

# Applications spéciales

Les applications des photocoupleurs sont extrêmement variées et s'étendent parfois dans des domaines assez inattendus. La présente étude rassemble un nombre important d'entre elles, sans toutefois et bien évidemment en dresser une liste définitive.

## Interface logique à logique

La figure 1 montre deux circuits d'interface logique inverseur et non inverseur. Dans ces circuits, la tension d'alimentation et le circuit de commande (C-MOS ou bipolaire) à l'entrée peuvent être différents des circuits de sortie. Pour le circuit inverseur, l'équation pour le calcul de  $R_F$  est :

$$R_F = \frac{V_{DD1} - V_{OH1} - V_F}{I_F}$$

Pour le circuit non inverseur, l'équation est :

$$R_F = \frac{V_{DD1} - V_{DF} - V_{OL1}}{I_F}$$

où :

- est la tension du circuit d'entrée,
- $V_{OH1}$  et  $V_{OL1}$  sont les niveaux logiques « 1 » et « 0 »
- $V_F$  et  $I_F$  sont la tension et le courant directs de la diode LED.

Pour les deux circuits, l'équation pour le calcul de  $R_L$  est :

$$R_L = \frac{V_{DD2} - V_{OLX}}{I_L}$$

où :

- $V_{DD2}$  est la tension d'alimentation du circuit de sortie,
- $I_L$  est une portion du courant de sortie dans  $R_L$ ,
- $V_{OLX}$  est la tension de saturation du transistor de sortie du 6 N 138.

## Photocoupleur en récepteur de ligne

Pour des liaisons à grande distance ou dans des environnements très parasités, il est préférable d'utiliser une ligne bifilaire (figure 2). Afin de conserver la symétrie aussi bien lorsque la diode est conductrice que bloquée, on branche en parallèle sur la diode émissive une diode en sens inverse (deux diodes au silicium branchées en série donneront la même tension  $V_F$ ).

Cependant, pour les transmissions à moyenne distance, une ligne simple est suffisante ; elle sera de préférence torsadée. Dans tous les cas de liaison, on recherchera une bonne immunité contre le bruit de la ligne.

On va examiner un certain nombre de schémas présentant une immunité de plus en plus élevée. Il sera, dans certains cas, intéressant de faire appel à un schéma où, malgré l'immunité apportée, le courant dans la diode électroluminescente sera peu différent du courant dans la ligne, ce qui signifie qu'un minimum d'énergie sera perdu.

(\*) Ingénieur d'application General Instruments.

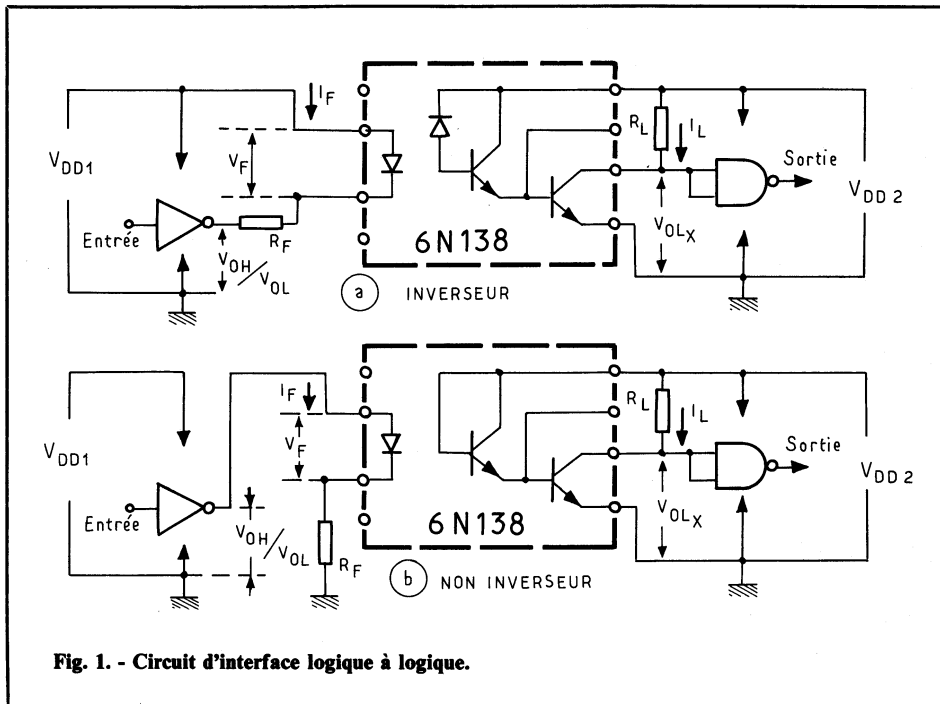


Fig. 1. - Circuit d'interface logique à logique.

# des photocoupleurs

par J.N. ROUSSET (\*)

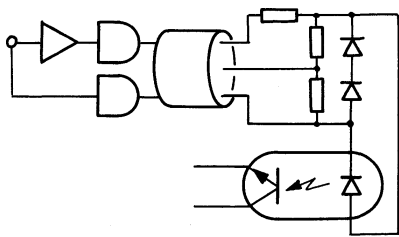


Fig. 2. - Transmission d'une information à grande distance par photocoupleur à l'aide d'une ligne bifilaire.

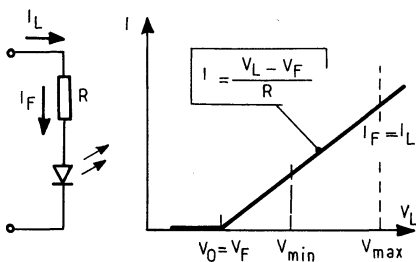


Fig. 3. - Circuit présentant une faible immunité au bruit : le courant de la ligne passe dans la diode.

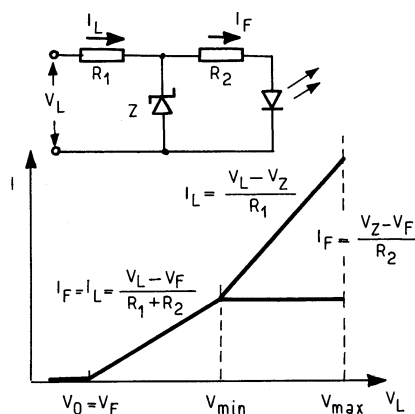


Fig. 4. - Montage à diode Zener présentant une immunité moyenne au bruit.

