

Le programme pour 6800 de la figure 20 permet d'utiliser le PIA de la figure 19. La partie du programme qui suit «START» (Départ) initialise le PIA 6821. Une fois initialisé, il peut soit charger les données sur le contrôleur via le microprocesseur principal, soit les charger sur le contrôleur par le clavier, soit lire les données dans le microprocesseur principal sur la porte sortie données. L'instruction CLR E,

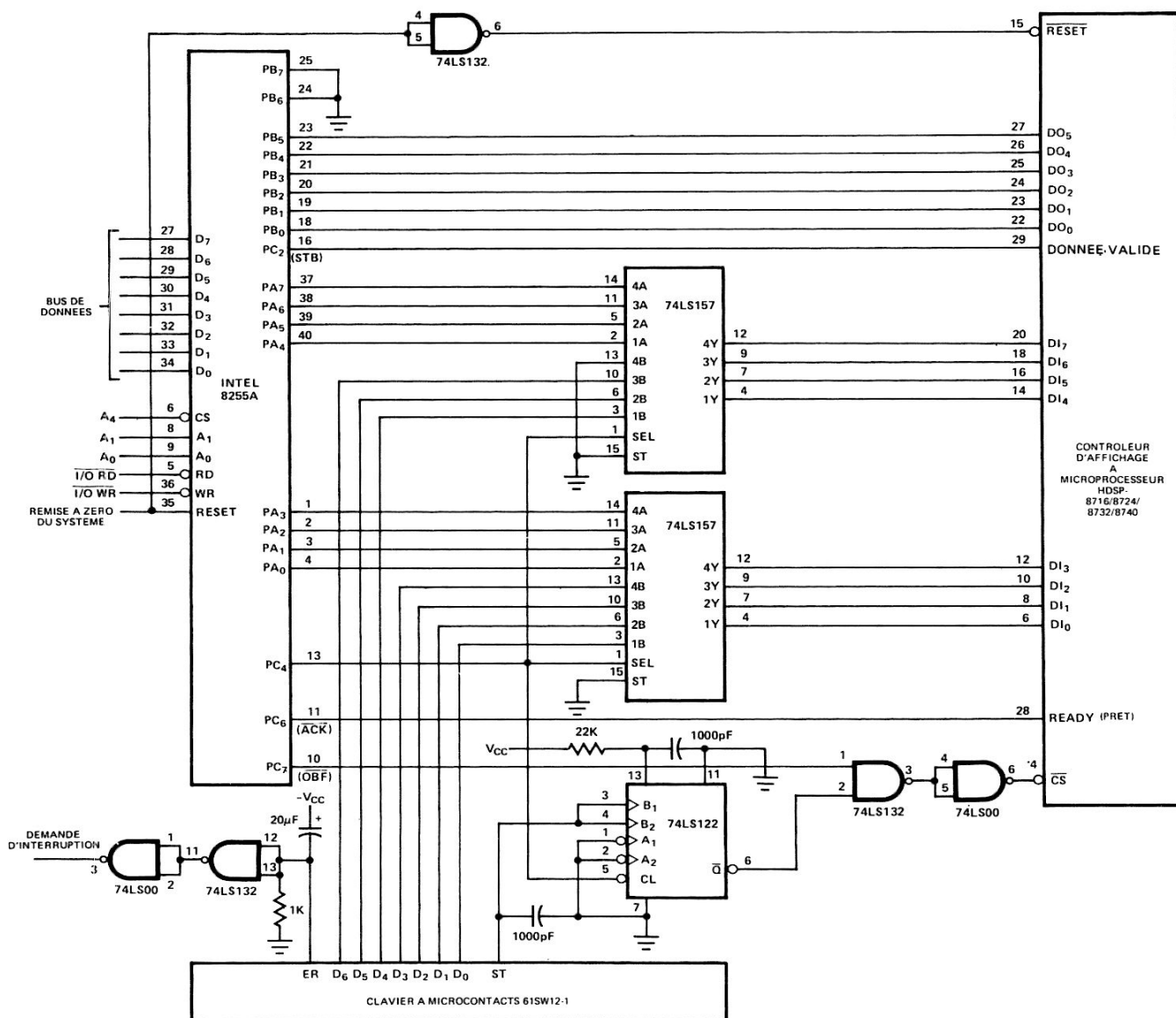


FIGURE 21 — Interface entre un microprocesseur 8080A et le CONTROLEUR D’AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR réalisé avec un PIA Intel

PROGRAMME REALISE EN LANGAGE ASSEMBLEUR 8080
PROGRAMME UTILISANT UN PIA 8255 POUR ACCEDER
AU HDSP-87XX (SYSTEME D'AFFICHAGE ALPHANUM.)

CONFIGURATION DE PORTE :

1. PORTE A (SORTIE MODE 1) :
SORTIES PA0-PA7 COMMUTEES SUR ENTREES
DONNEES HDSP-87XX
SORTIE PC7 (OBF) VERS CHIP SELECT
(VALIDATION CIRCUIT)
ENTREE PC6 (ACK) VERS READY
INDICATEUR PC7 (OBF) EFFACE PAR SORTIE
GENERE PAR DATA VALID

2. PORTE B (ENTREE MODE 1) :
ENTREES DONNEES PB0-PB6 RELIEES A
SORTIES DONNEES HDSP-87XX
ENTREE PC2 (STB) CHARGE LES DONNEES AU
MOMENT DE LA PENTE POSIT. DE DATA
VALID
INDICATEUR PC0 (INTR) EFFACE PAR ENTREE
GENERE PAR DATA VALID

3. PORTE C :
SORTIE PC4 :
ETAT BAS : VALIDE PA0-PA7
VERS HDSP-87XX
ETAT HAUT : RACCORDE LE CLAVIER
AU HDSP-87XX

000C		PA	EQU	0CH
000D		PB	EQU	0DH
000E		PC	EQU	0EH
000F		CNTRL	EQU	0FH
0028		LENTH	EQU	40
		ORG		0E000H
E000	02	E0	DW	TEXT
E002	00		DS	40
E100	00	STAT	ORG	0E100H
E101	00	ADDR	DB	0
E102	00	DATA	DB	0
			ORG	0E400H

E400	F3		READ	DI	
E401	F5			PUSH	PSW
E402	E5			PUSH	H
E403	C5			PUSH	B
E404	3E	08		MVI	A,08H
E406	D3	0F		OUT	CNTRL
E408	3E	FF		MVI	A,0FFH
E40A	D3	0C		OUT	PA
E40C	0E	2A		MVI	C,LENTH+2
E40E	21	00E1		LXI	H,STAT
E411	DB	0D		IN	PB
E413	DB	0E	LOOP1	IN	PC
E415	1F			RAR	
E416	D2	13E4		JNC	LOOP1
E419	DB	0D		IN	PB
E41B	77			MOV	M,A
E41C	23			INX	H
E41D	0D			DCR	C
E41E	C2	13E4		JNZ	LOOP1
E421	DB	0E	LOOP2	IN	PC
E423	17			RAL	
E424	D2	21E4		JNC	LOOP2
E427	C1			POP	B
E428	E1			POP	H
E429	F1			POP	PSW
E42A	FB			EI	
E42B	C9			RET	

E42C	2A	00E0	LOAD	LHLD	ASCII	PREMIER MOT DU MESSAGE
E42F	7E		LOOP5	MOV	A,M	
E430	FE	FF		CPI	0FFH	VERIFIER SI REALISE
E432	CA	44E4		JZ	ENDL	
E435	D3	0C		OUT	PA	SORTIE VERS AFFICHEUR
E437	23			INX	H	
E438	DB	0E	LOOP6	IN	PC	
E43A	17			RAL		
E43B	D2	38E4		JNC	LOOP6	ATTENDRE
E43E	00			NOP		
E43F	00			NOP		
E440	00			NOP		
E441	C3	2FE4		JMP	LOOP5	MOT SUIVANT
E444	23		ENDL	INX	H	
E445	22	00E0		SHLD	ASCII	
E448	C9			RET		

