pourtant un ouvrage de spécialiste pour des spécialistes, lisible néanmoins par tous ceux que l'électricité et l'électronique intéressent*. En un peu moins de 200 pages, l'ouvrage remet les choses à leur place, les mots aussi. N'avez-vous pas encore vraiment compris ce qu'étaient les phénomènes électromagnétiques ? Eh bien, abordez-les par son intermédiaire : vous apprendrez de drôles de choses, dans une langue savoureuse, claire, intelligible. Si l'électricité (électronique incluse) était une langue étrangère, Monsieur Charoy aurait écrit l'ouvrage à lire par tous ceux qui s'efforcent de la parler correctement. Parasites et perturbations des électroniques sont des phénomènes dont l'importance va croissant : cette publication est donc une chance pour les enseignants et leurs élèves, pour les amateurs et les spécialistes (qu'ils soient ingénieurs ou électriciens du bâtiment), qui tôt ou tard seront contraints de tenir compte de l'environnement dans lequel leurs circuits fonctionnent... ou ne fonctionnent pas. N'attendez pas, pour faire la connaissance de Monsieur Charoy et de ses ouvrages, d'y être contraint par des circonstances fâcheuses ! »
– « C'est cher ? »
– « Oui, comme toutes les bonnes choses. Vous pouvez toujours faire œuvre utile en en suggérant l'acquisition par la bibliothèque de votre établissement. Allez le consulter chez votre libraire, jetez un œil sur le dialogue d'introduction ou sur le **Florilège des idées reçues** qui termine le livre et l'ouvre sur le volume suivant, vous vous délecterez... et vous craquerez. Comme nous, vous remercierez Alain Charoy ainsi que tous ceux auxquels il rend lui-même hommage. »

Compatibilité électromagnétique
Parasites et perturbations des électroniques.
Règles et conseils d'installation.
Tome premier : sources, couplages, effets ; 192 pages.
Tome second : terres, masses, câblages ; 176 pages.
Tome troisième : blindages, filtres, câbles blindés ; 222 pages.
Tome quatrième : alimentation, foudre et remèdes ; 232 pages.
Alain Charoy, Éditions RADIO chez Dunod.

* Ces livres se laissent aussi feuilleter. Si vous butez lors d'une première lecture sur une difficulté, contournez l'obstacle après l'avoir repéré, puis poursuivez en feuilletant. Pour vous remettre le pied à l'étrier, rien de tel que l'un des nombreux exercices résolus et commentés.

PDF Page Organizer - Foxit Software

Ce circuit minuscule (un circuit intégré et deux transistors) et particulièrement discret sera un grand soulagement pour ceux qui oublient régulièrement où ils ont laissé leur trousseau de clefs...

porte-clés siffleur

Ne vous jetez pas immédiatement sur votre stylo ou votre traitement de texte. Ne nous écrivez pas, nous le savons, que ces porte-clefs siffleurs se trouvent dans le commerce pour quelques francs et qu'on vous en fait cadeau pour l'achat d'une voiture ou d'un lot de six boîtes de pâtée pour chat. Il est probable qu'il vous coûte plus cher à construire qu'acheté tout fait. Pourquoi publier ce montage malgré cela ? Parce que vous tirerez plus de plaisir à le fabriquer qu'à utiliser une quelconque camelote extrême-orientale. Le prix de revient reste minime et vous aurez la satisfaction supplémentaire de savoir comment ça marche.

le schéma synoptique

Le schéma synoptique de la figure 1 n'est pas effrayant de complexité. La chaîne commence à gauche par un microphone. Il est chargé de capter vos appels inquiets quand vous avez perdu vos clefs (vous pouvez aussi frapper dans vos mains tout simplement) et d'appliquer une minuscule tension alternative à l'amplificateur qui le suit. Vous remarquez une flèche en travers du triangle qui symbolise l'amplificateur : cela signifie que le gain est variable. Nous verrons plus loin pourquoi et comment. Pour l'instant, il nous suffit de savoir que le signal du microphone est amplifié environ 400 fois.

À la suite de l'amplificateur, il devrait théoriquement y avoir une sorte de comparateur réglé de façon à réagir à chaque pointe de la tension alternative. En pratique, cela serait ou bien trop sensible ou bien trop peu sensible, et le juste milieu serait quasiment impossible à trouver. Nous avons donc intercalé un intégrateur, que vous pouvez comparer à un seau qui se remplit lentement. Le reste du montage n'entre en action qu'une fois que le seau est plein.