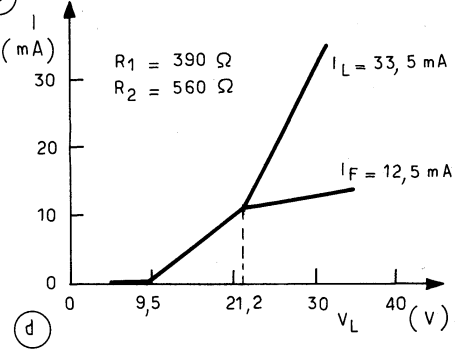
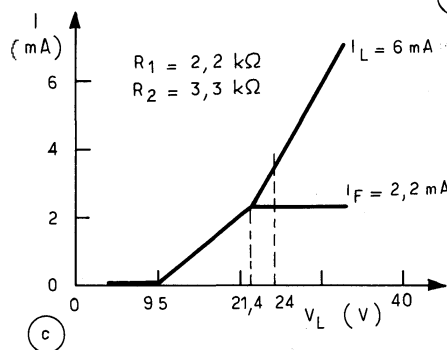
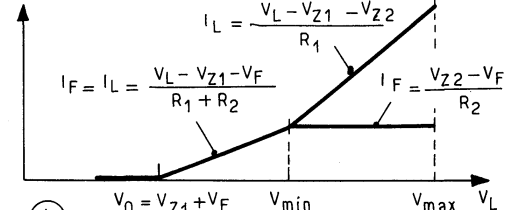
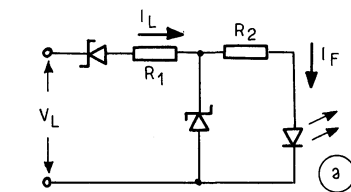


Fig. 5. - Le seuil d'immunité au bruit est augmenté par l'emploi de deux diodes Zener dans le circuit (a) ; en (b) courbe théorique représentative du montage, en (c) et (d), deux courbes représentatives correspondant à deux applications numériques du schéma.

Le schéma de la figure 3 et la courbe associée représentent le montage le plus simple. Le seuil d'immunité est faible, il correspond au  $V_F$  de la diode émissive. Tout le courant de la ligne passe dans la diode. Cependant le courant dans la diode varie dans une large proportion entre la tension minimale,  $V_{min}$ , et la tension maximale,  $V_{max}$  de ligne.

Dans la mesure où une telle variation est acceptable, il est nécessaire de protéger la diode par une diode au silicium branchée en sens inverse. Le schéma de la figure 4, grâce à la diode Zener, permet d'obtenir un courant dans la diode électroluminescente pratiquement constant entre  $V_{min}$  et  $V_{max}$ . Cependant, de même que

pour le schéma précédent, le seuil d'immunité reste moyen. L'inconvénient de ce montage réside dans le fait qu'une partie de l'énergie de la ligne est perdue dans la Zener en parallèle sur le circuit de la diode émissive.

L'augmentation du seuil d'immunité peut être obtenue grâce à l'emploi d'une deuxième Zener comme le montrent le schéma de la figure 5 et la courbe associée. La figure 6, grâce à l'emploi d'un transistor, cumule tous les avantages des schémas précédents tout en ayant un rendement excellent.

La protection de la diode contre les tensions inverses mal supportées par la jonction est assurée dans tous ces montages soit par une diode au

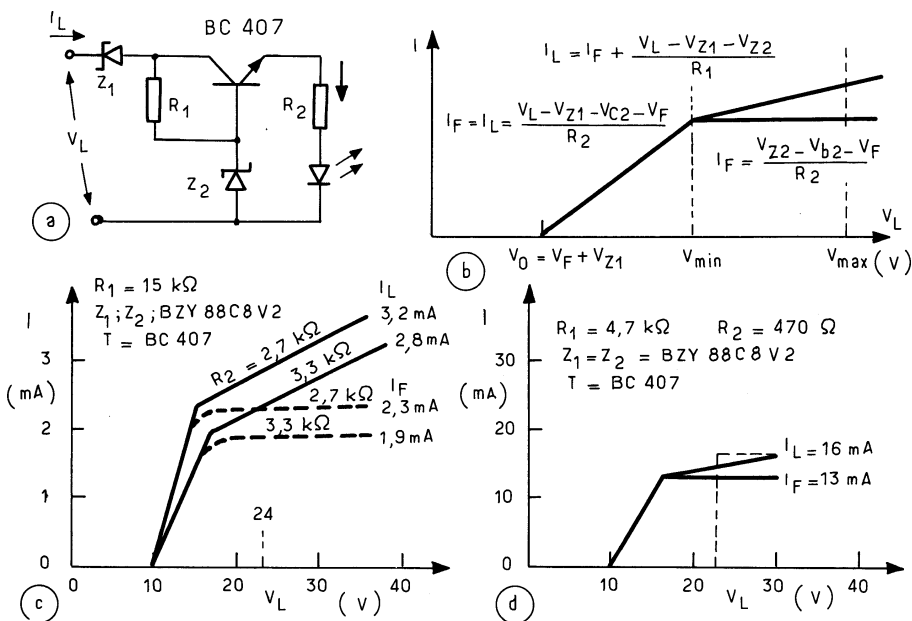


Fig. 6. - Schéma d'un circuit à très haute immunité au bruit (a). En (b), courbe théorique correspondant au montage. Les courbes données en (c) et (d) représentent deux applications numériques du circuit qui, notons-le, cumule tous les avantages de ceux de figures antérieures.

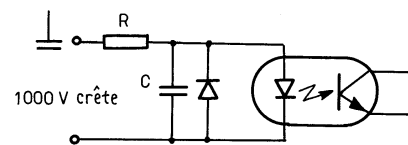


Fig. 7. - Photocoupleur protégé contre les tensions inverses par une diode et un circuit RC.

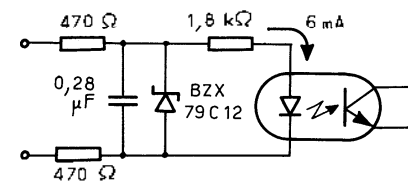


Fig. 8. - Montage symétrique à réseau RC pour la protection des photocoupleurs.

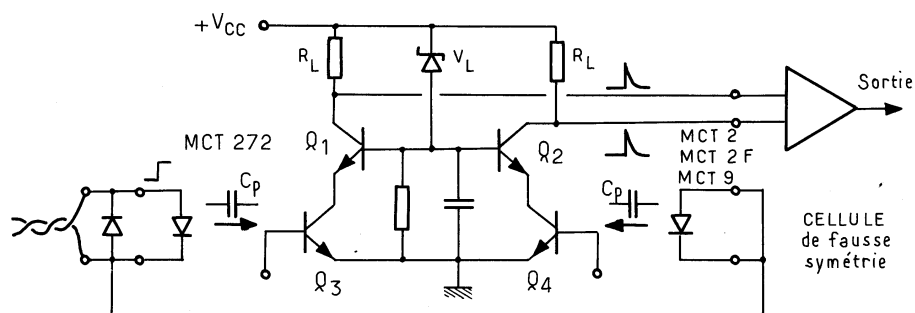


Fig. 10. - Les photocoupleurs attaquent des amplificateurs cascades différentiels. L'un des photocoupleurs sert à la symétrie.