E449	3E	A7	START	MVI	A,0A7H	PA : SORTIE M1, PB : SORTIE M2
E44B	D3	0F		OUT	CNTRL	
E44D	3E	0C		MVI	A,0CH	EFFACER INTE A
E44F	D3	0F		OUT	CNTRL	
E451	3E	05		MVI	A,05H	GENERER INTE A
E453	D3	0F		OUT	CNTRL	

PROCESSUS DE CHARGE DU SYSTEME HDSP-87XX

E455	3E	08		MVI	A,08H	
E457	D3	0F		OUT	CNTRL	VALIDER PARTIE A DU MUX
E459	CD	2CE4		CALL	LOAD	

PROCESSUS DE LECTURE DES SORTIES DONNEES DU SYSTEME HDSP-87XX

E45C	3E	09		MVI	A,09H	
E45E	D3	0F		OUT	CNTRL	VALIDER PARTIE B DU MUX
E460	FB			EI		INTERRUPTION DOIT APPELER READ

DOIT ETRE LA LONGUEUR D'AFFICHAGE

VALIDE LA PARTIE A DU MUX

DEBUTE LA SEQUENCE DATA OUT

1er MOT
EFFACE INTR

ATTENDRE QUE INTR SOIT PLACE

STOCKER SUR RAM

READ LENGTH+2 WORDS

ATTENDRE PRET

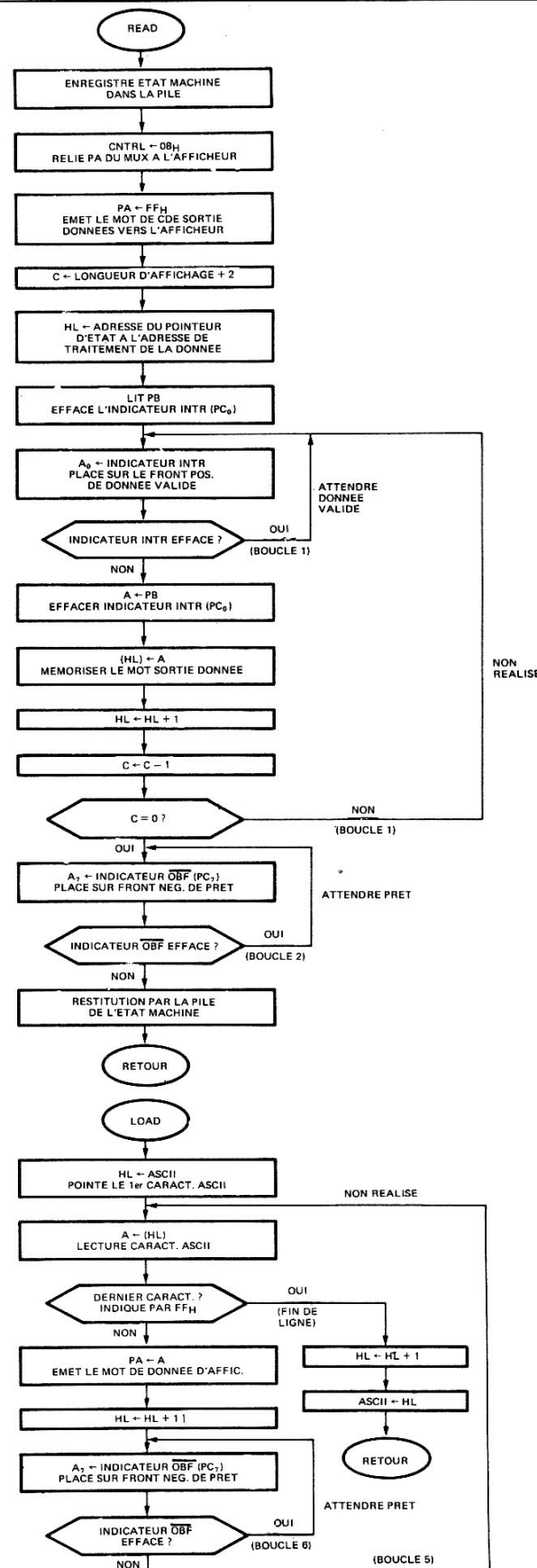
PREMIER MOT DU MESSAGE

VERIFIER SI REALISE

SORTIE VERS AFFICHEUR

ATTENDRE

MOT SUIVANT



cesseur principal. En premier lieu, le sous-programme «READ» émet le mot de commande spécial, FF₁₆, sur les entrées données du CONTROLEUR D’AFFICHAGE qui commence à sortir séquentiellement ses données. Le contrôleur émet une série de mots de sortie données qui définissent le mode d’entrée, la longueur d’affichage, l’emplacement du curseur et le texte ASCII stocké dans le CONTROLEUR D’AFFICHAGE. A l’intérieur du programme, «LOOP 1» (Boucle 1) consulte en permanence la sortie données valides (Data Valid) et attend jusqu’à ce qu’apparaisse le mot d’état en sortie du contrôleur. Le mot d’état (STATUS WORD), le mot d’adresse curseur (CURSOR ADDRESS) qui suit, la ligne de caractères ASCII sont alors stockées en mots consécutifs de mémoire bloc-note débutant à l’adresse «STATUS».

Une interface à PIA similaire, mais pour microprocesseur 8080A, est décrite figure 21, il utilise un PIA 8255A Intel. Cette interface fonctionne sur le même principe que le PIA 6821. La sortie PC₄ détermine si les entrées données (Data In) du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE à 18 segments de la figure 18 sont connectées au microprocesseur 8080A ou au clavier. Les lignes de commande PC₆ et PC₇ servent à l’échange de données à l’entrée entre le 8080A et le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE. La donnée est lue dans le système du 8080A par l’intermédiaire de la porte B du PIA utilisant PC₂ pour échantillonner les données.

Le programme pour 8080A de la figure 22 utilise l’interface à PIA de la figure 21. Le programme du microprocesseur suivant «START» (Départ) initialise le PIA 8255A. Les instructions MVI A, 08H et OUT CNTRL localisées en E457₁₆ mettent PC₄ à l’état bas pour connecter le port A (Port A) du PIA aux entrées Data In du contrôleur aux entrées Data In du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE.

Le sous-programme «LOAD» (Chargement) permet alors d’introduire un message d’incitation dans le contrôleur. Les instructions MVI A, 09H et OUT CNTRL localisées en E45E₁₆ connectent le clavier aux entrées Data In du contrôleur. Dans ce mode, l’utilisateur peut entrer les données dans le CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE ou traiter une ligne existante. Le sous-programme «READ» (Lecture) est alors utilisé pour lire les données sur le port Data Out dans le système à microprocesseur 8080A.

Le sous-programme «READ» démarre la séquence de sortie des données en émettant le mot de commande spécial FFH sur les entrées Data In du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE. Ensuite, le sous-programme lit les séries de mots de données en sortie du contrôleur et les stocke momentanément sous forme de mots consécutifs sur la mémoire bloc-note lorsque apparaît l’adresse STAT.

Détection de seuils par photocoupleur HCPL-3700 dans les systèmes de surveillance industrielle

INTRODUCTION

Les circuits logiques électroniques, utilisés dans un environnement contaminé, mettent rapidement les ingénieurs en face d'ennuis et d'accidents d'interface entre la fonction logique et la fonction à contrôler. Ces problèmes, particulièrement aigus dans l'environnement industriel perturbé par les parasites transmis par le secteur ou produit par les moteurs ou la foudre, peuvent même dans certains cas aller jusqu'à la destruction du système de surveillance logique lui-même. De telles situations amènent le concepteur à faire appel à des solutions qui permettent d'isoler la fonction logique de la fonction d'entrée ou de sortie. Les méthodes d'isolement traditionnelles consistent à faire appel à des éléments tels que condensateurs, relais, transformateurs ou photocoupleurs. Ces derniers offrent sans conteste les meilleures performances de vitesse, de réponse en courant continu, de forte réjection de mode commun et de faible capacité de couplage entrée-sortie.