Le reste se résume à un oscillateur qui actionne un haut-parleur. Le résultat de votre action (le claquement de main) est que le haut-parleur émet un sifflement qui vous permet de repérer à l'oreille l'endroit où vous avez laissé vos clefs. Tout semble devoir fonctionner parfaitement, mais il y a un os : le son du haut-parleur sera capté par le microphone, forcément ; ce qui mettra l'oscillateur en fonctionnement, forcément. Et ainsi de suite jusqu'à épuisement

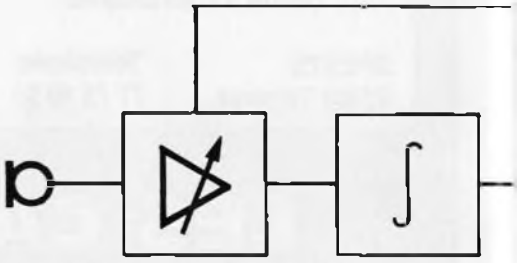
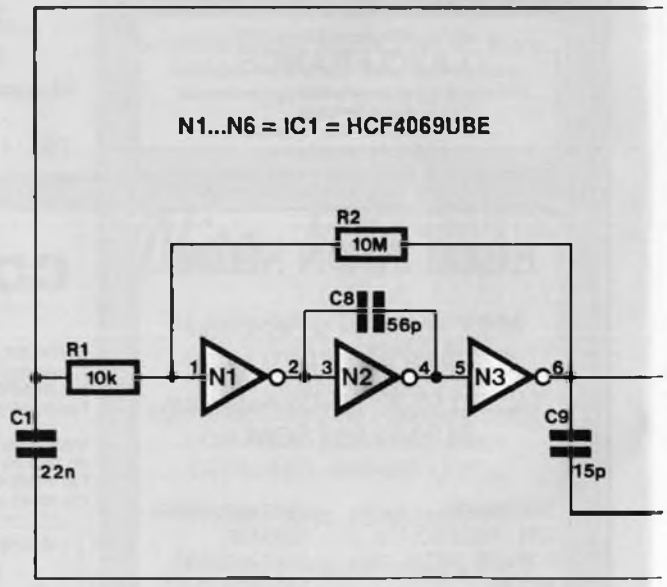


Figure 1 – Le schéma synoptique est la simplicité même ; la réalité est à la fois plus simple, parce qu'un composant remplit deux fonctions, et plus compliquée, parce qu'un composant remplit deux fonctions.



PDF Page Organizer - Foxit Software

apprenez à siffler à votre porte-clefs

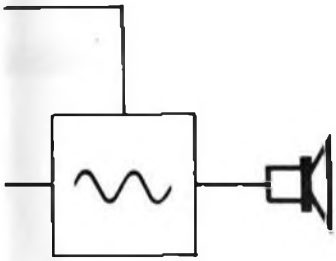
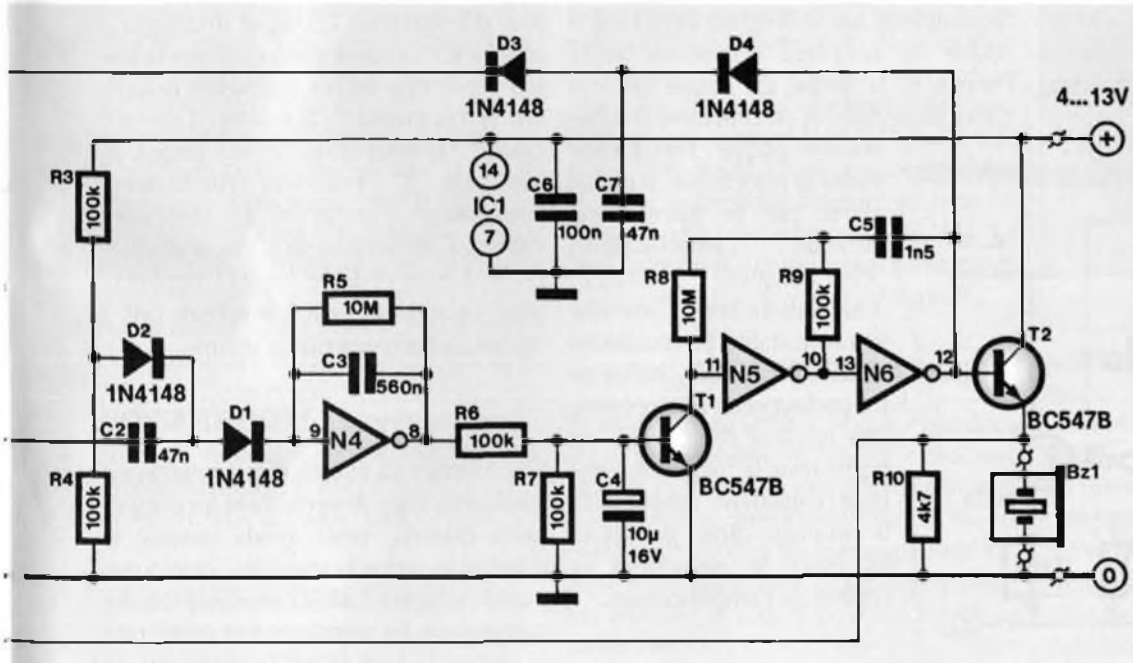