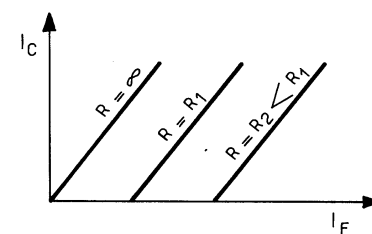


Fig. 9. - Courbes représentatives du seuil d'immunité au bruit d'un photocoupleur utilisé en récepteur de ligne, en fonction de la résistance intercalée entre la base et l'émetteur d'un phototransistor.

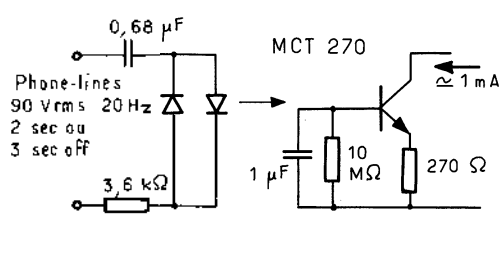


Fig. 12. - Détecteur de sonnerie.

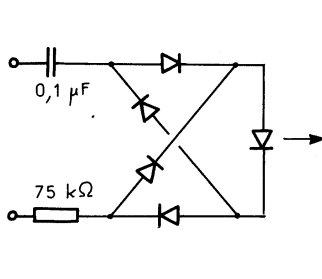


Fig. 13. - Détecteur de sonnerie.

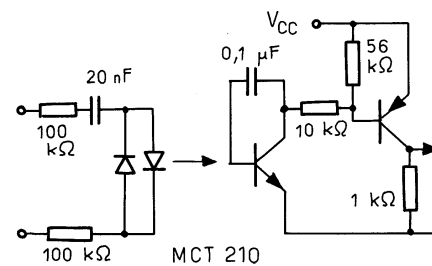


Fig. 14. - Détecteurs de sonnerie.

silicium, soit par une Zener. Toutefois, la rapidité de ces éléments n'étant pas infiniment grande, il est préférable, dans certains cas particuliers lorsque des surtensions élevées peuvent être envisagées, d'utiliser un système RC tel que le présente la figure 7. On peut considérer, sans erreur appréciable, qu'à l'origine des temps le condensateur se charge linéairement lors de l'apparition d'une impulsion de tension parasite ; on a :  $V = I_T/C$ .

Supposons que la résistance de ligne R soit égale à 500 Ω et que la surtension atteigne 1 000 V, on a :  $I = 1\ 000/500 = 2$  A. Si le temps de conduction de la diode au silicium est de 100 ns, la tension étant écrêtée à 0,7 V par élément, on a :

$$C = I_T/V = (2 \times 100 \text{ ns}) / 0,7 = 0,28 \mu\text{F}.$$

Une telle protection n'est évidemment envisageable que pour une transmission relativement lente. En pratique, on utilisera un montage symétrique comme celui de la figure 8.

### Immunité en présence de courants de ligne permanents

Les photocoupleurs actuels offrant des transferts satisfaisants dès les plus faibles courants  $I_F$  (à partir de 0,5 mA), il est important d'exclure tout risque d'erreur due à des courants permanents de ligne.

Pour mémoire, rappelons que les précautions que l'on va évoquer ici s'avéraient inutiles avec les premiers photocoupleurs dont la loi d'émission photonique (pour les diodes émissives) en fonction du courant direct n'était guère linéaire, surtout aux courants faibles. On pouvait alors tolérer quelques milliampères de courant permanent, celui-ci ne donnant lieu qu'à une émission de lumière négligeable.

### Emploi de la base du phototransistor

Tout comme pour un transistor, tant que le  $V_{BE}$  reste inférieur à une certaine valeur (0,6 V environ), il n'y a pas apparition de courant émetteur.

Si on intercale entre la base et l'émetteur une résistance, afin qu'il y ait un courant émetteur, il faudra atteindre un certain flux de photons (donc un certain courant  $I_F$ ) créant un courant de base tel que :

$$R \cdot I_b > 0,6 \text{ V}.$$

Comme les courbes de la figure 9 le montrent, le seuil d'immunité créé est d'autant plus grand que R est faible. On voit sur cette figure que,

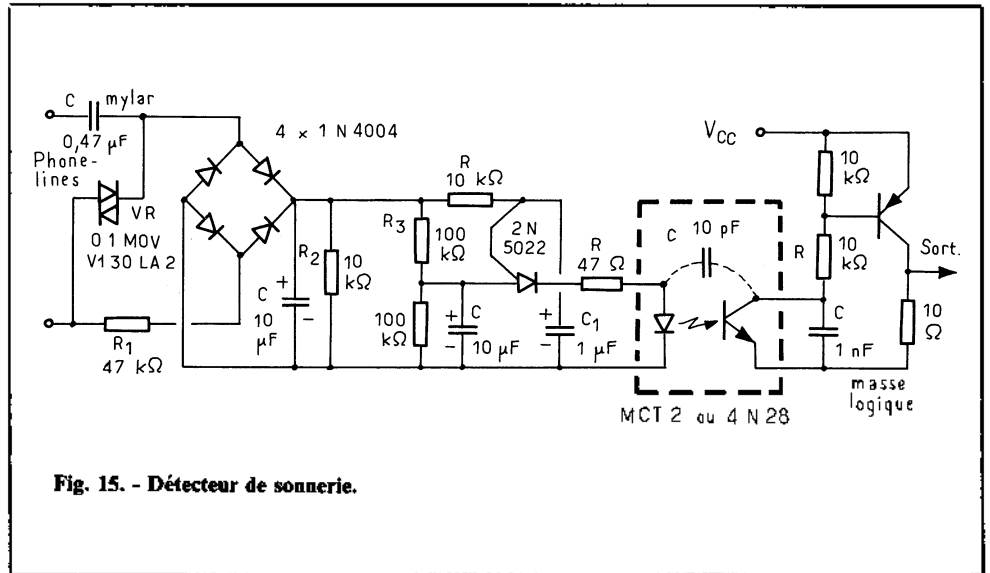


Fig. 15. - Détecteur de sonnerie.

pour des valeurs R assez élevées (supérieures à 100 kΩ par exemple), les courbes de transfert sont pratiquement parallèles. La valeur du  $V_{BE}$  est bien fixée mais la valeur de  $I_B$  en fonction de  $I_F$  varie d'un photocoupleur à un autre, ce qui oblige à régler la résistance R. Il est donc préférable de recourir à un système ne nécessitant aucun réglage.

### Annulation de l'effet du couplage capacitif

Entre la diode émissive et le photorécepteur des photocoupleurs existe une capacité parasite. Il s'y ajoute d'ailleurs d'autres capacités, rapportées au boîtier ou à l'environnement. Celles-ci se manifestent aussi bien lorsque les fronts du signal sont raides qu'aux fréquences élevées, créant des impulsions indésirables. En ordre de grandeur, les diverses capacités se mesurent en dixième de picofarads.