Dans la mise en oeuvre d'une interface entre un système perturbé et un système logique, il est recommandé, sinon obligatoire, de prévoir quelques points de test (signaux de commutation ou niveaux de seuil) où le signal peut être considéré comme une référence valable. Le signal de commande, ou de contre réaction, peut être continu, alternatif, de niveau compris entre 5 V et 110 ou 240 V. L'étude d'un tel système à commutation de seuil peut devenir plus qu'un problème banal. C'est particulièrement vrai avec les photocoupleurs lorsque l'on considère la gamme des rapports de transfert en courant que l'on peut trouver.

Le problème peut être facilement résolu en utilisant le photocoupleur Hewlett-Packard 3700 qui combine, sur une seule puce à huit broches en boîtier DIL, une entrée continue, une entrée alternative avec sa fonction détection en courant ou en tension et un photocoupleur à très forte tension d'isolement.

Le schéma simplifié de la figure 1 en donne le principe. Le 3700 est constitué d'une cellule de détection double alternance suivie d'un circuit de détection de seuil intégré,

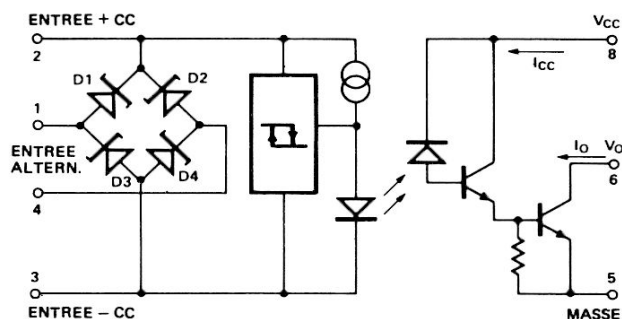


FIGURE 1 — Schéma de principe du HCPL-3700

d'une DEL et d'un circuit détecteur intégré. Ce dernier détecteur comporte une photodiode et un amplificateur Darlington à grand gain.

Le circuit d'entrée fonctionne en continu ou en alternatif et fournit un niveau de seuil avec hystérésis compensé en température et garanti. Le seuil de commutation peut être augmenté par l'adjonction d'une simple résistance extérieure.

La détection du niveau de seuil se faisant dans les circuits d'entrée avant isolement et amplification par l'étage à grand gain, les variations du rapport de transfert de courant dans le temps ou entre dispositifs ont une influence moindre.

Outre la possibilité d'être attaquées par des signaux alternatifs ou continus, les diodes Zener du pont fournissent un écrêtage de la tension d'entrée pour protéger le circuit de seuil ou les DEL lorsque se présentent une surtension ou un surcourant. La DEL est alimentée par une source de courant à découpage.

La sortie du photocoupleur est constituée par un Darlington à grand gain et à collecteur ouvert, elle est compatible TTL ou CMOS. Son pouvoir de réjection en mode commun et son immunité contre les transitoires de 600 V/ μ s permettent une excellente séparation entrée-sortie. Sa tension d'isolement atteint 3000 VCC. Il est recommandé de l'utiliser dans une plage de température comprise entre 0 et 70°C.

Le HCPL-3700 répond aux exigences d'environnement des systèmes de surveillance industrielle pour l'interface entre les signaux issus d'équipement alimentés en courant alternatif ou continu et les circuits logiques de commande. Le contrôle de la fermeture de contacts ou de la tension d'excitation de relais, la détection de défauts de fonctionnement des circuits de contacts de proximité ou de jauges, la surveillance des signaux issus de capteurs de température ou de pression peuvent être réalisés avec le HCPL-3700 lorsque de forts isollements sont nécessaires.

Caractéristiques

L'étude des caractéristiques tension-courant à l'entrée et de transfert entrée-sortie permet de mieux comprendre le fonctionnement du HCPL-3700. La figure 2 fournit les caractéristiques I_{IN}/V_{ENTREE} (mA et V) en courant continu et alternatif.

Le circuit d'entrée en CC est équivalent à une résistance de 1000 Ω en série avec une tension de déchet de 1 V. Si les broches CA (1 à 4) ne sont pas utilisées, la tension continue à l'entrée peut atteindre 12 V (2 fois la tension de Zener des diodes) avant que n'ait lieu l'écrêtage. Si l'on raccorde les broches 1, 4 (entrée CA) à la masse ou respectivement aux bornes 2 et 3 (entrée CC), l'écrêtage du signal d'entrée aura lieu pour 6 V (1 fois la tension de Zener). Pendant l'écrêtage, il est important que le courant reste en deçà de certaines limites. D'autre part, pour éviter un débit trop important dans la diode substrat, la tension de polarisation en inverse à l'entrée CC ne doit pas dépasser -0,5 V. Le choix du niveau de seuil de la tension d'entrée est déterminée par les conditions de fonctionnement du système. L'avantage de la fixation des signaux d'entrée à de faibles niveaux limite le courant inverse dans la DEL ainsi que la puissance à l'entrée du système sous l'action de fortes tensions parasites ou de transitoires courantes dans un environnement industriel. La limitation interne permet parfois de se passer d'éléments de protection additionnels.

L'entrée alternative est assez semblable à l'entrée continue, elle possède en plus deux tensions directes de diode (une tension de Zener plus une tension de diode polarisée en direct), et présente une symétrie pour des polarisations positives ou négatives. Il n'est pas possible de modifier le niveau de seuil par combinaison de broches.

Les caractéristiques de transfert illustrées figure 3 montrent comment la tension de sortie varie en fonction de la tension ou du courant d'entrée. L'hystérésis voulue améliore l'immunité au bruit et maintient un temps de réponse rapide (t_r , t_f) même pour les signaux d'entrée à variation lente.

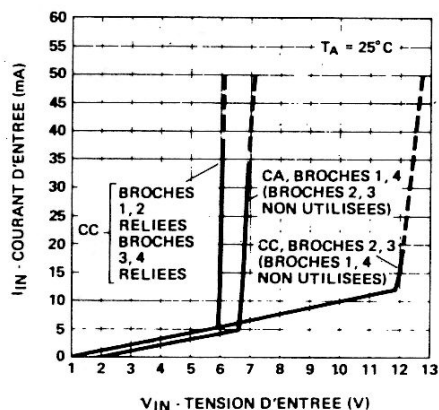


FIGURE 2 — Caractéristiques d'entrée typiques I_{IN} en fonction de V_{IN}

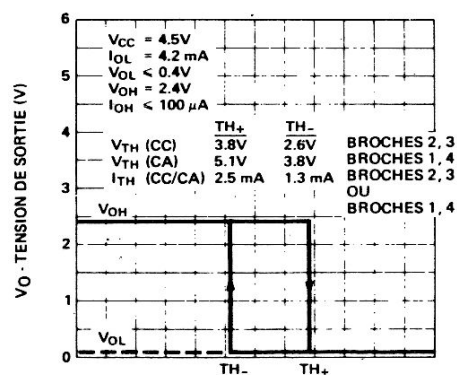


FIGURE 3 — Caractéristiques de transfert typiques du HCPL-3700

L'hystérésis du système est définie :

en tension par $V_{HYS} = V_{TH+} - V_{TH-}$, ou

en courant par $I_{HYS} = I_{TH+} - I_{TH-}$.

La sortie du photocoupleur se met à l'état bas dès que la tension (ou le courant) d'entrée dépasse V_{TH+} (ou I_{TH+}). Elle repasse à l'état haut dès que la tension (ou le courant) à l'entrée devient inférieure à V_{TH-} (ou I_{TH-}).

Le HCPL-3700 a des niveaux de commutation de seuil préprogrammés en continu comme en alternatif. D'autres niveaux peuvent être définis en utilisant une simple résistance en série dans le circuit d'entrée (voir équation 1). Il est parfois intéressant de répartir cette résistance par moitié sur chaque borne d'entrée pour améliorer la protection contre les transitoires et limiter la puissance dissipée par une seule résistance.

