

Nous avons, dans la première partie de cet article (numéro 15 pages 35 à 48), analysé les principales caractéristiques des transistors VMOS et avons donné bon nombre de schémas d'application relatifs aux amplificateurs BF et HF.

Dans cette deuxième partie, nous parlerons de l'utilisation des transistors VMOS dans la commutation et le contrôle analogique, la temporisation, la commutation pure et la détection.

La numérotation des schémas de cette seconde partie commencera à la **figure 43**.

# Transistors V.MOS :

## une foule d'applications

(suite et fin du précédent numéro)

### Commutation et contrôle analogiques

Faible résistance ON, résistance OFF élevée, temps de réponse courts et une isolation poussée entre la grille et le commutateur : le transistor VMOS est un commutateur analogique idéal. La faible résistance ON et les grandes capacités de branchement en font un excellent commutateur pour des impédances relativement basses. Comme cette résistance ON varie en fonction de la tension de grille et qu'elle est libre de tensions offset, le transistor VMOS est également un contrôleur analogique acceptable. Une dernière utilisation enfin est la source de courant contrôlée en tension, basée sur la zone de courant constant de la caractéristique de sortie.

#### 1. Les commutateurs analogiques

A la **figure 43** sont présentés les circuits de base de commutateurs simples et doubles, utilisant des transistors VMOS. Dans ce para-

phe, tous les schémas se basent sur la commutation de signaux analogiques rapportés à la masse.

Les commutateurs analogiques à VMOS comportent deux sources de distorsion. La première, c'est la diode drain-source qui fait que la résistance du transistor, à la commutation, n'est linéaire que jusqu'à un certain niveau de signal. La **figure 44** montre la courbe de sortie d'un transistor P, sous une tension grille-source constante et comportant une « mauvaise » diode (voir première partie). La résistance ON devient également non-linéaire, là où la courbe de sortie passe de la zone de résistance à la zone de courant constant. De surcroît, la résistance du transistor se modifie avec la tension grille-source.

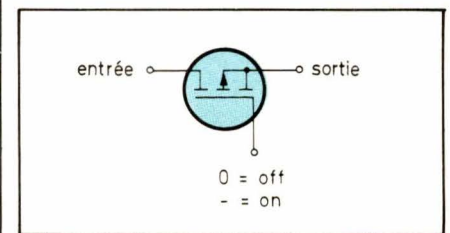


Fig. 43 a

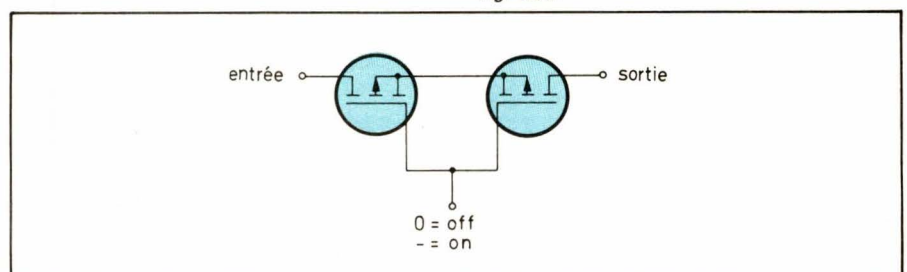


Fig. 43 b

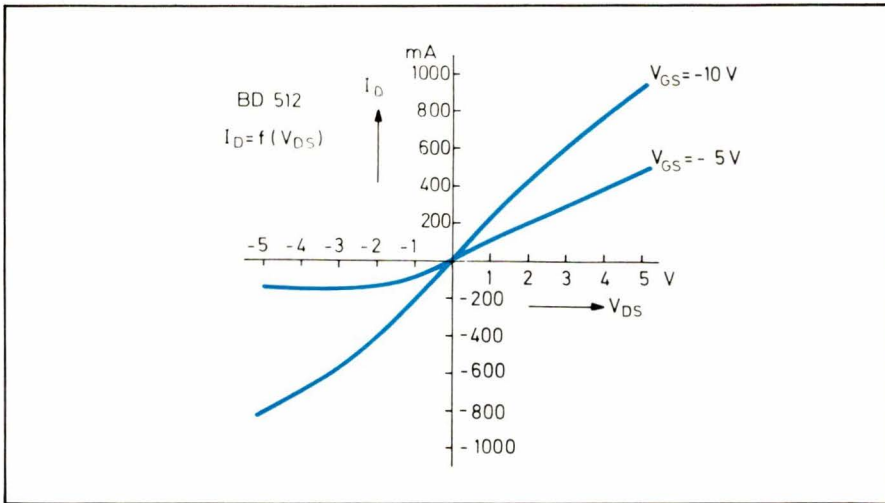


Fig. 44

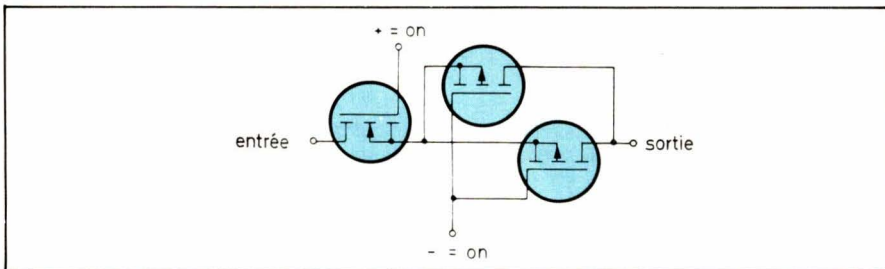


Fig. 45 a

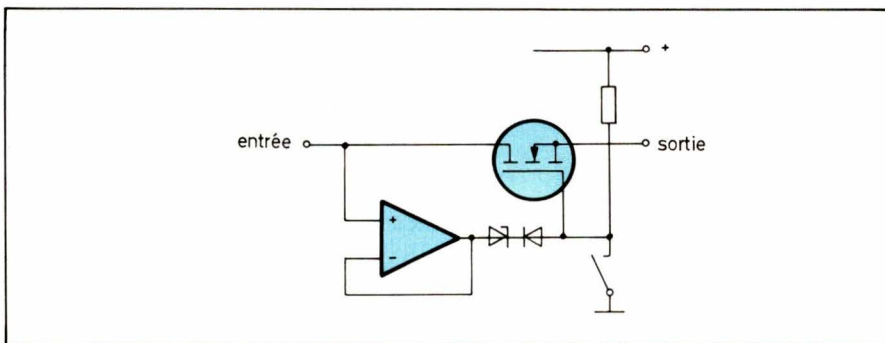


FIG. 46

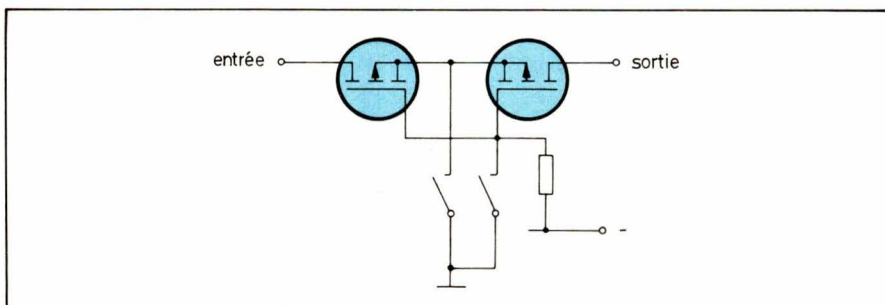


Fig. 47

Le commutateur double de la **figure 43 b**, possède par rapport à celui de la **figure 43 a**, une double zone dynamique (au niveau du commutateur), mais aussi une résistance ON double. Dans le montage de la **figure 45**, on a mis en parallèle deux transistors P pour tenir compte de leur résistance ON plus élevée. La variante **45 b** présente la résistance ON la plus faible, mais aussi la zone linéaire la plus petite.

Dans la **figure 46**, on combat la distorsion due aux variations de la

tension grille-source au moyen d'une diode zener de 10 à 12 V. La même technique est applicable au montage de la **figure 43 b**. Le degré de blocage du signal de tous ces commutateurs doubles peut être amélioré au moyen du dispositif à la masse d'un courant alternatif lorsque le commutateur est ouvert.