Pour limiter leur effet, on introduit des découplages ou, mieux, on réalise un montage symétrique avec un photocoupleur de fausse symétrie, comme le montre la figure 10. Ce dernier provoque lui aussi la naissance d'une impulsion parasite, laquelle, appliquée à l'entrée d'un amplificateur différentiel, viendra annuler la première. Le montage des transistors, du type « cascade », contribue lui aussi à réduire les capacités d'entrée.

Si toutes les données sont figées, le montage à cellule fictive peut être remplacé par un réseau passif, mais il est certain que c'est là une solution « riche ».

Une autre méthode, plus simple, consiste à utiliser le phototransistor en déphaseur à 180° pour attaquer l'amplificateur opérationnel.

Ce faisant, on parvient à porter à des valeurs négligeables les effets des fronts de montée ou de descente  $dV/dt$  des ondes incidentes.

### Protection contre les bruits sur les lignes

Afin d'isoler galvaniquement les signaux industriels de leur système de traitement, on recourt de plus en plus fréquemment aux opto-isolateurs. Dans la carte SBC 556 proposée par Intel/48 lignes d'entrées-sorties, isolées optiquement, sont prévues. Cette carte s'interface directement avec les cartes micro-ordinateurs SBC 80, à microprocesseur 8080, et peut être considéré comme un « super-composant » par l'utilisateur. Celui-ci dispose de 24 lignes d'entrée, 16 lignes de sorties et 8 lignes programmables en entrées ou sorties. L'alimentation s'effectue sous + 5 V. Les niveaux sont de 48 V max. aux entrées 30 V et 60 mA aux sorties.

Les résistances de terminaison des lignes, tout comme les optocoupleurs (qui peuvent être des paires Darlington) sont laissés au choix de l'utilisateur.

### Circuits de détection de sonnerie

Ils doivent répondre au signal d'appel uniquement (pas de réponse aux transitions d'autres signaux). Le principe est toujours le même : une capacité intègre les pointes de courant du signal de sonnerie. Après un certain temps, la charge emmagasinée par la capacité est suffisante pour débloquer le transistor de sortie. La ligne téléphonique est peu chargée (impédance assez élevée).

Des circuits simples sont donnés dans les figures 12, 13 et 14. Le cir-

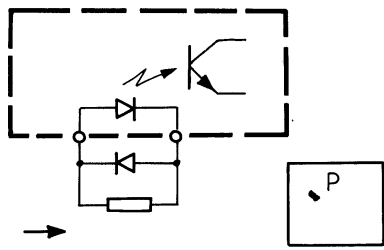


Fig. 16. - Détecteur de boucle.

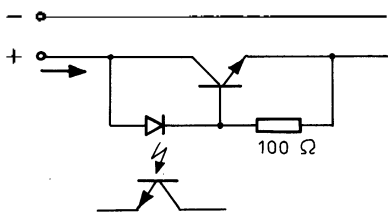


Fig. 17. - Détecteur de boucle.

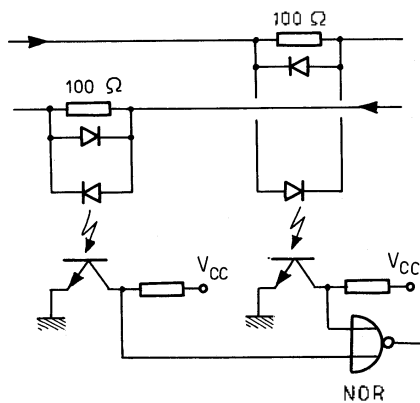


Fig. 18. - Détecteur de boucle.

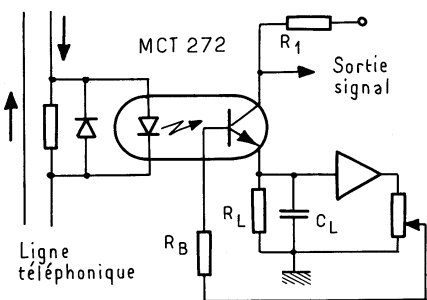


Fig. 19. - Détecteur de signaux « touch tone ».

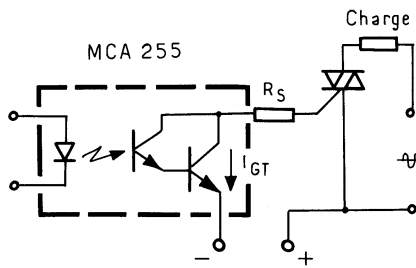


Fig. 20. - Commande d'un triac par photocoupleur à sortie sur Darlington.

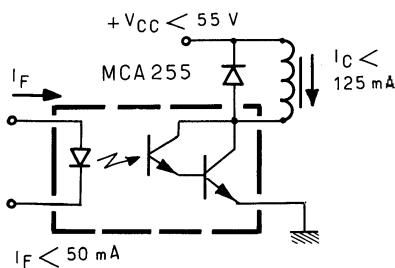


Fig. 21. - Le même photocoupleur commande ici un relais électromagnétique.

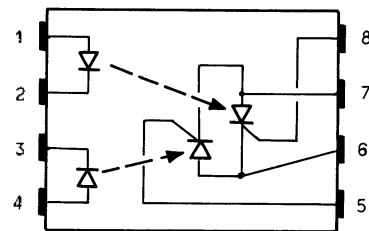


Fig. 22. - Schéma du photocoupleur à double thyristor (MCS 6200).

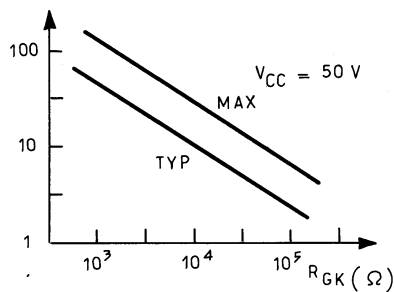


Fig. 23. - Caractéristiques typiques des thyristors.

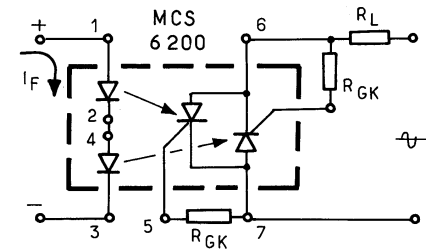


Fig. 24. - Montage de base avec polarisation des gates.

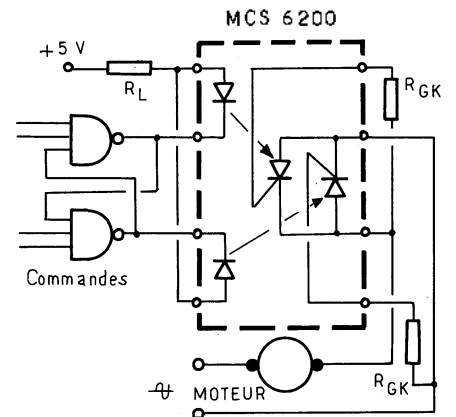


Fig. 25. - Application à une commande bidirectionnelle de moteur.