La figure 4 illustre quatre interfaces courantes lorsque l'on utilise un microprocesseur comme système de surveillance industriel. Les trois premières sont étudiées dans la présente note.

Exemple 1

La tension continue appliquée aux bornes d'un moteur permet de surveiller sa vitesse et ses conditions de charge.

Exemple 2

Un circuit de commande est constitué par un interrupteur de sécurité destiné à établir ou couper un circuit alimenté sous 115 V (ou 220 V) pour des raisons de commodité, et un HCPL-3700 pour améliorer son immunité au bruit.

Exemple 3

Un HCPL-3700 est utilisé pour surveiller l'alimentation secteur (baisse de tension ou coupure) d'un contrôleur. L'emploi d'une résistance shunt pour améliorer la précision du seuil est étudié à ce propos.

La figure montre de plus qu'il est possible d'employer deux HCPL-3700 pour définir les limites haute et basse entre lesquelles peut varier une température dans un processus industriel. Noter que dans ce cas, les niveaux de commutation du photocoupleur doivent être beaucoup plus précis que dans les autres exemples. Un quatrième exemple étudie l'utilisation d'une ligne téléphonique louée pour transmettre les informations au HCPL-3700.

Exemple 1 : Seuil de tension en continu

La surveillance du moteur à courant continu a pour but prioritaire de fournir l'indication de sa vitesse de rotation minimale avant de le faire travailler. Si la tension appliquée V_M est supérieure à 5 V, on suppose la vitesse voulue atteinte. La tension maximale appliquée est de 10 V. La figure 5 montre l'organisation du circuit pour cette application (les symboles sont définis dans l'appendice).

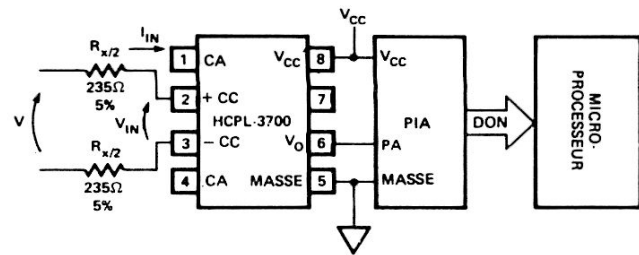


FIGURE 5 — Utilisation d'un HCPL-3700 en interface tension CC - microprocesseur

Le système fonctionne dans les conditions suivantes :

Niveaux des tensions extérieures (V_M)

$$V_+ = 5V_{CC} (50\%)$$

$$V_{crête} = 10V_{CC}$$

Niveaux d'entrée du HCPL-3700

$$V_{TH+} = 3,8V$$

$$V_{TH-} = 2,6V$$

$$V_{ICH3} = 12V$$

$$I_{TH+} = 2,5mA$$

$$I_{TH-} = 1,3mA$$

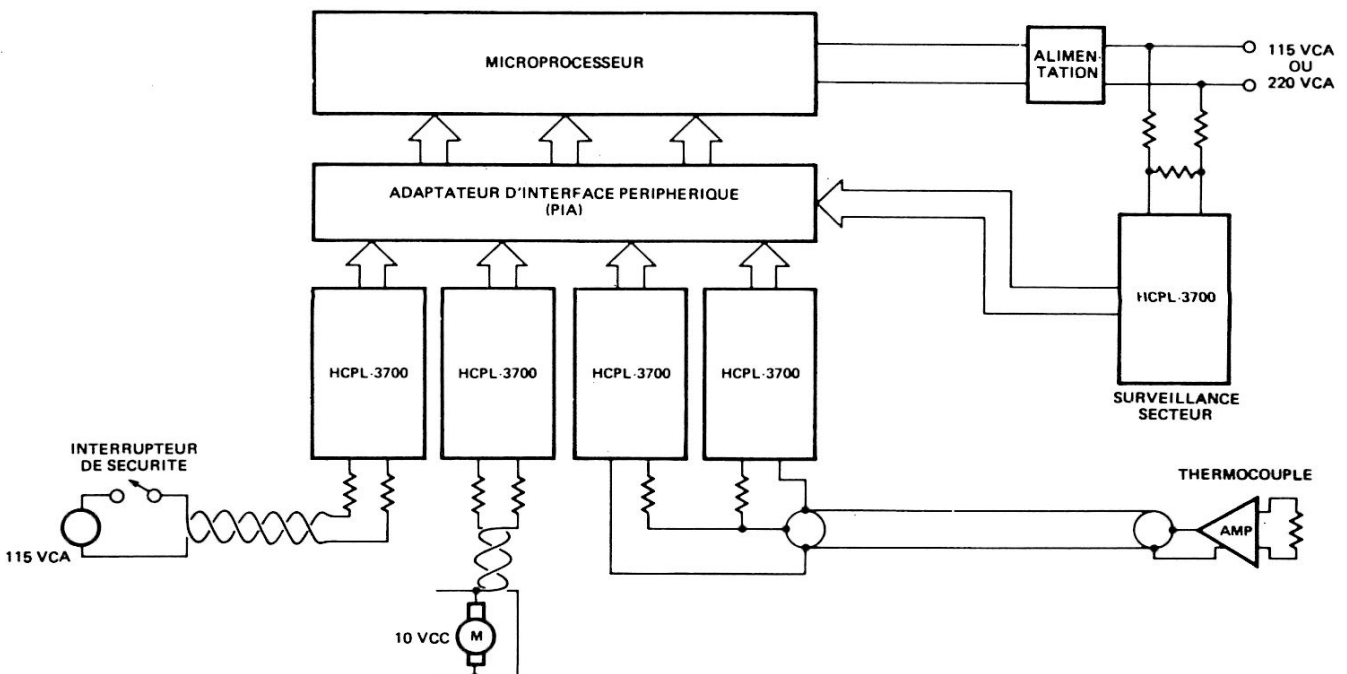


FIGURE 4 — Utilisation de HCPL-3700 comme interface CC ou CA - microprocesseur

Pour un seuil de 5 V, R_X est calculé de la façon suivante :

$$R_X = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \quad (1)$$

$$= \frac{5V - 3,8V}{2,5mA}$$

$$R_X = 480\Omega \quad (470\Omega \pm 5\%)$$

Ce qui donne comme niveau de seuil inférieur :

$$V_- = I_{TH-} R_X + V_{TH-} \quad (2)$$

$$= (1,3mA) 470\Omega + 2,60V$$

$$V_- = 3,21V$$

En tenant compte des tolérances sur les caractéristiques du HCPL-3700 et sur la résistance R_X (5%), la variation du V_+ peut être comprise entre + 12,4% et - 15%, celle de V_- entre + 14% et - 23,5% (Nota : Pour une tension extérieure faible, le niveau de seuil V_+ , comparable en amplitude à V_{TH+} du photocoupleur ($V_+ \leq 10 V_{TH+}$), les tolérances ne sont pas améliorées avec une résistance R_X à 1%; par contre, si $V_+ > 10 V_{TH+}$, une résistance à 1% réduira les variations de V_+).

En réalisant un montage série-parallèle, il est possible de déterminer extérieurement V_+ et V_- . Se reporter à l'exemple 3.

La puissance dissipée par R_X dépend de la validité de l'une des deux inégalités suivantes :

$$\text{si } \frac{V_+}{V_{crête}} > \frac{V_{TH+}}{V_{IHC}} \quad (V_{IN} \text{ ne provoque pas le verrouillage}) \quad (3)$$

$$\text{si } \frac{V_+}{V_{crête}} < \frac{V_{TH+}}{V_{IHC}} \quad (V_{IN} \text{ provoque le verrouillage}) \quad (4)$$

V_{IHC} représentant la valeur particulière de la tension de seuil à l'entrée indiquée dans les caractéristiques relevées sur la fiche technique.