## 2. Utilisations comme résistance variable

Les **figures 48 et 49** montrent deux transistors VMOS branchés en

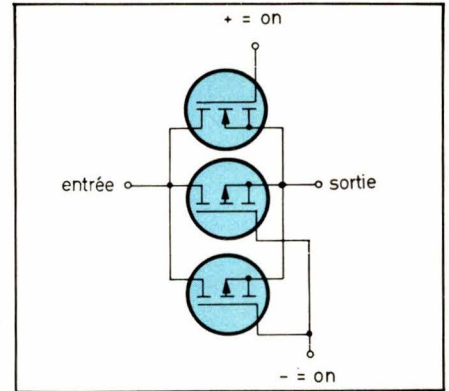


Fig. 45 b

série et servant de régulateurs d'amplitude dans un oscillateur à pont de Wien. La zone linéaire restreinte de la résistance ON, limite la tension de sortie du circuit de la **figure 48** à 1,5 V RMS. Pour supprimer cette limitation et pour obtenir une impédance de sortie de 600 Ω, le circuit de la **figure 49** utilise des contre-réactions négative et positive prélevées sur une chaîne de résistances de 600 Ω, elle-même alimentée par une source push-pull à résistance de générateur élevée: les transistors VMOS sont particulièrement adaptés à cet usage.

Dans les deux circuits,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  et  $C_2$  forment le réseau déterminant la fréquence.  $A_2$  est un comparateur destiné à fournir une régulation d'amplitude, moins dépendante de la fréquence et de la température que le montage habituel à base de thermistance. Si l'oscillateur doit opérer sous une large plage de fréquence, la valeur de  $C_3$  sera adaptée à chaque gamme au moyen d'un sélecteur. Dans la **figure 49**,  $R_3$  et  $R_4$  ajustent le courant de repos de l'étage de sortie. Les transistors VMOS pourront être montés sur un même radiateur sans isolation, car leurs drains sont au même potentiel.

Dans la chaîne à résistance,  $R_5$  ne devra pas dépasser 12 Ω. La résistance ajustable sert à ajuster l'impédance de sortie très exactement sur 600 Ω. Selon la fréquence opératoire,  $A_1$  devra présenter une vitesse de croissance élevée. Le schéma ne comporte pas de compensation des hautes fréquences, car celle-ci variera en fonction de la fréquence opératoire.

Avec des courants de drain élevés, la pente des transistors VMOS est indépendante du courant de drain et de la tension de la grille: on peut en faire des résistances de puissance variables par la tension. Le circuit de la **figure 50** élargit leur champ d'application aux niveaux faibles. Pour un fonctionnement correct, les transistors seront appariés.



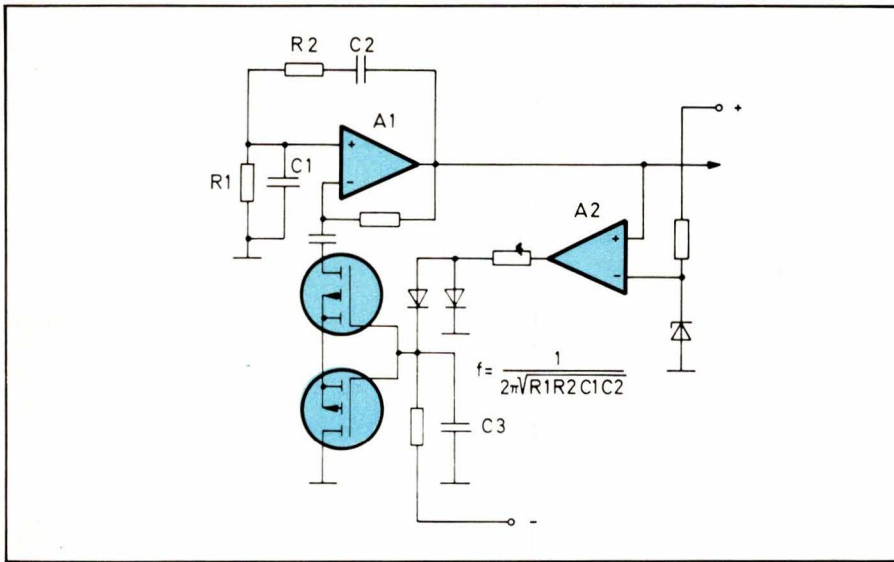


Fig. 48

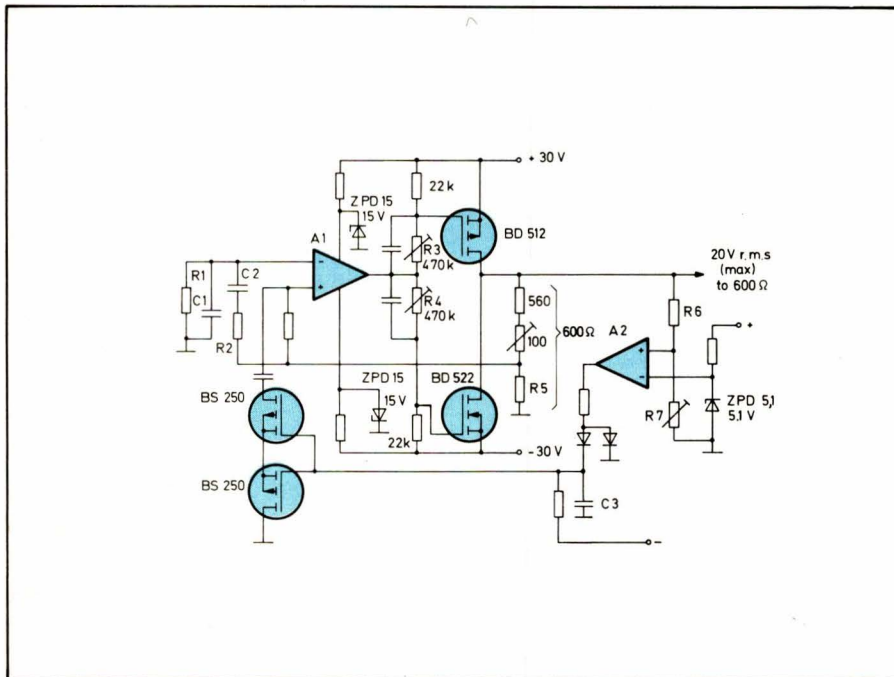


Fig. 49

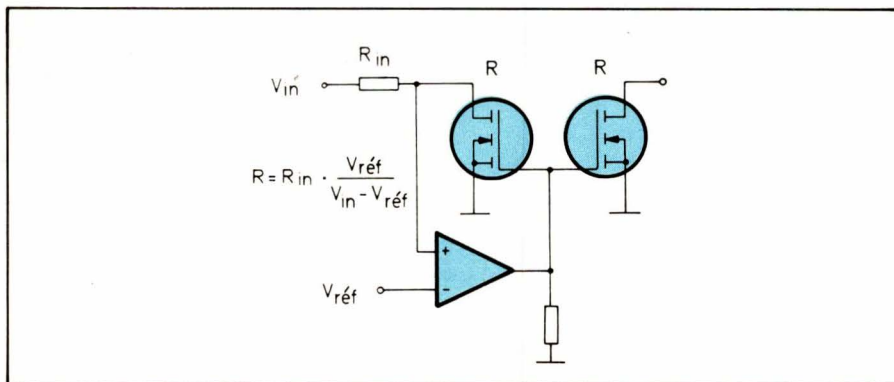


Fig. 50

L'équation montre que la résistance R peut être directement proportionnelle à la tension de référence  $V_{réf}$  ou inversement proportionnelle à  $V_{in} - V_{réf}$ . Multiplication et division sont de ce fait possibles.

### Temporisation

On est tenté de croire que les transistors VMOS ont été spécialement développés pour être utilisés dans les circuits temporels. L'impé-

dance d'entrée et le gain sont si élevés, qu'ils peuvent être branchés sur des circuits à constante de temps RC élevée sans les influencer de façon notable. Il est par conséquent possible de contrôler une charge importante sans mettre le transistor en danger, en particulier à cause de l'absence du claquage secondaire dans la zone de travail et de la résistance ON limitant le courant. Si la résistance ON n'est pas une protection suffisante, il est très aisé d'adapter la sortie car le VMOS-FET est une excellente source de courant. Cela est particulièrement intéressant pour les lampes à incandescence, dont la résistance à froid est très faible.

#### 1. Extinction à retard

##### a) Retard d'extinction de l'éclairage intérieur d'une automobile

Les automobiles disposent d'un éclairage intérieur commandé par la portière, qui s'éteint à la fermeture de celle-ci. L'obscurité peut être gênante pour le conducteur cherchant à mettre la clé de contact et la ceinture. L'exemple de la **figure 51** supprime cet inconvénient pour les amateurs de confort : lorsque la portière est ouverte, le commutateur S se ferme, la résistance  $R_3$  et l'émetteur de  $T_2$  sont sur 0 V. La base du transistor  $T_2$  est alimentée et la résistance R est traversée par le courant. Le VMOS, qui fournit le courant de base à  $T_1$ , est commuté. Lorsque la portière se referme, S s'ouvre, la lampe et  $R_3$  formant la charge de  $T_1$ ,  $T_2$  se bloque, le condensateur C se charge à travers R. Le VMOS enfin laisse passer moins de courant, de sorte que le courant de base de  $T_1$  baisse et que la tension collecteur augmente. Cette montée de tension atteint la grille des VMOS à travers C, d'où une chute du courant drain. La conséquence de cette contre-réaction est une coupure rapide de  $T_1$ , provoquant l'extinction de la lampe. Le retard est donné par :  $t = 1,6.R.C$ . La résistance  $R_3$  sera calculée de façon à provoquer à ses bornes une chute de tension de 1 V lorsque la lampe est allumée.