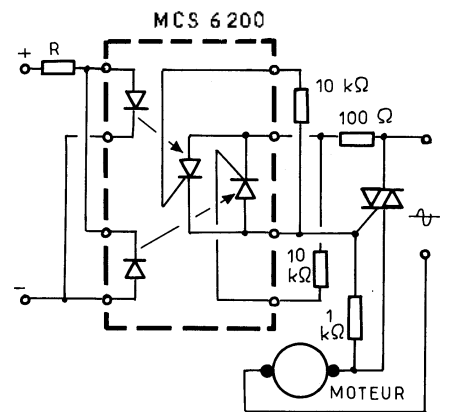


Fig. 26. - Commande de puissance, via un triac.

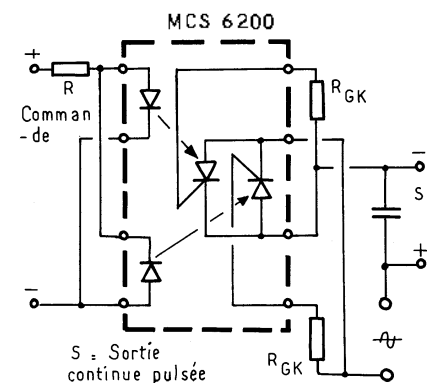


Fig. 27. - Alimentation à polarités réversibles.

cuit de la figure 15 est un peu plus compliqué : le circuit est plus faible et a une meilleure immunité au bruit et aux signaux en mode commun. Ce n'est qu'à la fin du signal de sonnerie que la diode du MCT 2 est attaquée par une impulsion en courant.

### Détecteurs de boucle

Un courant de ligne, dans une direction spécifiée, peut être détecté par un circuit comme dans les figures 16 et 17. Ce dernier limite le courant dans la diode électroluminescente.

Le circuit de la figure 18 a deux photocoupleurs pour éviter que le circuit réponde à un signal en mode commun.

### Remplacement des transformateurs pour les signaux analogiques

On peut remplacer les transformateurs des deux côtés de la ligne téléphonique par des photocoupleurs.

Le courant de ligne se trouve entre 16 et 20 mA.

La voix peut introduire une excursion de 6 mA.

Le CCITT demande une linéarité de 1.5 % ; or, si on sélectionne des photocoupleurs qui ont une linéarité de 1.5 % entre 15 mA et 21 mA, on peut les utiliser dans ce circuit.

On peut augmenter la linéarité en utilisant seulement la photodiode collecteur-base au détriment du gain ou par des méthodes plus compliquées, telles que :

- utiliser des convertisseurs analogiques numériques et vice versa. Les photocoupleurs sont alors intercalés entre deux signaux numériques ;
- amplificateurs différentiels (avec 2 photocoupleurs) ;
- amplificateurs avec rebouclage.

Le circuit de la figure 19 utilise un photocoupleur pour détection de signaux « touch tone ». Le courant continu est supprimé par un courant opposé qui vient de l'amplificateur opérationnel.

### Commande de triac ou de relais

Parce qu'il peut fournir une puissance supérieure, le photocoupleur à sortie sur Darlington attaque directement un triac ou la bobine d'un relais. Ainsi, les MCA 255, MCC 671 seront branchés sur le gate d'un

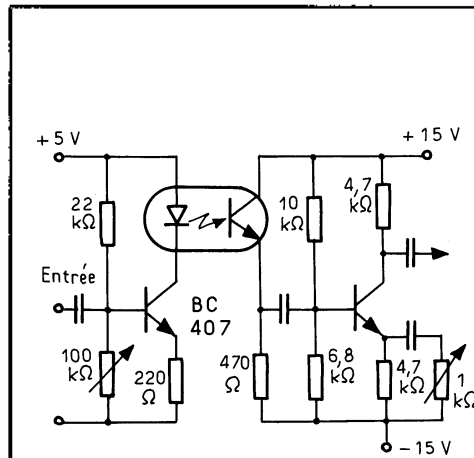


Fig. 28. - Schéma de circuit à photocoupleur permettant la transmission de signaux analogiques.

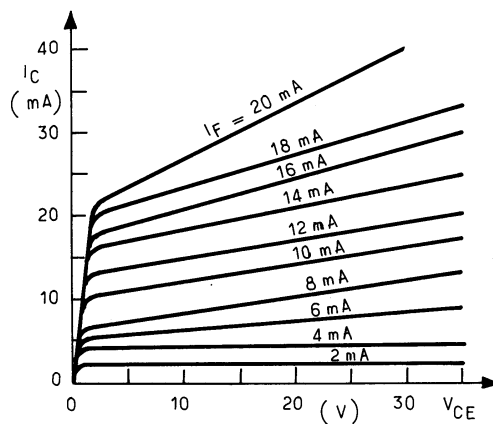
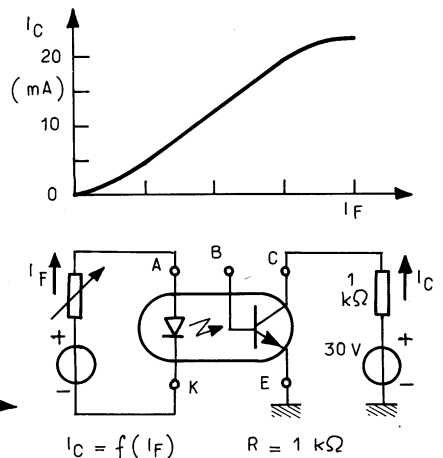


Fig. 29. - Courbe représentative des excursions de courant  $I_c$ , obtenue avec une résistance de charge de 1  $\Omega$  et une tension  $V_{cc}$  de 30 V.



triac, via une résistance de limitation du courant (figure 20) ou sur un relais électromagnétique (figure 21) ; une diode de protection est alors montée en parallèle sur la bobine.

Le courant maximal de collecteur est de 125 mA pour une tension maximale  $V_{cc}$  de 55 V. Le courant de diode  $I_F$  doit rester inférieur à 50 mA. Le photocoupleur commute en 0,01 ms.

### Commande bidirectionnelle de moteur

General instrument a réalisé un intéressant opto-isolateur (MCS 6200) qui, présenté en boîtier à 8 broches, contient deux LEDs dont chacune attaque un thyristor (figure 22). Un courant de 5 à 15 mA appliqué à l'une d'elles suffit pour fournir les 10 à 30 mA nécessaires au déclenchement du thyristor opposé, dont on trouvera la caractéristique type figure 23.

Chaque thyristor peut avoir son électrode de commande, ou gate, polarisée via une résistance  $R_{GK}$  (figure 24), celle-ci déterminant le courant de déclenchement.

Selon qu'on déclenche l'un ou l'autre de ces thyristors, on peut commander le passage du courant dans un sens ou dans l'autre à partir d'une source alternative, ce qui offre le moyen d'imposer le sens de rotation d'un moteur (figure 25).