Figure 2 – Le schéma complet montre que le résonateur piézo sert à la fois de haut-parleur et de microphone. Le circuit intégré logique est utilisé de façon assez inhabituelle : en régime linéaire comme amplificateur.

de la pile. C'est une boucle sans fin dont on ne peut sortir qu'en déconnectant l'amplificateur quand l'oscillateur est actif. Voilà la raison d'être de la flèche qui barre le triangle de l'amplificateur.
La façon dont tout cela est réalisé en pratique est représentée par le schéma de la **figure 2**.

l'amplificateur

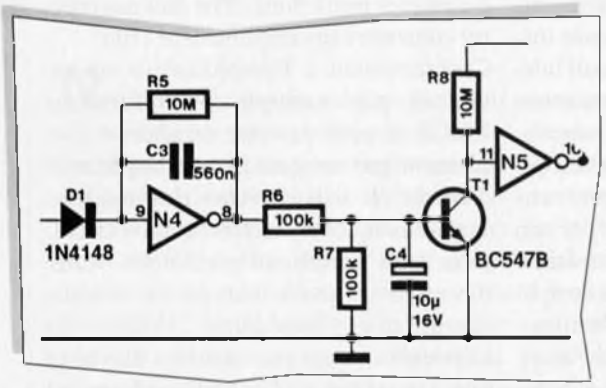
Ce qui ressort du schéma à première vue, c'est que, à part quelques composants discrets, tout tourne autour d'un circuit intégré, le sextuple inverseur IC1. Nous avons choisi cette conception pour pouvoir réaliser un montage aussi compact que possible. Si vous regardez de plus près, vous constatez qu'un composant brille par son absence : le microphone. Il est là, en fait, il s'agit du résonateur piézo Bz1, qui remplit le double rôle de haut-parleur et de microphone. En pratique il s'est révélé assez sensible pour cela. Il présente un avantage supplémentaire : il est extrêmement sélectif et sa sensibilité est maximale dans la bande de 3 kHz à 4 kHz. Cette bande correspond à la fréquence de résonance du cristal, celle du son qu'il émet quand il fonctionne normalement. Cette particularité nous permet d'utiliser sans inconvénient un amplificateur simple à bande passante relativement large : le circuit construit autour des inverseurs N1 à N3. Voilà qui peut vous étonner, mais les inverseurs du 4069, un circuit intégré CMOS destiné en principe à des montages logiques, peuvent parfaitement être utilisés en régime linéaire. Si vous consultez la note d'application du 4069, vous constaterez que les montages linéaires sont proposés aussi. Ces applications sont sujettes à quelques restrictions : il ne faut pas espérer construire un amplificateur HiFi.
Contrairement à l'amplificateur opérationnel par exemple, l'amplificateur CMOS ne peut pas être caractérisé simplement par un gain et une impédance d'entrée. Il existe certes des modèles mathématiques et des formules de calcul, mais trop compliqué pour nous. Vous devrez nous croire sur parole si nous disons que l'impédance d'entrée de l'inverseur « tout nu » est très élevée et que l'impédance d'entrée pratique est déterminée exclusivement par la résistance R1 (10 kΩ). De même le gain de 400 est déterminé par les caractéristiques internes des inverseurs et la boucle de contre-réaction R1/R2. Les condensateurs C8 et C9 stabilisent l'amplificateur et limitent quelque peu la bande passante.