##### b) Retard d'extinction des feux

La **figure 52** est également un circuit de retard d'extinction trouvant son utilisation dans l'auto. Il ne s'agit cependant pas d'un « supplément » comme dans l'exemple précédent, mais d'une unité complète.

Lorsque S se ferme, la lampe s'allume tandis que la diode D est traversée par un courant. Le VMOS est passant, ainsi que le transistor 2N3055. Lorsque S est ouvert, D

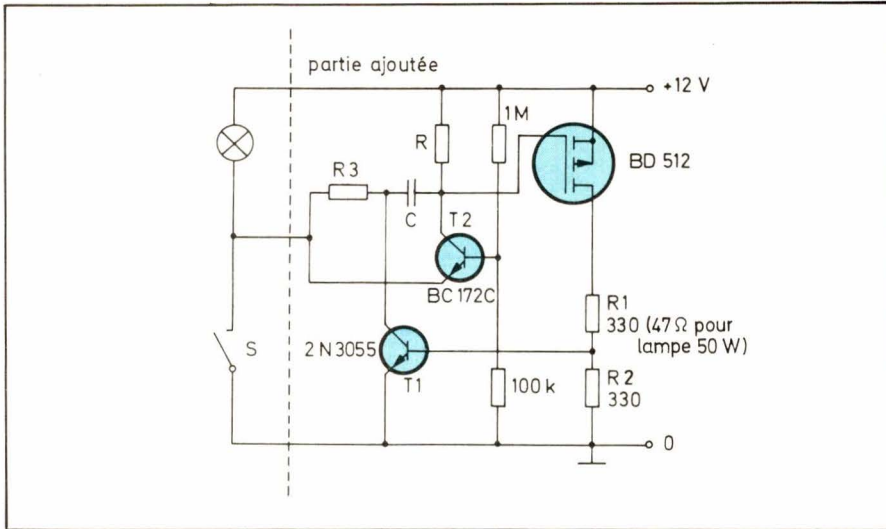


Fig. 51

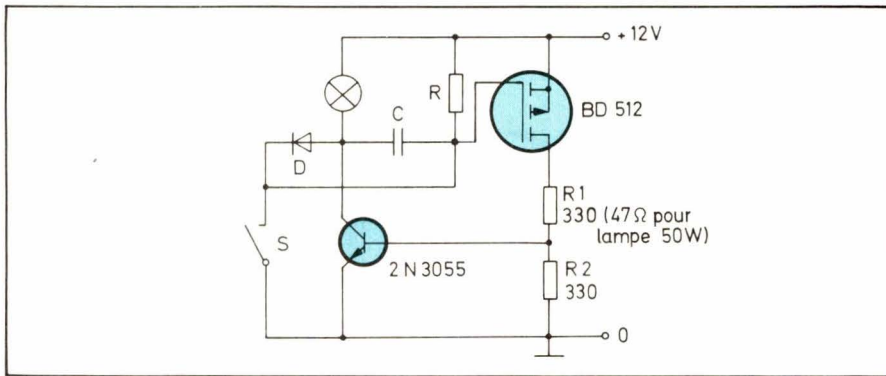


Fig. 52

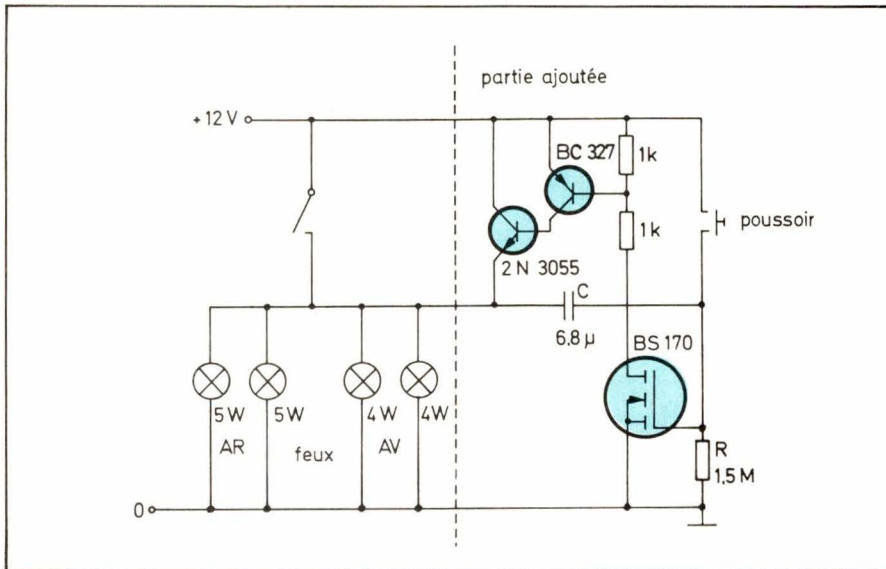


Fig. 53

est polarisée en sens inverse. Le condensateur se charge exclusivement à travers la résistance R. Le courant à travers le VMOS baisse, lorsque sa tension de grille approche le niveau de seuil. Le courant à travers le 2N3055 baisse également, tandis que sa tension collecteur augmente. Cette montée est transmise à la grille du VMOS à travers C, provoquant par contre-réaction l'extinction de la lampe. Le retard là aussi est donné par  $t = 1,6.R.C$ .

### c) Retard d'extinction des feux de position

La figure 53 présente un montage destiné à temporiser l'extinction des feux de position. Le circuit s'intègre sans modification du câblage existant.

Au moyen du poussoir, la grille du VMOS est branchée sur la tension de la batterie, en même temps que C se charge. Le transistor devient conducteur et laisse passer le cou-

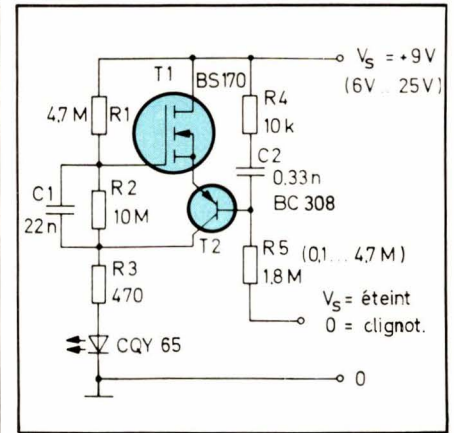


Fig. 54

rant à travers la résistance du drain. Le transistor BC327 est commuté à son tour, ainsi que le 2N3055. Ce dernier allume les feux et porte le côté opposé du condensateur à 12 V. Lorsque le poussoir est relâché, la partie gauche du condensateur C est maintenue à 12 V, la partie droite se chargeant négativement à travers R. Après un certain délai, la tension de grille du BS170 baisse à un tel niveau que le courant passant à travers la résistance du drain du VMOS baisse à son tour. La contre-réaction à travers C provoquera rapidement l'extinction des feux.

Le retard d'extinction peut être ajusté au moyen de R. Par tranche de  $100\text{ k}\Omega$ , on obtient un retard d'environ 1 seconde. Dans notre exemple, le retard est de 15 secondes.

## 2. Clignotant

Le circuit de la figure 54 délivre un signal clignotant, à intervalles longs et à éclairs brefs. Comme la consommation est négligeable en phase OFF, le montage peut être utilisé dans des avertisseurs alimentés par piles. L'allumage et l'extinction sont effectués en branchant respectivement la résistance  $R_5$  sur le potentiel 0 ou sur la tension d'alimentation.

Lorsque  $R_5$  est branché sur l'alimentation,  $T_2$  reste bloqué et il n'y a pas de clignotement. Lorsque  $R_5$  est mise à la masse,  $C_2$  se charge jusqu'à ce que la base de  $T_2$  soit alimentée en courant. La chute de tension en  $R_3$  est transmise à la grille du VMOS à travers  $C_1$ , de sorte que le VMOS laisse passer plus de courant et augmente la tension en  $R_3$  (contre-réaction).

La LED s'allume, le courant de base nécessaire à  $T_2$  étant fourni par  $C_2$ . On arrive à un stade où  $T_2$  laisse passer moins de courant, provoquant une contre-réaction en sens inverse et par conséquent l'extinc-



tion de la LED. La période ON du cycle clignotant est déterminée par  $R_4$ ,  $C_2$  et le courant de base de  $T_2$ . La période OFF dépend de  $R_5$  et de  $C_2$ . La tension d'alimentation joue un rôle dans les deux cas. En  $R_3$  et à la LED sont délivrés des impulsions positives, pouvant éventuellement servir à commander des éléments plus puissants dans le cas où la LED est insuffisante.