Si la puissance disponible à la sortie de cet opto-isolateur (type MCS 6200) est insuffisante, on l'utilisera pour déclencher un triac externe, plus puissant (figure 26). On remarquera dans la figure 25, que ce sont des portes logiques montées en bascule qui attaquent l'opto-coupleur. Par contre, dans la figure 28, les diodes émettrices sont montées en antiparallèle, via une résistance de limitation. C'est par conséquent la polarité qui détermine celle qui sera excitée et, en dernière analyse, le sens de rotation du moteur.

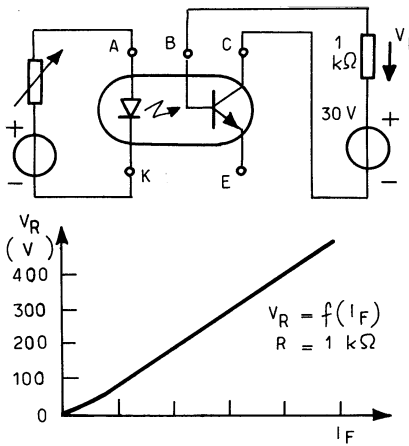


Fig. 30. - Courbe représentative  $I_B = f(I_F)$  des excursions de courant  $I_C$ , obtenue dans les mêmes conditions que la figure précédente.

### Alimentation réversible par opto-isolateur bilatéral

Une autre application du MCS 6200, qui vient d'être présenté dans le paragraphe précédent, consiste en la réalisation d'une alimentation réversible. Elle découle d'ailleurs des mêmes principes.

A partir d'une source alternative et selon qu'on déclenche l'un ou l'autre des thyristors de l'optocoupleur, les polarités de la tension continue pulsée de sortie prendront l'une ou l'autre des valeurs possibles.

On notera que les diodes du coupleur étant montées en antiparallèle, c'est également la polarité, de la tension d'entrée de commande, cette fois, qui détermine la polarité de sortie.

### Transmissions analogiques

Comme le montre la figure 28, il est possible d'utiliser les photocoupleurs pour retransmettre un signal analogique. Pour des excursions faibles du courant  $I_F$  (par exemple  $10 \text{ mA} \pm 1 \text{ mA}$ ), une distorsion inférieure à 1% peut être obtenue. Cependant, pour des excursions plus importantes du courant  $I_F$ , la courbe  $I_C = (I_F)$  de la figure 29, tracée avec une résistance de charge de  $1 \text{ k}\Omega$  et une tension  $V_{CC}$  égale à  $30 \text{ V}$ , montre que cette caractéristique est bien moins linéaire que la courbe  $I_B = f(I_F)$  tracée dans les mêmes conditions, de la figure 30.

Il faudra donc, là encore, utiliser la photodiode collecteur-base plutôt que le phototransistor.

Notons qu'il n'y a pas de relation entre le transfert  $I_C/I_F$  et le transfert  $I_B/I_F$ . Ainsi, deux photocoupleurs possédant le même transfert en employant le transistor peuvent avoir un transfert  $I_B/I_F$  variant par exemple de 0,13% à 0,06%.

Signalons enfin qu'il est possible d'utiliser la diode réceptrice en photopile et qu'il n'est plus nécessaire alors de faire appel à une source auxiliaire pour polariser le secondaire du photocoupleur. Les courbes de la figure 31 montrent la tension de sortie en fonction du courant dans la diode pour différentes résistances chargeant la photopile

Avec le dispositif de la figure 32, en polarisant la diode grâce au potentiomètre de  $50 \text{ k}\Omega$  à une valeur d' $I_F$  égale à  $5,5 \text{ mA}$ , on obtient une tension de sortie de  $0,1 \text{ V}$  efficace pour une tension de modulation de  $1 \text{ V}$ .

Pour les fréquences élevées et comme le montre la figure 33, un amplificateur  $A_1$  commande la diode du photocoupleur (i moyen =  $20 \text{ mA}$ , profondeur de modulation  $\pm 5 \text{ mA}$ ), un amplificateur  $A_2$  reçoit le signal provenant de la photodiode collecteur-base, l'émetteur n'étant pas utilisé. La bande passante des deux amplificateurs B ( $A_1 + A_2$ ) à  $-3 \text{ dB}$ , le photocoupleur ayant été remplacé par un couplage capacitif, est supérieure à  $30 \text{ MHz}$  pour  $C = 0$ . Avec le photocoupleur, elle est égale à :

- $4,5 \text{ MHz}$  pour  $C = 0$ ,
- $6 \text{ MHz}$  pour  $C = 180 \text{ pF}$ ,
- $16 \text{ MHz}$  pour  $C = 330 \text{ pF}$ .

Sans photocoupleur, la linéarité est meilleure que 0,5%, le déphasage inférieur à 0,3 degré pour  $C = 180 \text{ pF}$ . Avec le photocoupleur, on trouve pour  $C = 180 \text{ pF}$  une linéarité meilleure que 4% et un déphasage inférieur à 0,9 degré, jusqu'à  $6 \text{ MHz}$ . D'autre part et avec le photocoupleur, le rapport signal/bruit est égal à  $58 \text{ dB}$ . Cette valeur rest pratiquement constante entre 0,1 et  $5 \text{ MHz}$ .

### Photocouplage en Hi-Fi

Les photocoupleurs permettent la transmission des signaux binaires entre deux circuits portés à des potentiels quelconques. Ils peuvent tout aussi bien être utilisés pour transmettre des signaux analogiques sans transformateur.

La bande passante du coupleur est plus large que celle exigée en base fréquence. La fréquence supérieure limite est d'environ  $140 \text{ kHz}$ , la fréquence limite inférieure est  $0 \text{ Hz}$ . Contrairement au transformateur, le photocoupleur peut aussi transmettre des courants continus. Un choix adéquat du montage et du point de travail permet de limiter les distorsions non linéaires à moins de 1%. Les photocoupleurs trouvent application dans les tables de commutations et de mixages BF, dans le branchement direct d'un amplificateur BF à un téléviseur non isolé du secteur, dans la commande de thyristors et triacs, pour protéger l'utilisateur, en mesure, en régulation, etc.

La figure 34 illustre la caractéristique de transmission d'un coupleur typique (avec une résistance de collecteur de  $1 \text{ k}\Omega$  et un facteur de transmission d'environ 100%) sous différentes tensions d'alimentation.

Les coupleurs sont souvent groupés d'après leur facteur de transmission.

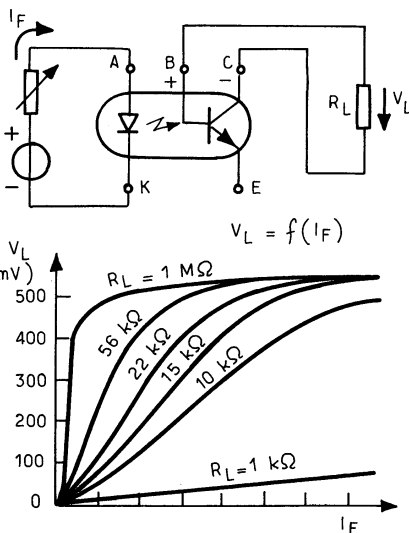


Fig. 31. - Courbes représentatives de la tension de sortie du photocoupleur utilisé pour la transmission de signaux analogiques en fonction du courant de la diode émissive.