PDF Page Organizer - Foxit Software

l'intégrateur

Le signal amplifié, après avoir été redressé par les diodes D1 et D2 et les composants qui les entourent, arrive à l'intégrateur construit avec N4. Vous pouvez vous représenter son fonctionnement comme suit : le signal du microphone, amplifié et redressé, charge le condensateur C3 puisque l'entrée de l'inverseur N4 est positive par rapport à sa sortie. En même temps, la résistance R5 décharge le condensateur. Comme ce dernier est plutôt du genre ventru et que la résistance ne laisse passer qu'un courant du genre ténu, la charge de C3 augmente tant qu'une tension alternative est présente à l'entrée de N4. Autrement dit, une tension continue (ou une tension alternative redressée) **constante** appliquée à l'entrée de l'intégrateur provoque une décroissance **linéaire** de la tension de sortie. Par l'intermédiaire du diviseur de tension R6/R7, la base du transistor T1 voit donc une tension qui décroît constamment tant que le microphone capte des sons. Il va se bloquer au bout d'un certain temps (en pratique après deux ou trois claquements de mains) ; le condensateur C4 évite les réactions trop brutales. Une fois le transistor bloqué, l'oscillateur construit autour de N5 et N6 est débloqué.



l'oscillateur

Le fonctionnement de l'oscillateur est très simple. Il s'agit d'un classique du genre, que vous pouvez trouver dans toutes les notes d'applications. Supposons que l'entrée de N6 (la sortie de N5) est à l'état bas (proche de 0 V), sa sortie est donc à l'état haut (proche de la tension d'alimentation). Le condensateur C5 peut se charger à travers la résistance R9. À mesure que la charge augmente, l'intensité du courant de charge diminue, de même que la tension au point commun à R9 et C5. Il arrive un moment où cette tension est assez basse pour que l'inverseur N5 bascule : sa sortie passe à l'état haut, ce qui fait basculer à l'état bas celle de N6. Le condensateur C5 va maintenant se décharger, et la tension au point commun à la résistance et au condensateur va augmenter progressivement, jusqu'à faire basculer à nouveau N5. Et ainsi de suite.

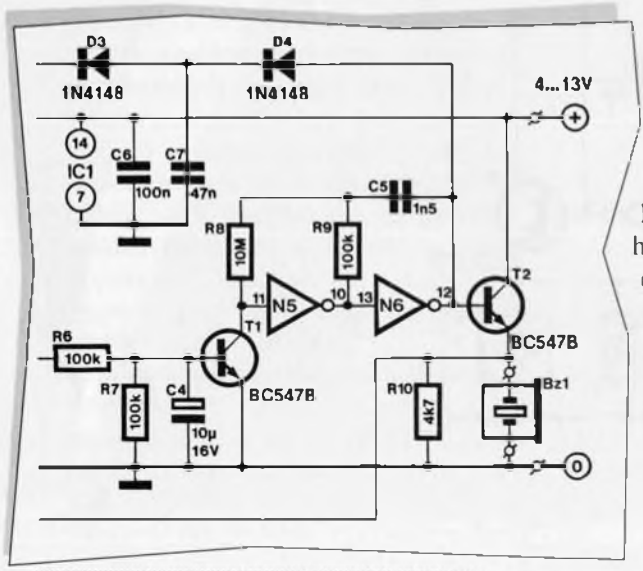
La fonction de R8 n'est pas évidente. Nous ne nous étendrons pas sur le sujet, qu'il nous suffise de savoir qu'elle permet à l'oscillateur d'être presque parfaitement indépendant de la tension d'alimentation. Le calcul de la fréquence est approximatif :

$f_{osc} \approx 1/2(2{,}2 \cdot R9 \cdot C5) \approx 1500$ Hz

Bien entendu*, cette fréquence dépend des tolérances des composants. La sortie de l'inverseur est tamponnée par le transistor T2 en émetteur suiveur.

rétro-action ?