Sous une alimentation de 9 V, la consommation en période ON est de  $0,5 \mu A$ . La durée de l'impulsion est d'environ 10 ms, et de 0,4 ms si l'on court-circuite  $R_4$ . La pause est d'environ 400 ms.

### 3. Ouverture et fermeture de portes automatiques

Le circuit de la **figure 55** sert à ouvrir et fermer automatiquement une porte, comme cela se trouve sur certains wagons. Il consiste en un monostable déclenché par le poussoir « ouverture ». Le moteur est alimenté et la porte s'ouvre. Après un délai défini par le réseau RC à la grille du BS170 (15 secondes dans notre exemple), le monostable revient à l'état stable et démarre le moteur en sens inverse pour la fermeture.

Les commutateurs de fin de

course servent à arrêter le moteur lorsque la porte est en fin de course. Afin d'obtenir un fonctionnement fiable entre les deux états, le rapport entre  $R_2$  et  $R_3$  sera aussi grand que possible. On évitera ainsi que les composants à canal P et à canal N soient passants simultanément lors d'une phase critique. Une diode zener bidirectionnelle ZZ36 sert à limiter la tension d'induction au moment de l'ouverture de l'un ou de l'autre des commutateurs de fin de course.

### 4. Temporisateur pour hotte aspirante

Dans le montage de la **figure 56**, le ventilateur peut être réglé sur trois vitesses différentes selon la résistance série choisie. En outre, un cycle intensif est prévu, actionné par le poussoir ON. Dans ce cycle, le ventilateur tourne à son régime maximum pendant une durée déterminée par le temporisateur. Le poussoir OFF sert à stopper manuellement le cycle intensif.

Le montage est conçu autour d'un triac dont la gâchette est sensible dans les quadrants II et III. On peut se servir d'un triac à sensibilité standard, à condition que le circuit de commande soit maintenu à une basse impédance.  $C_1$  est un condensateur au tantale à faible courant résiduel. La durée du régime intensif est définie par  $R_1$ .  $C_1$  (ce montage a été proposé par Dipl.-Ing. W. Mellewig, Marktrodach).

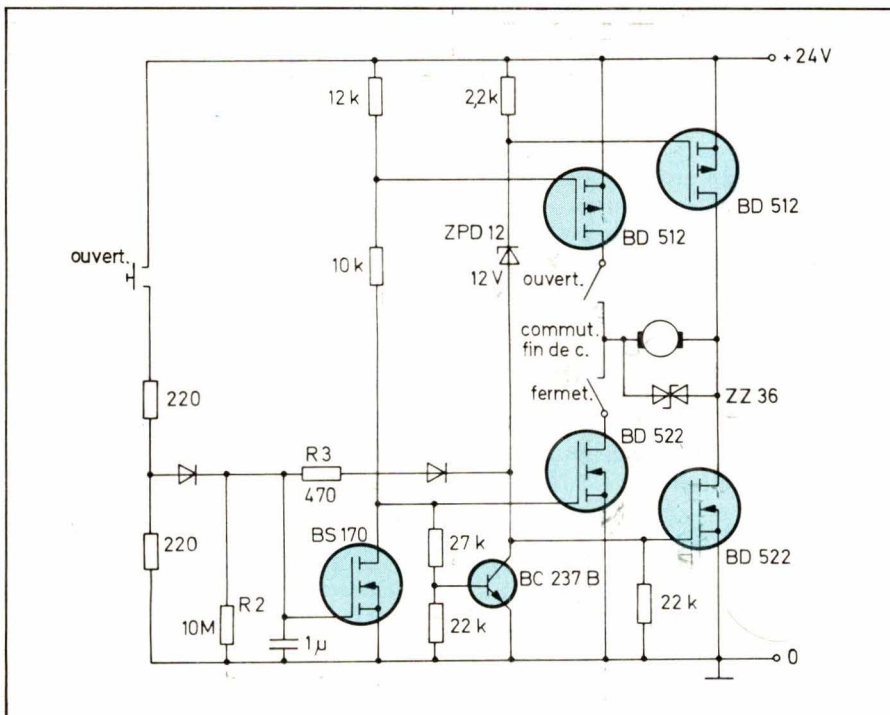


Fig. 55

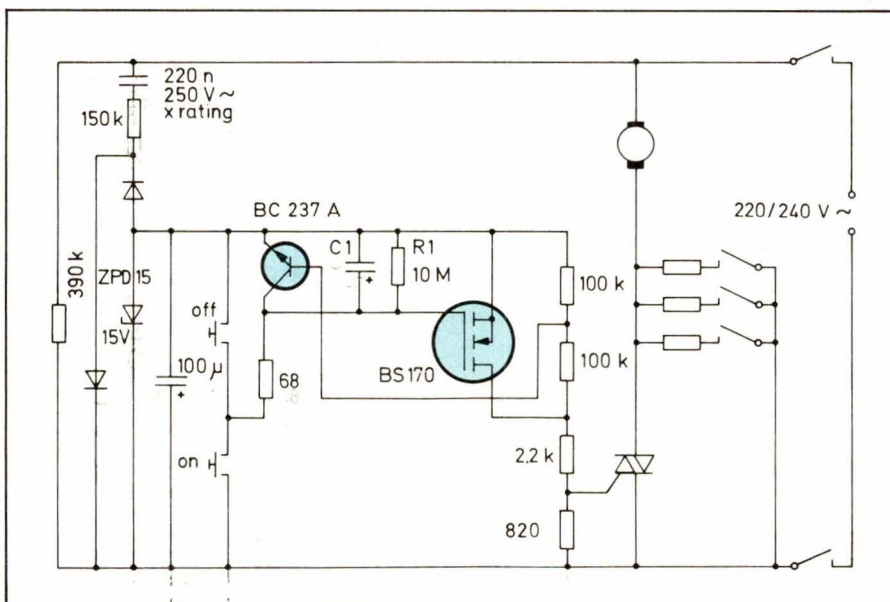


Fig. 56

## La commutation

Dans les utilisations à commutation, certains paramètres des transistors VMOS sont particulièrement mis en relief. Les courants élevés (sans second claquage) et les faibles temps de réponse sont des progrès essentiels par rapport aux transistors bipolaires. Grâce à l'impédance d'entrée élevée, l'interface avec les circuits logiques est aisée. La caractéristique de courant constant à la sortie ainsi que le coefficient de température négatif du courant de sortie servent souvent de protection inhérente, alors que dans d'autres applications, c'est l'absence de tension offset qui est particulièrement utile.

### 1. Commande d'éclairage à incandescence

Dans cet exemple, c'est la caractéristique du courant constant qui est utilisée, afin de limiter le courant à l'allumage des lampes à incandescence et par conséquent d'accroître