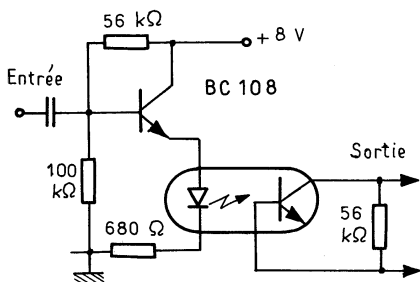


Fig. 32. - Schéma de principe d'un circuit à photocoupleur utilisé pour la transmission des signaux analogiques pour une tension de modulation de  $1 \text{ V}$ , on obtient une tension de sortie de  $0,1 \text{ V}$  efficace.

Fig. 33. - Schéma de circuit à photocoupleur utilisé en analogique à des fréquences élevées.

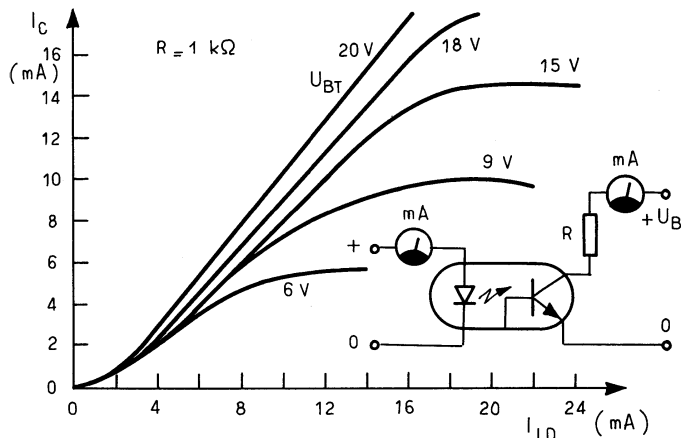
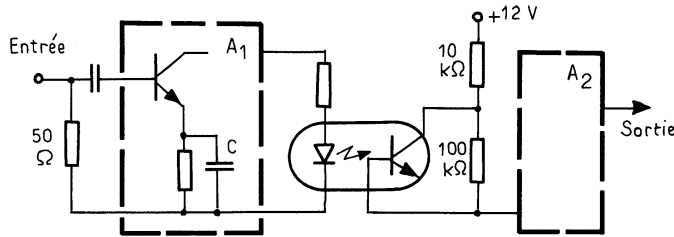


Fig. 34. - Caractéristique de transmission d'un coupleur.

Fig. 36. - Circuit de commande d'un photocoupleur à impédance d'entrée élevée.

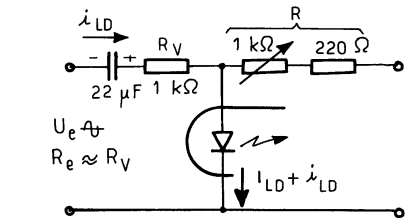
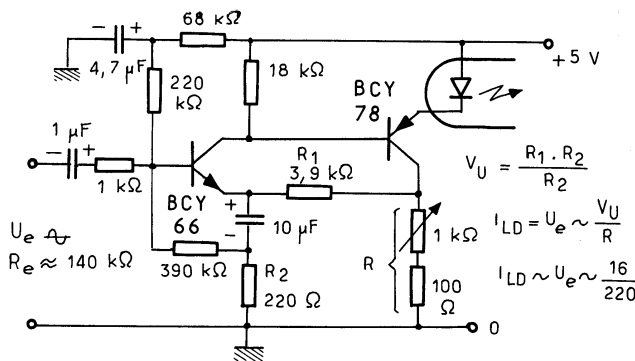


Fig. 35. - Schéma de l'émetteur de signaux alternatifs d'un photocoupleur.

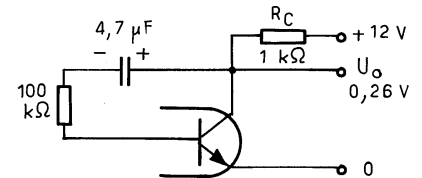


Fig. 37. - Partie réceptrice du photocoupleur pour des signaux alternatifs jusqu'à 100 kHz.

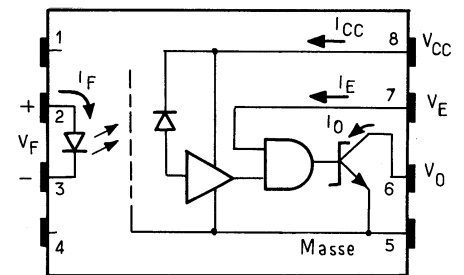


TABLE DE VÉRITÉ

Entrée	Enable	Sortie
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

LOGIQUE POSITIVE

Un condensateur de 0,01 à 0,1  $\mu$ F doit être connecté entre les broches 5 et 8

Fig. 38. - Synoptique d'un photocoupleur rapide MCL 2601/6N137.

La plage de dispersion de chaque groupe est de  $\pm 33\%$ . Ces dispersions ont très peu d'effet si l'on prend soin de choisir une tension d'alimentation élevée pour le récepteur et une faible résistance de collecteur. Le coupleur produit cependant le moins de distorsions lorsqu'on le fait travailler aux environs du point d'inflexion de sa caractéristique de transmission. Une transmission de signaux libre de distorsion exige donc un ajustage optimal du point de travail du phototransistor. Cela se fait, de préférence, en modifiant le courant de la diode.

L'ajustage de la résistance de collecteur peut éventuellement avoir un effet néfaste sur la bande pas-

sante du coupleur et sur son comportement face à des signaux de grande amplitude.

En basse fréquence et haute fidélité, par exemple, pour un rapport signal sur bruit de 50 dB, on recommande un courant de diode de 5 mA et une tension de sortie de 80 mV.

Les modifications possibles du montage ne permettent pratiquement pas d'élever la fréquence limite de l'émetteur. Un signal d'entrée d'amplitude maximale permet d'obtenir le meilleur rapport signal sur bruit possible. Les faibles signaux peuvent être amplifiés par le montage d'émission.

La figure 35 illustre le montage de base de l'émetteur. Le point de tra-

vail du phototransistor s'ajuste par la résistance R. Pour réduire la distorsion, la commande en courant a lieu au travers de la résistance  $R_V$ . Cette dernière est bien plus élevée que la résistance dynamique d'environ 10  $\Omega$  de la diode électroluminescente.

Le montage de la figure 36 présente une impédance d'entrée  $R_e$  de 140 k $\Omega$  environ ; son amplification de tension  $V_U$  est d'environ 16 fois.

Le montage de la figure 37 reçoit des fréquences jusqu'à 100 kHz grâce à une contre-réaction du collecteur sur la base du phototransistor. Par contre, la plage de modulation et la caractéristique de transmission sont toutes deux réduites.