Dans ce cas, les broches 1 et 4 ne sont pas connectées en continu, il n'y aura pas de tension de seuil car :

$$\frac{V_+}{V_{crête}} > \frac{V_{TH+}}{V_{IHC3}}$$

$$\frac{5V}{10V} > \frac{3,8V}{12,0V}$$

Par suite, il est prudent de prévoir une résistance R_X de dissipation maximale aux conditions pour lesquelles la tension de seuil ne s'établit pas. Elle se calcule de la façon suivante :

$$P_{R_X} = \frac{\left[V_{crête} \left(\frac{R_X}{R_X + 1 \text{ k}\Omega} \right) \right]^2}{R_X} \quad \text{(Entrée non verrouillée)} \quad (5)$$

$$= \frac{\left[10V \left(\frac{470\Omega}{1470\Omega} \right) \right]^2}{470\Omega}$$

$$P_{R_X} = 21,8mW$$

Si la condition $V_+/V_{crête} < V_{TH+}/V_{IHC}$ est réalisée (tension d'entrée verrouillée), la formule donnant la dissipation maximale de R_X devient :

$$P_{R_X} = \frac{(V_{crête} - V_{IHC})^2}{R_X} \quad \text{(Entrée verrouillée)} \quad (6)$$

Le courant d'entrée ou la puissance doivent être calculées pour être compatibles avec les possibilités du HCPL-3700. Dans les conditions de verrouillage de la tension d'entrée, on obtient :

$$I_{IN} = \frac{V_{crête} - V_{IHC}}{R_X} < I_{IN} \text{ (max)} \quad (7)$$

$$P_{IN} = V_{IHC} (I_{IN}) < P_{IN} \text{ (max)} \quad (8)$$

Condition
de
verrouillage

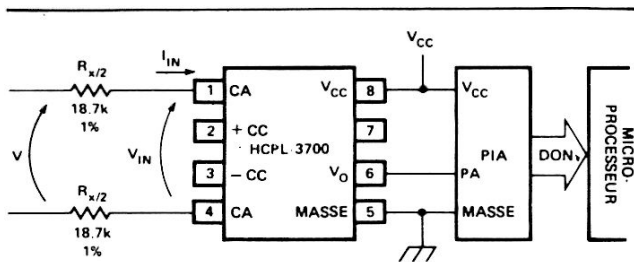


FIGURE 6 — Interface tension alternative - microprocesseur à l'aide d'un HCPL-3700

Dans les conditions de non verrouillage de la tension d'entrée, le courant maximal à l'entrée et la puissance admissibles ne seront pas dépassés, ceci ne se produisant que dans les conditions de verrouillage.

La sortie n'a pas besoin d'être chargée, l'adaptateur d'interface périphérique (PIA), un MC-6821, par exemple, possédant une résistance de source interne raccordée à ses entrées.

Exemple 2 : Fonctionnement en alternatif

La figure 6 montre une application en alternatif. Elle concerne un système comportant un contact de sécurité coupant un circuit 115 V. Ce genre de circuit est communément alimenté en alternatif et le HCPL-3700 possède la cellule de redressement nécessaire. En se servant de ce photocoupleur comme interface avec l'adaptateur d'interface périphérique, il est possible soit de ne pas filtrer le signal alternatif, soit de le filtrer à l'entrée ou à la sortie du système. Le choix entre ces trois possibilités est étudié ci-après. La solution la plus simple consiste à ne pas filtrer mais le programme doit prévoir un processus de détection. Le filtrage en sortie, méthode classique, peut présenter certains problèmes avec une logique TTL lorsque le temps d'établissement du signal à l'entrée est lent. Le filtrage à l'entrée élimine le problème de la constante de temps à l'établissement mais augmente le retard à l'entrée.

Fonctionnement sans filtrage

Dans cet exemple, on choisit une valeur de 98 V en se basant sur 60% de la valeur crête. Régler un contact de sécurité à 60% du niveau du signal procure une immunité suffisante contre le bruit sur une ligne ouverte en 115 V alternatif lorsque le HCPL-3700 est monté de façon à fonctionner pour des tensions secteur à - 15% de leur valeur nominale quand le contact de sécurité est fermé.

La valeur de R_X pour le niveau de détection de seuil sans la capacité de filtrage C, aux bornes d'entrée continu; est obtenue de la façon suivante :

$$R_X = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \quad (9)$$

$V_{TH+} = 5,1V$
 (Tension alternative instantanée)
 $I_{TH+} = 2,5mA$

$$R_X = \frac{98V - 5,1V}{2,5mA}$$

$$R_X = 37,2k\Omega \quad (\text{Utiliser sur chaque conducteur d'entrée une résistance } R_X/2 = 18,7k\Omega, 1\%)$$

Le niveau de seuil inférieur sera de :

$$V_- = I_{TH-} R_X + V_{TH-} \quad (10)$$

$$= (1,3mA)(37,4k\Omega) + 3,8V$$

$$V_- = 52,4V \quad (32\% \text{ de la tension crête à l'entrée})$$

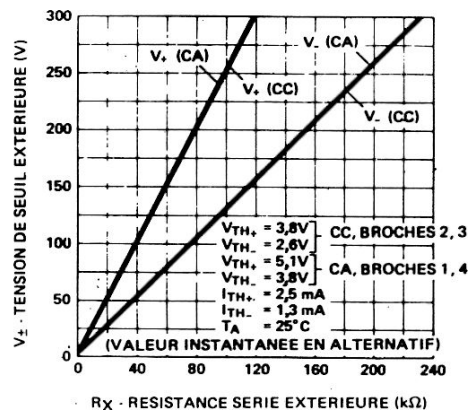


FIGURE 7 — Caractéristique typique de seuil extérieur

La figure 7 permet de sélectionner graphiquement la valeur de R_X pour une valeur particulière de la tension de seuil extérieure $V_{\pm}$.

La figure 8 indique, pour la valeur de R_X ci-dessus, la forme du signal en sortie du HCPL-3700 pour $V_+ = 98 V$ (60% de la tension crête).

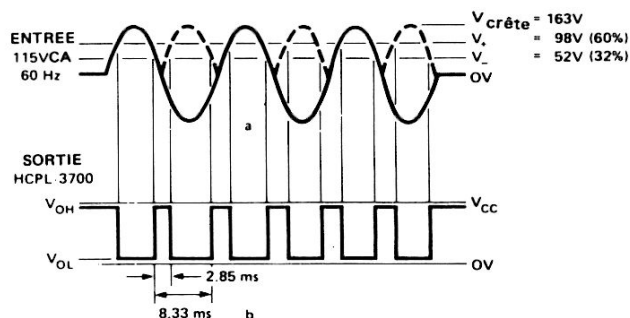


FIGURE 8 — Forme du signal en sortie du HCPL-3700 suivant montage de la figure 7 sans filtrage

Pour déterminer la durée de l'état haut, se reporter à la figure 9 et à l'équation (11).

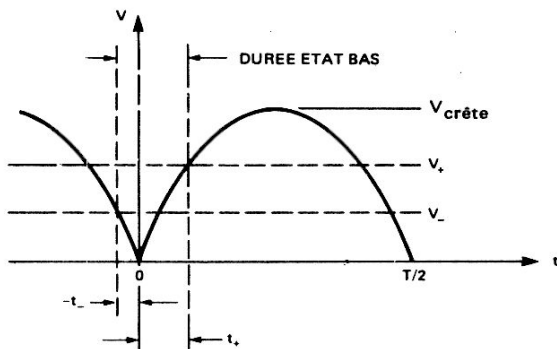


FIGURE 9 — Détermination de la durée état haut - état bas

A cause de la symétrie de l'onde sinusoïdale, l'état haut dure $t_- + t_+$, $t_{\pm}$ étant calculé avec la formule suivante :

$$t_{\pm} = \frac{T}{360^\circ} \sin^{-1} \left(\frac{V_{\pm}}{V_{\text{crête}}} \right) \quad (11)$$

l'arc sinus étant exprimé en degrés, T étant la période du signal.

Sans filtrage, la forme d'onde doit être utilisée comme une information. Il faut créer un programme qui provoque l'examen à intervalle régulier du signal par le microprocesseur de façon à déterminer si la tension alternative est toujours présente à l'entrée du HCPL-3700. Ce montage évite les problèmes de filtrage et les retards qui en résultent, mais demande une programmation plus complexe du microprocesseur.