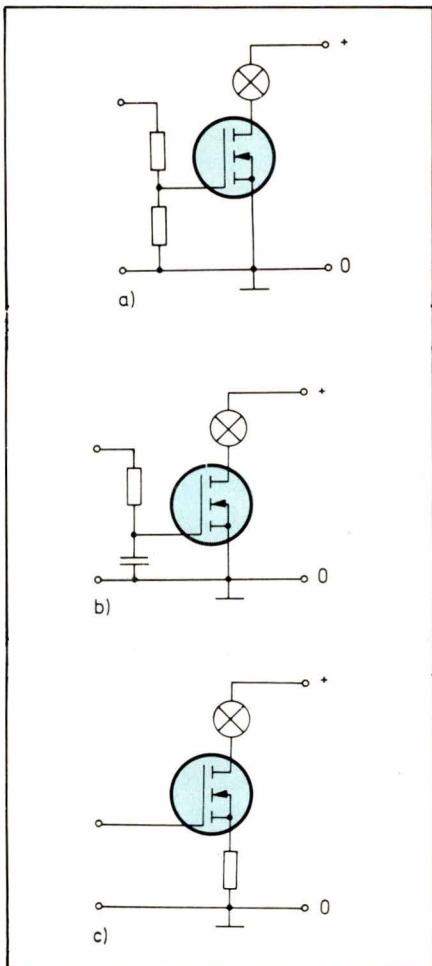


Fig. 57

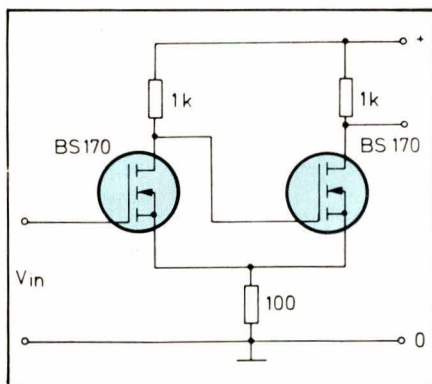


Fig. 58

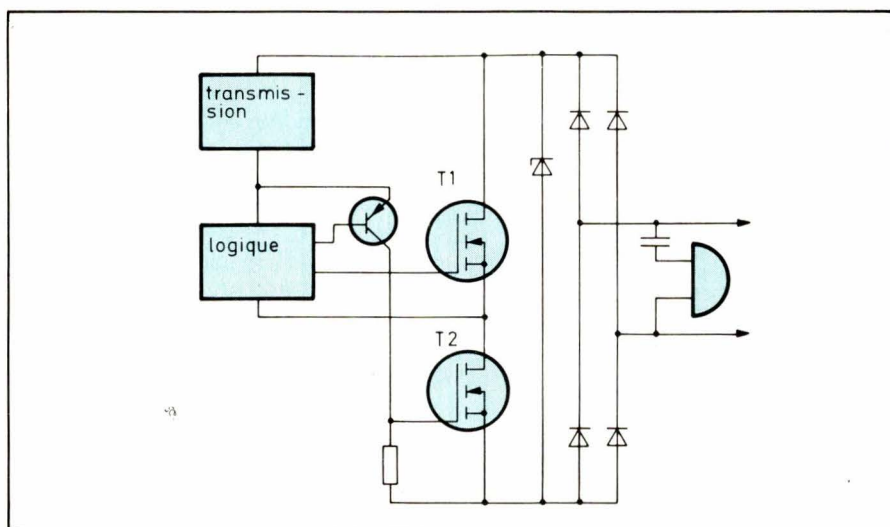


Fig. 59

la longévité des lampes. Dans le montage de la **figure 57 a**, le courant de sortie est limité par la tension de commande de la grille. Dans le circuit **57 b**, la tension de la grille n'atteint son niveau maximum qu'après un certain délai déterminé par le condensateur. La **figure 57 c** est un circuit particulièrement adéquat dans les cas où le rapport entre le courant initial et le courant normal est très élevé.

## 2. Bascule de Schmitt

Le transistor VMOS peut servir de bascule de Schmitt car les temps de réponse sont identiques à la montée et à la descente (les VMOS n'ont pas de stockage dus aux porteurs de charges minoritaires). En ayant une alimentation de 12 V, dans l'exemple de la **figure 58**, la bascule est déclenchée lorsque les tensions d'entrée sont de 4,2 et 3,6 V. Ces niveaux de commutation dépendent de la tension d'alimentation, du rapport entre les résistances et des différences de seuil des grilles (dus à l'étalement des paramètres).

## 3. Téléphone à clavier

La **figure 59** présente le schéma de principe d'un téléphone à clavier à numérotation décimale. Les deux transistors remplacent les deux commutateurs « masque » et « ligne ». Le premier sert à court-circuiter le circuit d'écoute tout en présentant une résistance faible dans le circuit appareil-ligne-relais du central, le second remplace le contact d'impulsion du cadran.

L'énergie nécessaire pour commander les VMOS à partir de circuits logiques est très faible, ce qui est particulièrement avantageux

dans les nouveaux postes tout électroniques. La zener sert à limiter l'inductance provoquée par la ligne.

## 4. Allumage pour automobile

L'idée de base contient deux principes : utilisation d'un convertisseur HT pour chaque bougie, ce qui conduit à supprimer le distributeur et les câbles HT, et utilisation d'une énergie hachée à haute fréquence, cette énergie étant transmise et non stockée au niveau des bougies.

Le principe est donné à la **figure 60**. Les informations sur la position de l'arbre à cames et sur le régime du moteur sont saisies au moyen de capteurs et traitées par un ordinateur qui détermine le moment de l'allumage et le cylindre correspondant. Avance et retard sont également déterminés à ce niveau. Une information supplémentaire est fournie par un capteur de pression dans la tubulure à vide, servant également à déterminer l'avance. Au moyen d'un convertisseur, la tension de la batterie est portée à haute tension, pour être transmise au moment adéquat aux convertisseurs situés sur les bougies. La durée suggérée est de 1 ms. Chaque convertisseur consiste en un oscillateur HF (environ 2 MHz) utilisant un transformateur toroïdal pour éliminer les radiations. L'oscillateur peut avoir une sortie simple ou en push-pull, selon les puissances nécessaires. Les VMOS devront délivrer des tensions rectangulaires afin de limiter la dissipation de puissance, car la température ambiante sera relativement élevée. Cela est parfaitement possible puisque les VMOS réagissent en l'espace de quelques nanosecondes, et sans temps de stockage de charges. La sortie du transformateur HT est reliée à la bougie correspondante.

Un système conventionnel fournit environ 50 mJ. La haute fréquence se contente de moins, de sorte que la plage de sécurité est plus que suffisante, d'autant plus que les systèmes conventionnels subissent des pertes importantes au niveau des câbles HT et des fuites dues à l'humidité ambiante. L'énergie nécessaire au dispositif proposé est évaluée à 10 mJ.

Pour des raisons mécaniques, il est nécessaires de fixer les convertisseurs sur un arceau situé au-dessus des bougies. Ils seront protégés de la chaleur réfléchie par les bougies et la culasse au moyen d'un capot, et ventilés par circulation d'air.



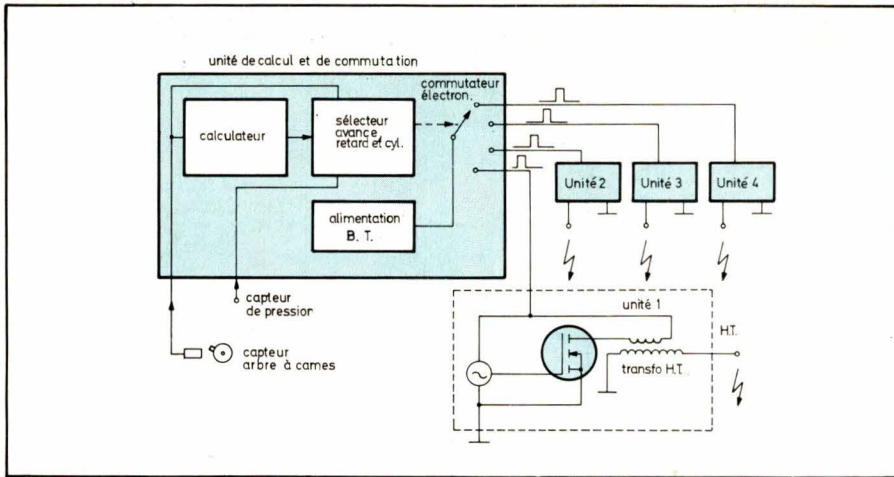


Fig. 60

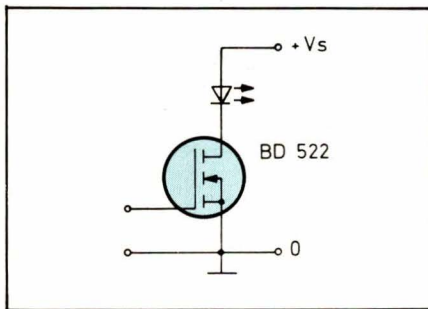


Fig. 61

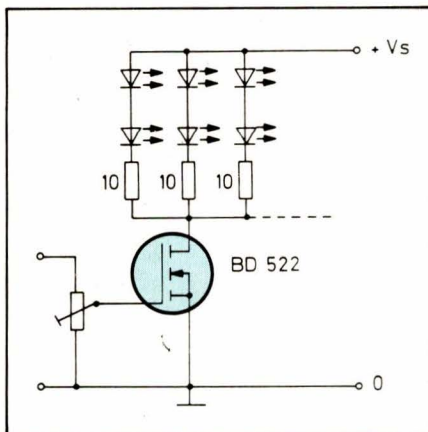


Fig. 62

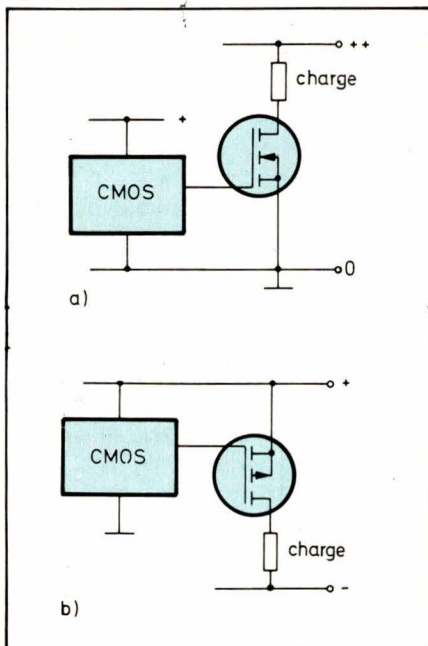


Fig. 63

## 5. Commande de LED

A la sortie, le VMOS se comporte comme une source de courant, pouvant servir au contrôle de LED. La **figure 61** montre comment alimenter une diode IR, commandée par exemple par des circuits TTL. La vitesse des VMOS autorise des fréquences de transmission codée élevées.