Photocoupleurs 10 M bits

Fig. 39. - Récepteur de ligne asymétrique MCL 2601.

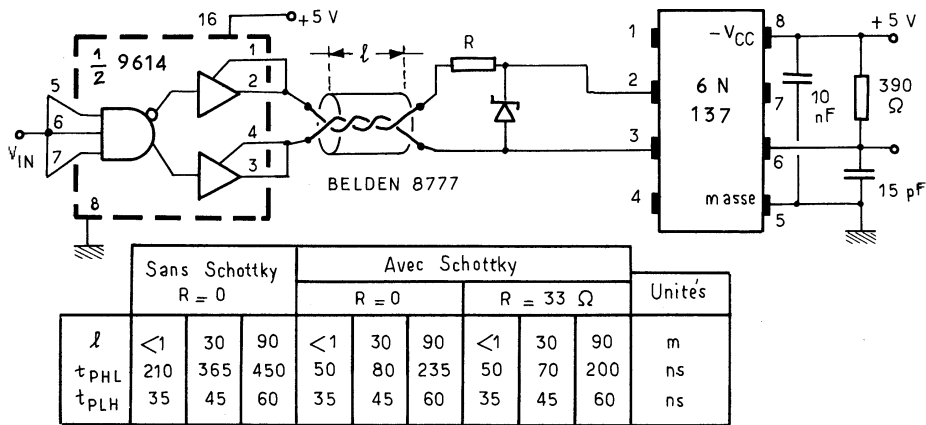
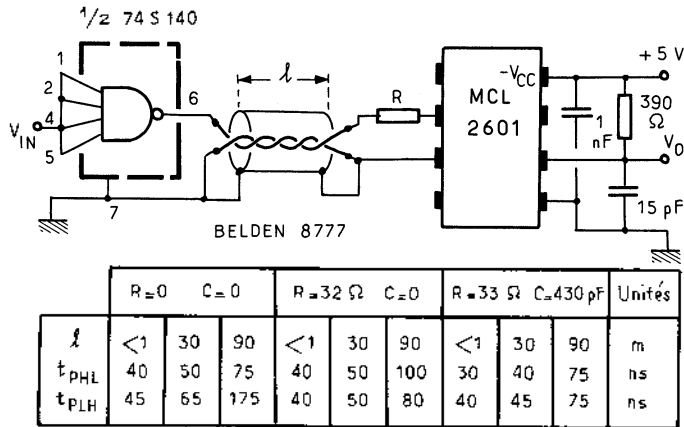


Fig. 40. - Montage du photocoupler en récepteur de ligne symétrique. Aucun des fils de la ligne torsadée n'étant référencé à la masse, le signal peut devenir négatif.

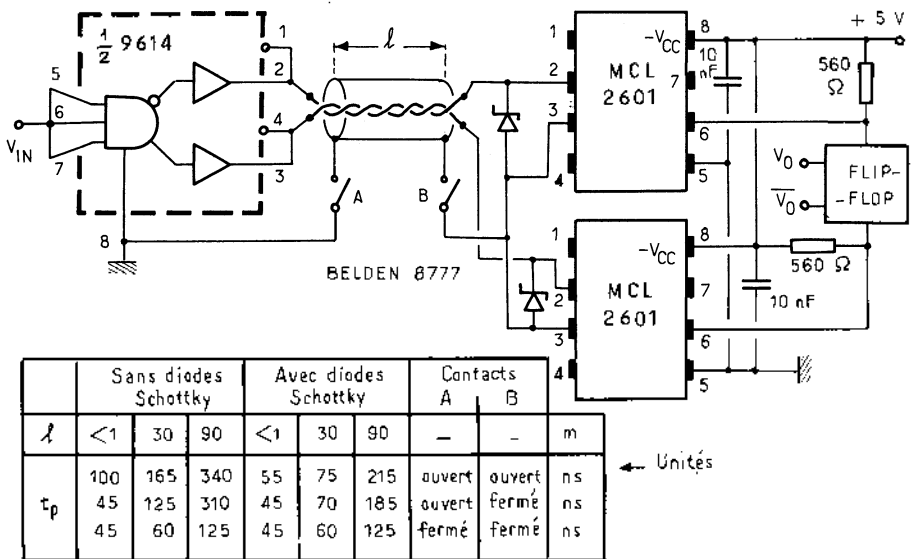


Fig. 41. - Grâce à ce montage utilisant deux photocoupleurs et un flip-flop en sortie, on peut obtenir une amélioration substantielle sur le montage précédent.

Divers optocoupleurs ont été conçus pour des applications à grande vitesse, en numérique. Parmi ceux-ci, le MCL 260 et le 6N137 constituent des circuits intégrés complet (figure 38) capables de travailler jusqu'à 10 mégabits (temps de propagation typique : 45 ns). En fait, ce seront souvent les lignes de transmission qui limiteront la fréquence car elles devront être parfaitement adaptées.

Ses applications concernent généralement l'isolement galvanique de circuits, l'interfaçage de micro-ordinateur ou de minis, l'interfaçage de conversion A/D ou D/A, l'instrumentation, le remplacement de transformateurs d'impulsions, etc.

La figure 39 le montre en récepteur de ligne ; pour accroître l'immunité au bruit en mode différentiel, le courant de ligne peut être porté à 60 mA avec une commande à générateur à courant constant pour la LED. Le tableau associé à la figure définit les temps de propagation (tp) du niveau haut (H) au niveau bas (L, de « low »), soit t<sub>PHL</sub> ou de bas à haut, soit t<sub>PLH</sub> pour diverses valeurs de R et C ; mais il ne tient pas compte des retards introduits par le driver ou par la ligne (tout comme pour les schémas suivants). La polarité de la tension de commande ne peut s'inverser ; la ligne est du type torsadée ou coaxiale.

Dans le montage de la figure 40, le blindage de la ligne est flottant et, en conséquence, la polarité du signal peut s'inverser. Cela est dû à la diode d'isolement substrat à collecteur du circuit intégré qui se charge et se décharge. La fréquence de travail risquant de diminuer, on introduit une diode Schottky supplémentaire à l'entrée du photocoupler.

Une meilleure réjection des bruits est obtenue en séparant les phases (figure 41) ; on s'en convaincra en supposant les contacts A et B ouverts : les entrées des isolateurs sont connectés en anti-série et forment une impédance supérieure qui réduit le courant inverse de la diode collecteur-substrat, donc accroît la vitesse. Si l'on ferme B en laissant A ouvert, on améliore la réjection de mode commun. A et B étant fermés, le blindage offre un chemin de retour au courant, ce qui interdit toute polarisation inverse. A la sortie, une bascule équilibrera parfaitement ce montage en accroissant encore l'immunité.

Le rapport signal sur bruit est de 65 dB. Un amplificateur à deux étages avec contre-réaction sur la base du phototransistor procurerait

une fréquence limite supérieur de 140 kHz, une faible impédance de sortie (70 Ω) et une grande place de commande.

J.N.R.