Nous avions mis le doigt au début sur le risque de couplage acoustique entre l'entrée et la sortie. Ce risque est loin d'être imaginaire si on considère le schéma synoptique : l'oscillateur excite le résonateur, le signal capté par le microphone attaque l'amplificateur, l'amplificateur maintient l'oscillateur actif. C'est une situation stable. En réunissant les deux fonctions, celles de haut-parleur et de microphone, dans un seul composant, on transforme le risque en certitude : considérez simplement le couplage direct par C1 et R1 entre le résonateur et l'entrée de l'amplificateur.



* Ce qui est la moindre des choses.

liste des composants

R1 = 10 kΩ
R2,R5,R8 = 10 MΩ (R2 : voir texte)
R3,R4,R6,
R7,R9 = 100 kΩ
R10 = 4,7 kΩ

C1 = 22 nF
C2,C7 = 47 nF
C3 = 560 nF
C4 = 10 µF/16 V tantale
C5 = 1,5 nF
C6 = 100 nF
C8 = 56 pF
C9 = 15 pF

D1 à D4 = 1N4148

T1,T2 = BC547B
IC1 = HCF4069UUBE

Bz1 = résonateur piézo

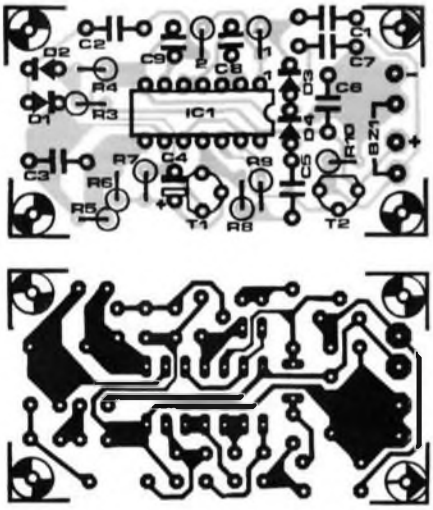
Il est donc nécessaire de « déconnecter » l'amplificateur au moment où l'oscillateur est activé. La déconnexion est assurée par D4, C7 et D3. Dès le démarrage de l'oscillateur, la diode D4 charge le condensateur C7 (la sortie de l'oscillateur est basse au repos). La tension de C7 est ensuite appliquée par D3 à l'entrée de l'amplificateur. Ainsi l'amplificateur est bloqué et il ne peut pas amplifier les tensions alternatives produites par l'oscillateur.

L'entrée de l'amplificateur est maintenant bloquée au niveau haut, sa sortie au niveau bas, ce qui permet au condensateur d'intégration C3 de se décharger à travers R5. La conséquence est que la tension de sortie de N4 augmente jusqu'à environ la moitié de la tension d'alimentation. Au bout d'un certain temps, le transistor T1 redevient conducteur : l'oscillateur s'arrête et le sifflement s'éteint. C'est au tour de C7 de se décharger lentement et de débloquer l'amplificateur. Le montage est à nouveau prêt à capter les claquements de mains.

la construction

Pour donner au montage des dimensions aussi petites que le permettent les composants discrets, nous avons dessiné le minuscule circuit imprimé que vous voyez en **figure 3**, avec l'implantation des composants. Le circuit une fois gravé, percé et verni (pour éviter la corrosion du cuivre), vous pouvez commencer le câbla-

PDF Page Organizer - Foxit Software



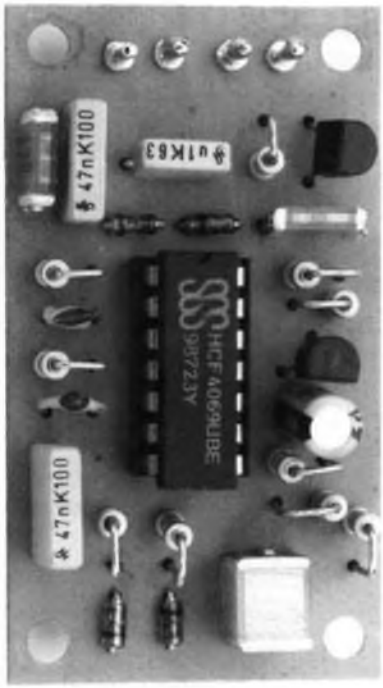


Figure 3 – Le format du circuit imprimé ne dépasse pas celui d'une pile de 9 V. Les seules pistes un peu délicates à graver sont celles qui passent entre les pastilles du circuit intégré.

ge. Utilisez un fer de faible puissance (15 à 20 W) ou un modèle à température régulée. Remarquez que toutes les résistances et les diodes sont montées verticalement. Attention à la polarité des diodes, le risque d'erreur est plus important avec les composants verticaux. La place limitée sur la platine impose l'utilisation d'un modèle au tantale pour le condensateur C4. Prévoyez un support pour le circuit intégré.