Dans le cas de la **figure 62**, il s'agit de diodes émettant dans le spectre visible. A la différence des diodes IR pouvant traiter des courants jusqu'à 1 A, le courant maximum d'une LED visible est d'environ 50 mA. A ce niveau, le VMOS n'est pas très linéaire, de sorte que les diodes devront être montées en parallèle. Si l'alimentation est suffisante, on pourra également en mettre en série. Une résistance de faible valeur garantira une répartition correcte du courant. La luminosité est ajustée au moyen d'un potentiomètre, dont la partie supérieure sera branchée sur une tension continue ou une source d'impulsions.

## 6. Interfaces pour circuits logiques et microprocesseurs

Les transistors VMOS réduisent à leur plus simple expression les inter-

faces entre des circuits CMOS et des éléments de puissance (**fig. 63 a et b**). Pour les circuits ECL, c'est un peu plus complexe, et il est pratiquement impossible de conserver la vitesse de l'ECL (**fig. 64**).

Dans le cas de circuits TTL, une résistance pull-up est nécessaire (**fig. 65 a**). Les 5 V ainsi obtenus ne suffisent cependant pas pour commuter complètement les transistors. Pour cela il faut des TTL à collecteur ouvert et une résistance pull-up supplémentaire sur +12 V (**fig. 65 b**).

La **figure 66** montre comment coupler des composants CMOS et TTL.

## 7. Driver d'horloge

Pour la commande de mémoires à noyau de ferrite et à couches magnétiques, les transistors bipolaires sont insuffisants car ne réunissant pas dans le même boîtier puissance et vitesse idéales, comme c'est le cas pour les VMOS de puissance.

Une augmentation de la vitesse se traduit par une amélioration du temps d'accès. La **figure 65** présente une possibilité de commande de charges de faible impédance et/ou de haute capacité, comme c'est le cas avec les ferrites et les cartes MOS. En raison des faibles temps de montée, on peut brancher une faible résistance (environ 10, 12 Ω) en série avec la sortie. La **figure 65 b** est une alternative à celle de la **figure 65 a**, où il est possible d'améliorer le temps de descente sans qu'une résistance pull-up de si faible soit nécessaire. Le montage de la **figure 65 c** est applicable lorsqu'il n'y a pas de retard notable entre les deux sorties TTL.

Les circuits de commande plus complexes destinés à des applications spéciales sont à la portée pratique des VMOS, grâce à la relation

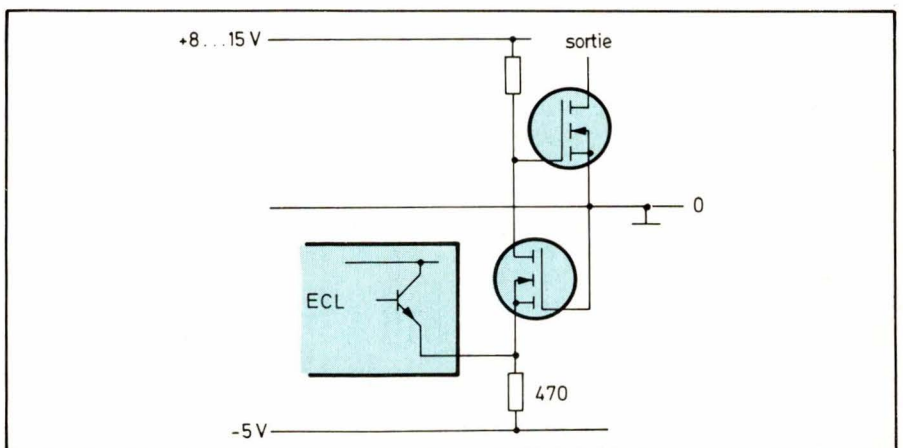


Fig. 64



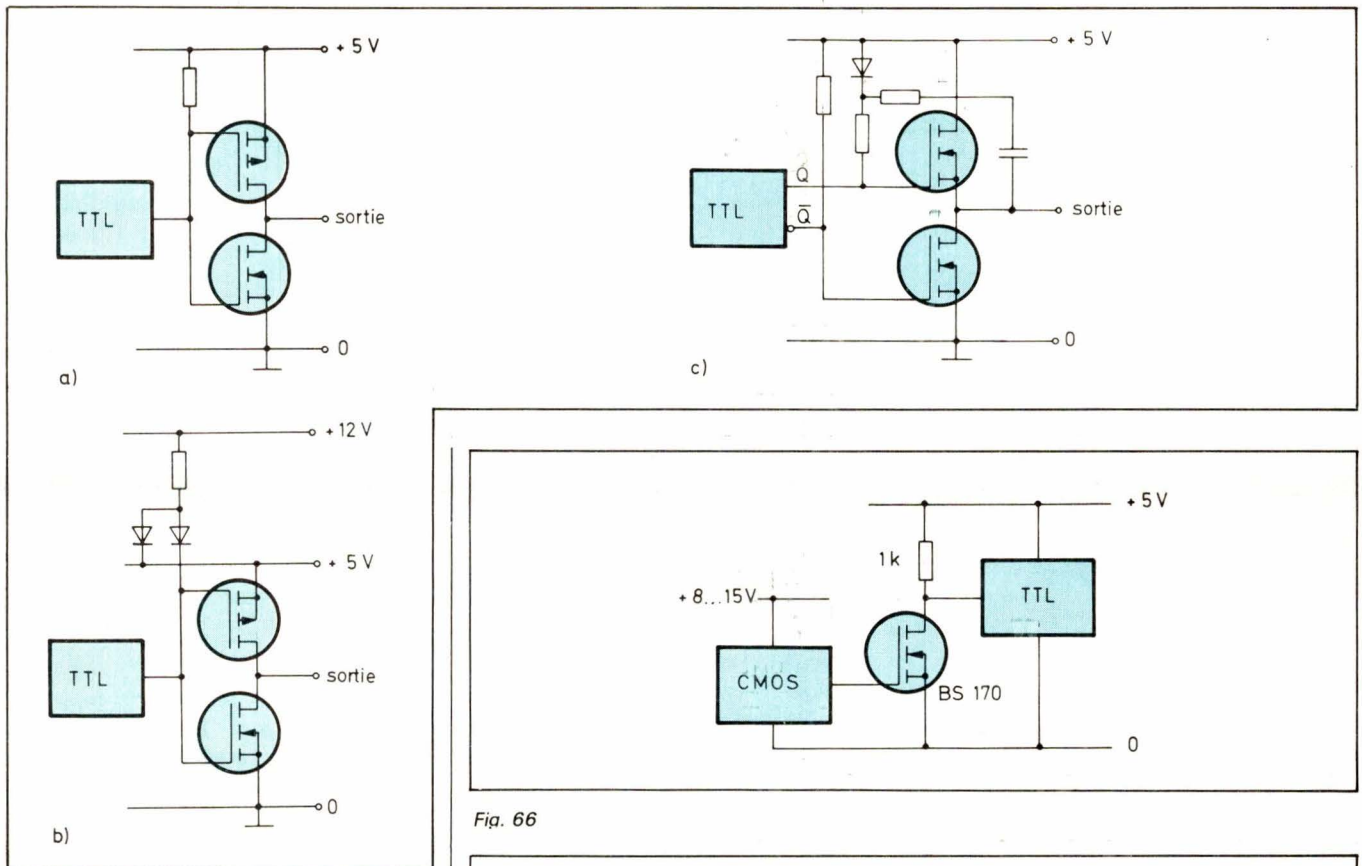


Fig. 65

étroite entre le courant de drain et la tension de grille. Un avantage supplémentaire, dans la commande de mémoires MOS, réside dans l'absence de tension offset qui se traduit par une augmentation de l'immunité au bruit de l'ordre de quelques centaines de millivolts.

### 8. Etage de sortie vidéo digital

Beaucoup de techniciens lorgnent sur leur téléviseur portable dans l'idée d'en faire un terminal pour leur futur ordinateur personnel. La plupart de ces ordinateurs fournissent un signal vidéo HF modulé, transmis directement au poste par la prise d'antenne. Cela signifie une perte due au passage dans l'électronique du récepteur.