Fonctionnement en alternatif avec filtrage à l'entrée

Une méthode valable pour obtenir un état bas continu en sortie, en présence du signal alternatif à l'entrée, est de placer une capacité de filtrage entre les bornes 2 et 3 (entrée CC), le signal alternatif étant appliqué entre les bornes 2 et 3 (entrée CC), le signal alternatif étant appliqué entre les bornes 1 et 4 (redresseur double alternance). Ce filtrage à l'entrée permet une plus grande souplesse d'adaptation du HCPL-3700 à l'interface directe avec un circuit TTL ou CMOS, en éliminant le ralentissement du temps d'établissement provoqué par un filtrage en sortie, d'autant plus que cette capacité diminue à la fois la sensibilité aux

transitoires et aux rebonds du contact de sécurité. Le filtrage étant réalisé après R_X , la tension appliquée aux bornes de la capacité ne dépasse pas 6,7 V crête en CA, valeur de la tension de seuil V_{IHC2} . Son désavantage est d'apporter un retard supplémentaire à la commutation de l'optocoupleur, dû à la charge et de la décharge du condensateur au démarrage. Ce mode de filtrage, illustré figure 10, est expliqué ci-après :

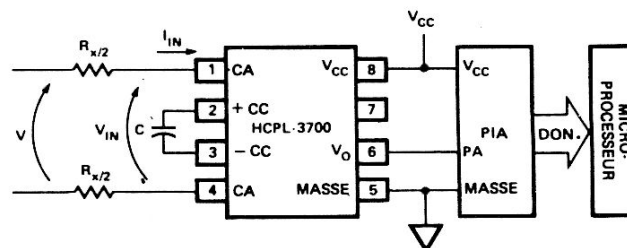


FIGURE 10 — Filtrage à l'entrée avec HCPL-3700

Le système est placé dans les mêmes conditions que dans l'exemple précédent.

La plus petite valeur de C qui assure un filtrage efficace est déterminée par les caractéristiques du photocoupleur. Aux faibles tensions alternatives, la capacité doit se charger au moins à V_{TH+} pour qu'il y ait fonctionnement mais ne doit pas atteindre V_{TH-} pendant la décharge. Une estimation valable de la valeur de C est donnée par la formule suivante :

$$V_{TH+} - V_{TH-} = V_{TH+} e^{-t/\tau}, \quad \tau = R_{IN} C_{\min} \quad (12)$$

R_{IN} représentant la résistance d'entrée du HCPL-3700.

$$C_{\min} = \frac{t}{R_{IN} \ln \left(\frac{V_{TH+}}{V_{TH+} - V_{TH-}} \right)} \quad (13)$$

avec $R_{IN} = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{TH+} = 3,8 \text{ V}$, $V_{TH-} = 2,6 \text{ V}$ et $t = 8,33 \text{ ms}$ à 60 Hz ou $t = 10 \text{ ms}$ à 50 Hz.

$$C_{\min} = 7,23 \mu\text{F} \text{ à } 60 \text{ Hz}$$

$$C_{\min} = 8,68 \mu\text{F} \text{ à } 50 \text{ Hz}$$

Le filtrage n'est efficace que si C est supérieur à C_{min} : il faut donc tenir compte des tolérances de la capacité pour que cette condition soit toujours tenue. C doit quand même être maintenue aussi faible que possible pour limiter la durée du retard. La capacité de filtrage modifiant l'impédance d'entrée, la valeur de R_X doit être recalculée. Les courbes de la figure 11 donnent la valeur de R_X en fonction de la tension de seuil $V_{\pm}$ pour différentes valeurs de C. Dans une application nécessitant une condition nominale de fonctionnement à 65% d'une tension secteur de 115 V eff., soit 75 V eff., une résistance R_X de $26,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ avec un condensateur de $10 \mu\text{F}$ fournira le seuil désiré. La dissipation de R_X se déduit des conditions de verrouillage ($V_+/V_{crête} < V_{TH+}/V_{ICH2}$), sa valeur est de 455 mW (voir figure 6). Une résistance $R_X/2$ de 0,5 W dans chaque branche résoudra le problème.

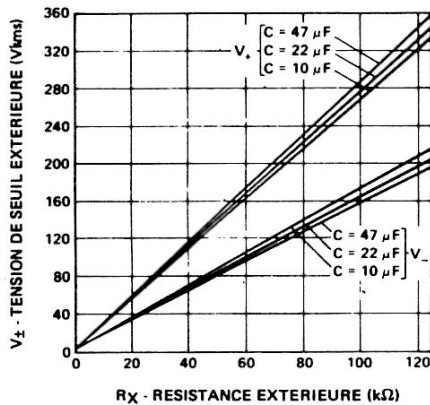


FIGURE 11 — Tension de seuil extérieure en fonction de R_X pour différentes valeurs de la capacité de filtrage C

Exemple 3 : Fonctionnement en alternatif avec amélioration de la précision et du contrôle du seuil

Certaines applications nécessitent des niveaux de seuil très précis. La possibilité de définir indépendamment le seuil supérieur et inférieur permettra à l'utilisateur de s'adapter à des nécessités particulières. La figure 12 donne le schéma de principe d'un montage permettant de détecter une disparition de la tension d'alimentation d'un ordinateur et d'éviter l'effacement des mémoires pendant le phénomène.

Dans ce montage, le photocoupleur HCPL-3700 est branché sur la ligne d'alimentation et sa sortie est couplée à une bascule de Schmitt à niveau TTL (7414).

Dans les exemples précédents, une seule résistance série R_X était utilisée pour déterminer l'un des niveaux de seuil. L'autre niveau était automatiquement déterminé par l'hystérésis du dispositif. Une solution serait de déterminer R_X , pour un niveau de seuil inférieur fixé à 50% du niveau

nominal crête à l'entrée, uniquement pour trouver un niveau de seuil supérieur à 90% du niveau nominal crête.

En tablant sur une variation de secteur de + 10%, - 15%, il peut arriver que le photocoupleur n'atteigne jamais le seuil supérieur avec un secteur à - 15%. Une plus grande latitude dans la fixation des deux seuils s'obtient en combinant la résistance série R_X et une résistance parallèle R_p comme sur la figure 12.

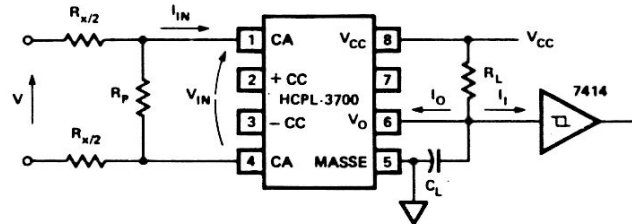


FIGURE 12 — Système de surveillance du secteur avec détermination simultanée des niveaux de seuil supérieur et inférieur, et filtrage en sortie

Chaque niveau peut être déterminé par une équation, ce niveau de seuil supérieur par l'équation :

$$V_+ = R_X \left(I_{TH+} + \frac{V_{TH+}}{R_p} \right) + V_{TH+} \quad (14)$$

et le niveau de seuil inférieur par :

$$V_- = R_X \left(I_{TH-} + \frac{V_{TH-}}{R_p} \right) + V_{TH-} \quad (15)$$

En résolvant les équations en R_X et R_p , on obtient :

$$R_X = \frac{V_{TH-} (V_+) - V_{TH+} (V_-)}{I_{TH+} (V_{TH-}) - I_{TH-} (V_{TH+})} \quad (16)$$

$$R_p = \frac{V_{TH-} (V_+) - V_{TH+} (V_-)}{I_{TH+} (V_- - V_{TH-}) + I_{TH-} (V_{TH+} - V_+)} \quad (17)$$

Les équations (16) et (17) ne sont valables que si les conditions (18) et (19) sont remplies. Les niveaux de seuil externes voulus V_+ et V_- sont fixés d'avance et les valeurs

de $V_{TH\pm}$ et $I_{TH\pm}$ sont relevées dans le tableau des caractéristiques de la fiche technique. Ces valeurs trouvées, il faut déterminer si le dénominateur de R_X , équation (16), est positif ou négatif. S'il est positif, il faut remplir les conditions suivantes :

$$\frac{V_+}{V_-} \geq \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \text{ et } \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} < \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}} \quad (18)$$

Par contre, si le dénominateur est négatif, il faut remplir les conditions ci-dessous :

$$\frac{V_+}{V_-} \leq \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \text{ et } \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} > \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}} \quad (19)$$

Une ligne alimente un ordinateur sous 115 V eff., 60 Hz (163 V crête) : elle doit être surveillée pour détecter toute chute de tension supérieure à 50% et signaler son rétablissement à 75%. La tension peut varier entre 110% (179 V crête) et 85% (139 V crête) de sa valeur nominale.