Quand tout est prêt (disons au bout d'une petite heure), vous pouvez vérifier une dernière fois et mettre le circuit intégré en place. Mettez sous tension (une pile de 9 V avec son coupleur semble la solution la plus pratique). Vous pouvez passer aux essais : après avoir frappé quelques fois dans vos mains, vous êtes récompensé de vos peines par un sifflement perçant.

Il y a trois possibilités en fait : le circuit fonctionne correctement dès la mise sous tension (ce qui est fort probable) ; il est trop sensible (il réagit au bruit de la chute d'une épingle), le remède consiste à ramener la valeur de R2 à 6,8 MΩ ou 5,6 MΩ ; ou bien, enfin, le circuit n'est pas assez sensible. Dans ce dernier cas, il est vraisemblable que vous n'aurez pas utilisé le bon type de 4069. Ce circuit intégré existe (indépendamment des différents fabricants) en deux versions : tamponnée (avec un suffixe **B** comme *Buffered*) ou non tamponnée (avec un suffixe **UB** comme *UnBuffered*). La version tamponnée présente un gain supérieur, mais aussi une certaine hystérésis qui la rend impropre au fonctionnement en régime linéaire. Vérifiez donc si la référence imprimée sur le circuit intégré comporte un **U**.

Puisque tout se passe bien, il ne vous reste qu'à loger le circuit imprimé et la pile dans un coffret aussi petit que possible. Si vous le choisissez en matière plastique transparente, il ne manquera plus qu'un anneau solide pour en faire un magnifique porte-clefs *high-tech*. Veillez à réserver quelques ouvertures pour que le résonateur piézo puisse entendre et répondre. La tension d'alimentation peut être comprise entre 4 V et 13 V. Suivant la place disponible, vous pouvez monter trois ou quatre piles bouton* en série ou utiliser une pile compacte de 9 V. La consommation au repos est si faible qu'un interrupteur marche-arrêt est superflu.

précautions d'emploi

Si vous êtes mélomane et que vous décidez d'aller écouter un concert (classique), laissez votre porte-clefs siffleur à la maison. Imaginez que la moitié des auditeurs aient un porte-clefs du même genre et que tout ce monde se mette d'un coup à siffler en réponse à une note éclatante de la trompette. 886053

* Les boutiques de clés-minute vendent pour leurs clefs éclairantes des piles bouton très bon marché, d'un seul modèle. N'allez pas acheter des piles de montre ou d'appareil photo qui sont hors de prix.

astuce

perceuse ventilante

PERCER, souffler pour éloigner les copeaux de la platine, continuer à percer : ce n'est pas un mauvais exercice. Au lieu de souffler il serait pourtant plus agréable, l'été surtout, d'utiliser la machine pour ventiler. C'est possible et c'est aisé puisqu' il n'est besoin de rien d'autre que de trois longueurs de ruban adhésif collées deux à deux sur l'axe de la perceuse, avant le mandrin. Ces bandes forment les pales d'une hélice. Leur longueur, à déterminer expérimentalement, ne dépassera guère le centimètre, pour éviter de gêner l'opérateur. De même, leur position ne fera pas courir de péril à l'outil. Il faut aussi procéder avec prudence lors de la première mise sous tension, puisque le dispositif, bruyant – c'est là son plus gros défaut –

peut surprendre et faire choir l'engin des mains. Le résultat éventuel et non souhaité en est, le plus souvent, la perte d'une mèche.

Ça marche très bien, les copeaux ne résistent pas au courant d'air qui les emporte ! Est-il utile d'ajouter que d'éventuels "perfectionnements" doivent nécessairement prendre en compte la sécurité de l'utilisateur. 86824