La plupart des portables opèrent à partir d'une tension d'alimentation adéquate pour utiliser des VMOS à la sortie (fig. 67). Cette sortie peut être commandée directement par l'ordinateur. Le signal « sync » devra cependant passer par l'entrée d'antenne. Le circuit proposé est idéal pour le contrôle de la cathode, lorsque la sortie pour l'écran blanc, c'est-à-dire la plupart du temps, est au niveau positif. Le circuit peut être inversé pour commander la grille, en utilisant des VMOS à canal N. La production et la transmission des

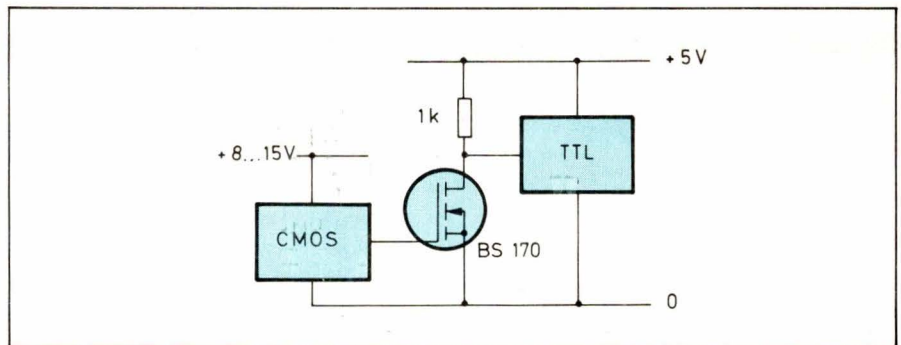


Fig. 66

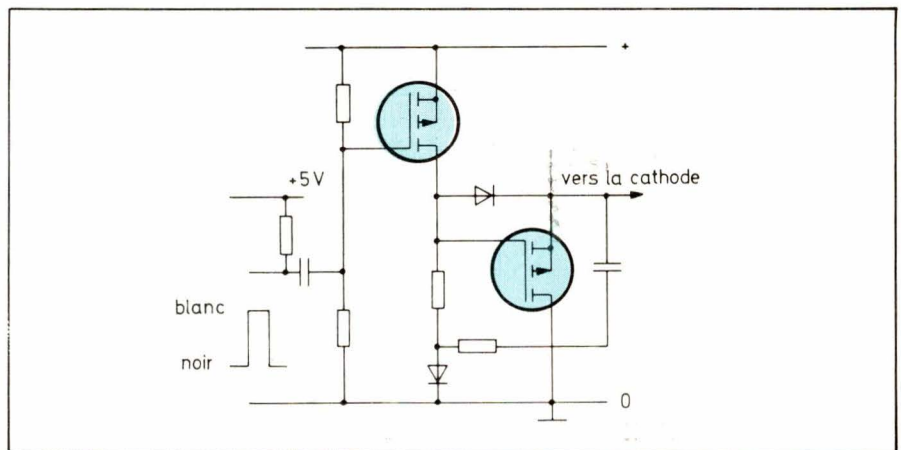


Fig. 67

tensions continues pour le contraste et la luminosité ne sont pas représentées.

## Convertisseurs et capteurs

La plupart des capteurs prélèvent une très faible énergie du médium mesuré. Cette énergie sert à commander une charge à travers une interface. Dans le cas d'une interface électronique, la situation idéale est celle d'une impédance d'entrée extrêmement élevée et d'un gain quasi infini. Les transistors VMOS sont très proches de ce cas idéal.

### 1. Détecteurs d'eau

Les deux montages décrits ci-dessous servent à signaler la présence d'eau et se basent sur le principe

que l'eau est habituellement conductrice.

Le premier montage (fig. 68 a) prévient l'automobiliste lorsque le niveau d'eau du lave-glace est insuffisant. Deux électrodes sont plongées dans le liquide, ayant une résistance d'environ 10 kΩ. La tension à la grille se situe en dessous du seuil et le transistor reste bloqué. Lorsque le liquide baisse, la tension à la grille augmente puis dépasse le seuil, provoquant l'allumage de la LED (dans le cas où le + est au châssis du véhicule, on utilisera un BS250 et l'on intervertira la LED). Il est recommandé d'installer l'électronique sur le récipient afin d'éliminer les courants de fuite entre les électrodes.

Le montage de la figure 68 b délivre un signal avertisseur en cas d'inondation (cellier, cuisine, buan-



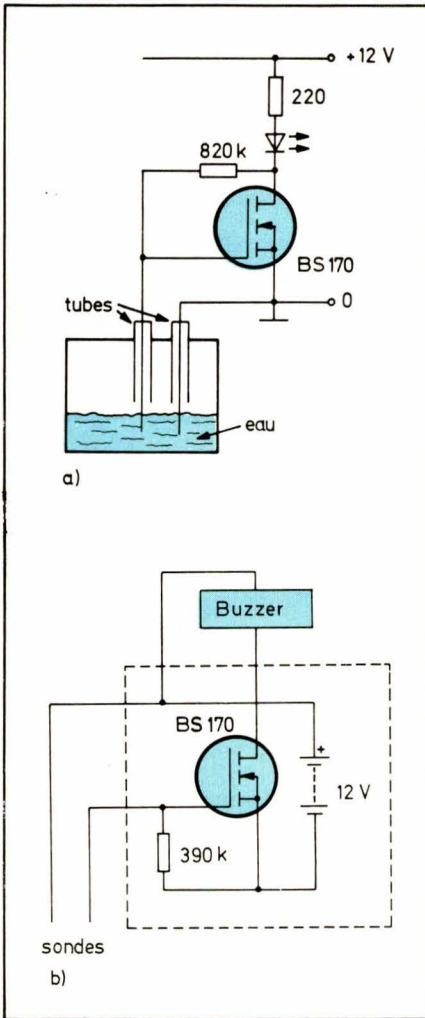


Fig. 68

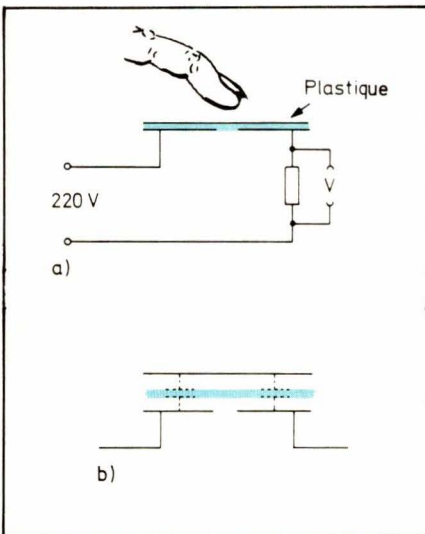


Fig. 69

derie, etc.). Il s'agit en fait d'une inversion du circuit précédent. Le buzzer n'est actionné qu'en cas de présence d'eau ou de liquide entre les électrodes. Comme ce type de dispositif n'est pas souvent en état opératoire, on utilisera une pile à longue durée de stockage. Le boîtier sera en plastique, les deux électrodes étant pliées « à ras du sol ». Le buzzer sera fixé sur le boîtier qui servira ainsi de caisse de résonance.

## 2. Touches sensibles

Le principe de la touche sensible est basé sur le fait que le doigt fait office de contact direct ou capacitif entre deux électrodes. La figure 69 a est la variante capacitive, avec le schéma équivalent à la figure 69 b. A travers le condensateur, une tension alternative est transmise à la grille d'un amplificateur VMOS (fig. 70). Une résistance additionnelle de 2,2 MΩ est nécessaire pour parer à d'éventuels défauts d'isolation.

La figure 71 a représente des électrodes simples et la figure 71 b une structure en arabesque qui ga-

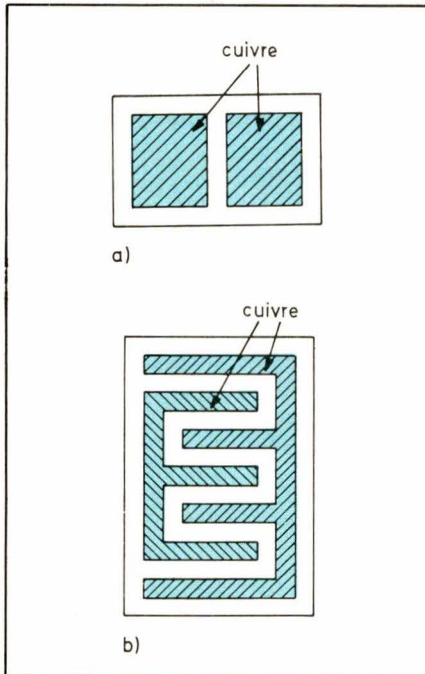


Fig. 71

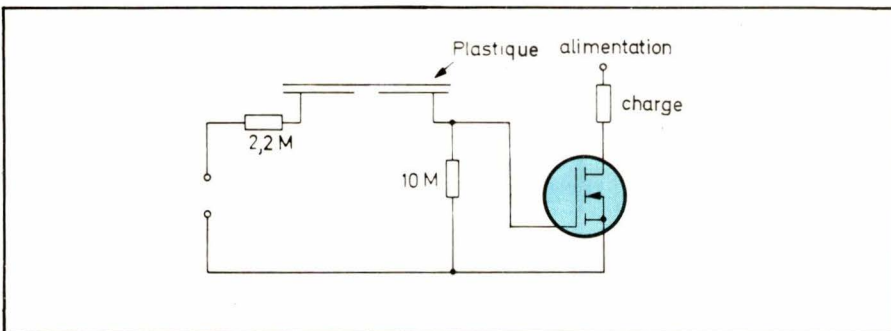


Fig. 70

rantit un contact plus sûr. Dans la réalisation pratique, on utilisera la fréquence du secteur. A des fréquences plus élevées, la capacité donnée est d'autant plus efficace. Il n'est pas nécessaire d'utiliser le doigt : un contact en métal, isolé de la terre, fera également l'affaire, par exemple comme touche d'arrêt sur une machine-outil.