Ceci suppose :

$$V_- = 81,5V \quad (50\%), \text{ seuil d'arrêt}$$

$$V_+ = 122,5V \quad (75\%), \text{ seuil de démarrage}$$

Sont données :

$$V_{TH+} = 5,1V \quad I_{TH+} = 2,5mA \quad V_{IHC2} = 6,7V$$

$$V_{TH-} = 3,8V \quad I_{TH-} = 1,3mA$$

En utilisant les équations (16) et (17) pour calculer R_X et R_p , et si les conditions (18) et (19) sont remplies :

$$R_X = 17,4 \text{ k}\Omega, \text{ utiliser une résistance de } 18\text{k}\Omega, 5\%$$

$$R_p = 1,2 \text{ k}\Omega, \text{ utiliser une résistance de } 1,2\text{k}\Omega, 5\%$$

Pour terminer le calcul du courant d'entrée maximal I_{IN} et la puissance des résistances R_X et R_p , il faut vérifier si la tension d'entrée provoquera un seuil à la tension crête appliquée. Les équations (3) et (4) permettent de s'assurer s'il y aura seuil ou non, elles donnent dans le cas présent :

$$0,75 = \frac{V_+}{V_{crête}} \approx \frac{V_{TH+}}{V_{IHC2}} = 0,76$$

ce qui indique que V_{IN} répond tout juste aux conditions nécessaires pour qu'il y ait seuil.

Dans cette application, le courant I_{IN} est donné approximativement par :

$$I_{IN} = \frac{V - \frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}}{R_X} - \frac{\frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}}{R_p} < I_{IN}(\text{max}) \quad (20)$$

$$= \frac{115V - \frac{6,7V}{\sqrt{2}}}{18 \text{ k}\Omega} - \frac{\frac{6,7V}{\sqrt{2}}}{1,2 \text{ k}\Omega}$$

$$I_{IN} = 2,18mA \text{ eff.} < 34,3mA$$

La dissipation de R_X est donnée par :

$$P_{R_X} = \frac{\left(V - \frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_X} \quad (21)$$

soit environ 675 mW.

Lorsque les conditions de seuil existent, la puissance maximale dissipée par R_p est de 18,7 mW, donnée par l'équation :

$$P_{R_p} = \frac{\left(\frac{V_{IHC2}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_p} \quad (22)$$

Filtrage en sortie

L'avantage du filtrage en sortie est qu'il est facile à mettre en oeuvre. Le signal en sortie n'introduit qu'un seul retard au moment du seuil d'arrêt alors que le filtrage à l'entrée introduit un retard aussi bien sur le seuil d'arrêt que sur le seuil de démarrage, à cause de la charge et de la décharge initiales du condensateur. Son désavantage réside dans le fait que le long temps de transition t_r , amené par le filtre RC en sortie, nécessite une porte logique à bascule de Schmitt pour séparer le circuit de filtrage des circuits logiques qui le suivent et éliminer les instabilités. Le calcul de la résistance de charge et de la capacité est donnée ci-après.

Les données suivantes fixent les conditions d'interface :

HCPL-3700

$$V_{OL} = 0,4V$$

$$I_{OL} = 4,2mA$$

$$I_{OH} = 100\mu A \text{ max}$$

$$V_{CC} = 5,0V \pm 5\%$$

7414

$$V_{T+}(\text{min}) = 1,5V$$

$$V_{T+}(\text{max}) = 2,0V$$

$$I_{IH} = 40\mu A \text{ max}$$

$$I_{IL} = -1,2mA \text{ max}$$

Niveau de seuil
de la bascule
de Schmitt

Avec les conventions de courant de la figure 12, la valeur minimale de R_L qui garantit que le transistor de sortie reste saturé, est donnée par :

$$R_L(\text{min}) \geq \frac{V_{CC}(\text{max}) - V_{OL}}{I_{OL} + I_{IL}} \quad (23)$$

$$= \frac{5,25V - 0,4V}{4,2mA - 1,2mA} = 1,62 \text{ k}\Omega$$

La valeur maximale de R_L est calculée pour avoir une garde de 0,4 V sur le paramètre $V_{T+}(\text{max})$ ou $V_{IH} = V_{T+}(\text{max}) + 0,4V$.

$$R_L(\text{max}) \leq \frac{V_{CC}(\text{min}) - V_{IH}}{I_{OH} - I_{IH}} \quad (24)$$

$$= \frac{4,75V - 2,4V}{0,1mA + 0,04mA} = 16,8 \text{ k}\Omega$$

Prendre R_L égale à 1650 Ω .

C_L peut être déterminé de la façon suivante : en se reportant à la figure 8, la sortie du photocoupleur sera à l'état haut pendant un temps déterminé par le niveau choisi pour V_+ . Dans le présent exemple, $V_+ = 122,5V$ (75%) et $V_- = 81,5V$ (50%). En admettant une tension crête minimale de 13 V, la durée du niveau haut (sans C_L) calculée à partir de l'équation (11) est de 4,58 ms. Avec la valeur de C_L appropriée, le signal filtré en sortie est indiqué en trait plein figure 13.

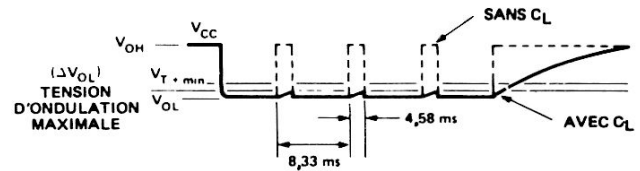


FIGURE 13 — Signal en sortie du HCPL-3700

L'amplitude d'ondulation au dessus de $V_{OL} + \Delta V_{OL} = 1V$, ce qui donne une marge de bruit de 0,5 V avant d'atteindre $V_{T+}(\text{min}) = 1,5V$. La forme exponentielle de l'ondulation est provoquée par la charge de C_L à travers R_L et la résistance d'entrée R_{INTTL} de la porte logique. La variation de V_{OL} admise est de la forme :

$$\Delta V_{OL} = (V_{OH} - V_{OL}) (1 - e^{-t/\tau}) \quad (25)$$

avec $\tau = R'_L C_L$ et R'_L étant la résistance équivalente à R_L et R_{INTTL} montées en parallèle.