Les figures 72 et 73 présentent des touches sensibles opérant sous tension continue. Dans le premier cas, les instructions marche et arrêt exigent deux touches distinctes. On peut utiliser un VMOS de petite puissance (BS170) et un VMOS de puissance (BD522), ainsi que diverses résistances de charge dans les circuits de drain. Ex. : 10 kΩ dans la partie à forte résistance et une lampe dans la partie à faible résistance.

Le commutateur sensible présenté à la figure 73 n'a qu'une touche pour la marche et l'arrêt. A la mise sous tension, T<sub>1</sub> est commuté tandis que T<sub>2</sub> se bloque et que le condensateur de 0,47 μF est déchargé. Lorsqu'on touche le contact, T<sub>2</sub> est commuté et le dispositif reste dans cet état grâce à la résistance de contre-réaction entre l'électrode drain de T<sub>2</sub> et l'électrode grille de T<sub>1</sub>. Le condensateur de 0,47 μF se charge à travers l'autre résistance de 4,7 MΩ. Un nouveau contact sur la touche transmet le potentiel positif du condensateur de 0,47 μF à la grille de T<sub>1</sub> qui redevient passant alors que T<sub>2</sub> se bloque à nouveau. Si la touche est manipulée pendant plus d'une seconde, le circuit devient bascule et change d'état une fois par seconde. Les résistances de charge n'ont pas nécessairement la même valeur.

## 3. Emetteur et récepteur IR pour fréquence BF

Dans cette application, on exploite la linéarité de la pente du transistor VMOS, ainsi que l'impédance d'entrée élevée (pour le récepteur).

Dans le schéma de la figure 74, un signal BF module le courant de la diode IR (ou plusieurs diodes IR en série). Dans la figure 75, la lumière modulée modifie le courant détecteur passant par la résistance de 470 kΩ et contrôle le transistor VMOS du récepteur, qui lui-même alimente un casque, voire un haut-parleur sans la moindre interface. Les potentiomètres servent à régler le point de travail des transistors sur la zone linéaire.



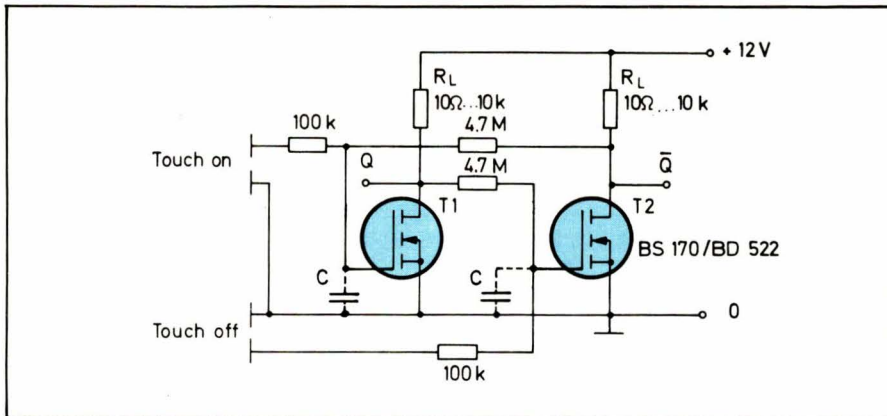


Fig. 72

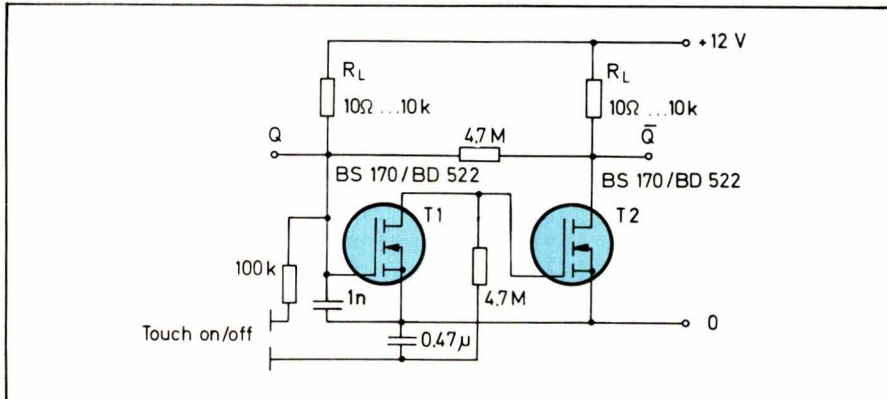


Fig. 73

#### 4. Chandelles électroniques

Pour terminer, un petit gadget destiné aux soirées disco. Une application plus sérieuse toutefois : le détecteur de surchauffe.

Dans le circuit de la **figure 76**, une thermistance est placée à proximité d'une ampoule. Le circuit est conçu de telle façon que la lampe reste éteinte. Lorsqu'on approche une allumette enflammée de la thermistance, le VMOS devient conducteur et allume la lampe. La chaleur émise par celle-ci suffit pour chauffer la thermistance lorsqu'on enlève l'allumette. On éteint la « bougie » en soufflant sur la thermistance.

Dans le circuit de la **figure 77**, un peu plus élaboré que le précédent, une contre-réaction est prévue pour garantir le « tout ou rien ». Au moyen du potentiomètre, T<sub>2</sub> sera juste encore passant, alors que l'ampoule reste éteinte.

Nous en tiendrons là pour cet article. Le but n'était pas seulement de présenter des exemples, mais de montrer comment des caractéristiques propres judicieusement exploitées ouvrent le champ à de nouveaux concepts ou des solutions meilleures. A nos lecteurs d'en profiter maintenant.

**Guy Wolff**

*D'après les travaux des ingénieurs d'applications ITT Semi-conducteurs.*

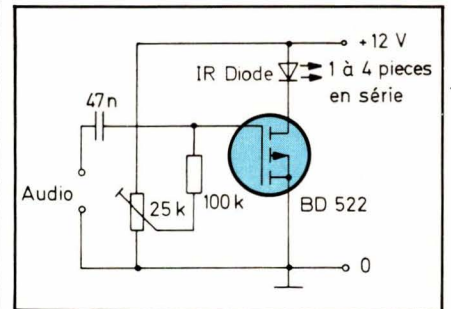


Fig. 74

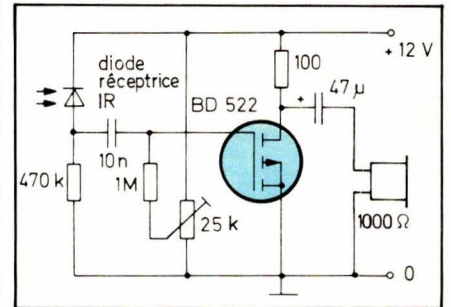


Fig. 75

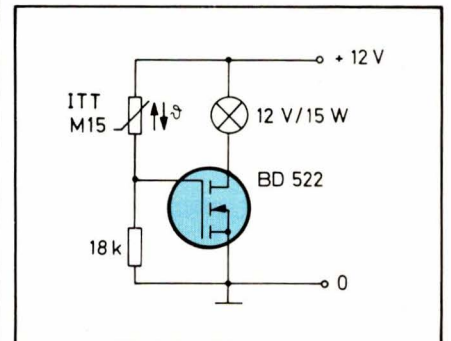


Fig. 76

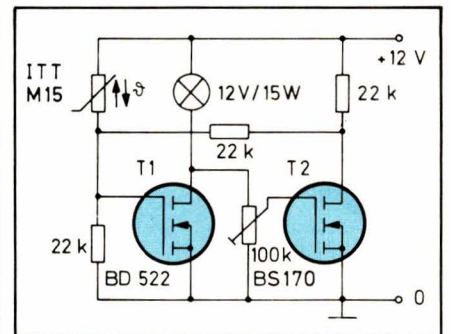


Fig. 77

# L'album 1979 d'Electronique Applications

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de 50 F (+ 14 F de frais d'envoi).

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.