En dessous de $V_{T+} = 1,5V$ (min), R_{INTTL} est constante et égale à 6 k Ω . D'où :

$$R'_L = \frac{R_L R_{INTTL}}{R_L + R_{IN}} \quad (26)$$

$$= \frac{(1,65 \text{ k}\Omega) (6 \text{ k}\Omega)}{1,65 \text{ k}\Omega + 6 \text{ k}\Omega}$$

$$R'_L = 1,29 \text{ k}\Omega$$

L'équation (25) permet de calculer τ :

$$\tau = \frac{t}{\ln \left(\frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{OH} - V_{OL} - \Delta V_{OL}} \right)} \quad (27)$$

En remplaçant les symboles par leur valeur déterminée plus haut et en utilisant la formule $V_{OH} = V_{CC} - (I_{OH} + I_{IH}) R_L$:

$$\tau = \frac{4,58ms}{\ln \left(\frac{4,8V - 0,4V}{4,8V - 0,4V - 0,6V} \right)}$$

$$\tau = 31,24ms$$

C_L peut être calculée directement :

$$C_L = \frac{\tau}{R'_L} \quad (28)$$

$$= \frac{31,24 \text{ ms}}{1,29 \text{ k}\Omega} \quad \text{c'est-à-dire, un condensateur}$$

$$C_L = 24,2 \mu\text{F} \quad \text{de } 27 \mu\text{F} \pm 10\% \\ \text{ou de } 33 \mu\text{F} \pm 20\%$$

Avec cette valeur de C_L , le temps d'établissement pour que le réseau $R_L C_L$ permette d'atteindre V_{T+} de la porte TTL est donné par :

$$V_{OL} + (V_{OH} - V_{OL}) (1 - e^{-t/\tau}) = V_{T+} \quad (29)$$

En résolvant par rapport à t :

$$t = \tau \ln \left(\frac{V_{OH} - V_{OL}}{V_{OH} - V_{T+}(\text{min})} \right) \quad (30)$$

et en remplaçant V_{OH} par 4,8 V, V_{OL} par 0,4 V, $V_{T+}(\text{min})$ par 1,5 V et τ par 31,24 ms :

$$t = 9,0 \text{ ms}$$

Cette valeur correspond au temps que met le système à répondre à une baisse de tension de la ligne en dessous du niveau de seuil 50% (V_-). Par essence, le temps de réponse est légèrement plus long qu'un demi cycle à 60 Hz (8,33 ms) dans les cas les plus défavorables de variation du secteur. Ce retard est acceptable dans un système de protection secteur. Dans cet exemple, le cas le plus défavorable n'a pas été étudié. Il faudra faire cette analyse pour s'assurer du bon fonctionnement du circuit en fonction du secteur disponible pour toutes les variations possibles des différents paramètres, des tolérances des composants et de la température.

Amélioration de la précision des seuils

Dans les exemples précédents de filtrage en sortie, les deux niveaux de seuil extérieurs étaient définis pour des conditions de démarrage à $V_+ = 122,5 \text{ V}$ (75%) et d'arrêt à $V_- = 81,5 \text{ V}$ (50%). La valeur calculée de R_X était de 17,4 k Ω , celle de R_P de 1,2 k Ω . En utilisant des résistances de 18 k Ω et de 1,2 k Ω à 5%, le niveau de seuil supérieur atteint 126,6 V.

En étudiant la combinaison la plus défavorable des variations de V_{TH+} , I_{TH+} du photocoupleur, des tolérances à $\pm 5\%$ de R_X et R_P , on s'apercevra que la variation résultante dans le niveau de V_+ peut être comprise entre + 23% et - 25% du résultat escompté.

Si une précision supérieure du niveau est nécessaire, elle peut être obtenue en diminuant R_P pour que sa valeur domine par rapport aux variations de résistance d'entrée du photocoupleur. En utilisant une résistance à 1% de valeur suffisamment faible, les tolérances sur V_+ peuvent être nettement améliorées. Les calculs suivants donnent la marche à suivre pour obtenir des niveaux de seuils de précision presque maximale. Il est à noter que les HCPL-3700 sont très homogènes une fois les résistances extérieures déterminées pour un niveau et un HCPL-3700 donnés. Le seul compromis admis, dans la maîtrise supplémentaire de la précision, est que R_X et R_P aient une dissipation plus forte.

La figure 14 suppose que le circuit est au niveau supérieur de seuil. Pour V_{TH+} constant, on désire maintenir I_+ à moins de $\pm 5\%$ de sa valeur nominale alors que I_{P+} ne doit pas varier de $\pm 1\%$. Avec ces données, les équations (31) et (32) peuvent être posées et résolues en fonction de la grandeur de I_{P+} nécessaire au maintien des conditions de I_+ . I_+ est la somme de I_{P+} et de I_{TH+}

$$1,05 I_+ = 1,01 I_{P+} + I_{TH+}(\text{max}) \quad (31)$$

$$0,95 I_+ = 0,99 I_{P+} + I_{TH+}(\text{min}) \quad (32)$$

où

$$I_{TH+}(\text{max}) = 3,11 \text{ mA}$$

$$I_{TH+}(\text{min}) = 1,96 \text{ mA}$$

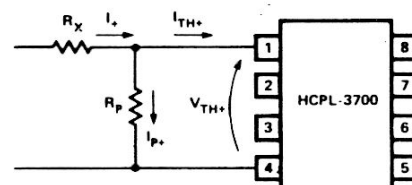


FIGURE 14 — Amélioration de la précision du seuil en utilisant les résistances extérieures R_X et R_P

En résolvant (31) et (32) par rapport à I_{P+} , on obtient :

$$I_{P+} = 11,2 \text{ mA},$$

et

$$R_P = \frac{V_{TH+}}{I_{P+}} \quad (33) \\ = \frac{5,1 \text{ V}}{11,2 \text{ mA}}$$

$$R_P = 433 \Omega, \text{ utiliser une résistance de } 453 \Omega, 1\%$$

R_X	T O L.	R_P	T O L.	TOLERANCE SUR I_+	TOLERANCE SUR V_+		PUISSANCE MAX DISSIPÉE DANS $R_X + R_P$ (eff.)
18 k Ω	5%	1,2 k Ω	5%	+17,5% -21,2%	+ 23%	- 25%	0,69 W
8,66 k Ω	1%	453 Ω	1%	$\pm 5\%$	+12,7%	-19,3%	1,45 W
4,32 k Ω	1%	205 Ω	1%	$\pm 3\%$	+11,2%	-18,9%	2,92 W
2,15 k Ω	1%	97,5 Ω	1%	$\pm 2\%$	+10,6%	-18,8%	5,89 W

TABLEAU 1 – Tolérances sur la précision du seuil en fonction des tolérances et de la dissipation de R_X et R_P à V_+ nominal = 122,5 V

Cette nouvelle valeur de R_P amène à calculer une nouvelle valeur pour R_X pour conserver le même niveau de seuil V_+ .

$$R_X = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_+} \quad \text{où} \quad I_+ = I_{P+} + I_{TH+} \quad (34)$$

$$= 11,2\text{mA} + 2,5\text{mA}$$

$$= \frac{122,5\text{V} - 5,1\text{V}}{13,7\text{mA}}$$

$R_X = 8,57 \text{ k}\Omega$, utiliser une résistance de 8,66k Ω , 1%

Avec une variation de $\pm 1\%$ dans la valeur de R_P et R_X et pour les tolérances sur V_{TH+} et I_{TH+} du photocoupleur, le niveau de seuil supérieur variera nettement moins que dans le cas où l'on utilise des résistances à 5%. Les variations de V_+ , dont la valeur est donnée par $V_+ = R_X I_+ + V_{TH+}$ avec $I_+ = I_{P+} + I_{TH+}$ sont indiquées tableau 1.

Le tableau 1 résume l'amélioration apportée aux tolérances sur V_+ lorsque R_X et R_P sont ajustés pour limiter les variations du courant de seuil extérieur I_+ . Ce tableau est basé sur une tension de seuil extérieure à l'entrée V_+ de 122,5 V. C'est un compromis entre une faible dissipation et une grande précision du seuil.

Nota : La méthode de calcul de R_X et R_P peut être adaptée à toute application nécessitant des courants de régulation supérieurs.

Exemple 4 :

Dans le cas où la distance entre la source de signal et la station réceptrice est importante, il peut être intéressant d'utiliser une ligne spécialisée pour surveiller le système. Le HCPL-3700 convient parfaitement comme interface de détection du seuil et de séparation entre la ligne et le système distant. Il évite d'utiliser un modem compliqué et dispendieux sur la ligne téléphonique.

La figure 15 donne le principe d'un système de surveillance du niveau dans un réservoir.

Quelques précisions doivent être données quant aux lignes spécialisées. Leur utilisation amènent quelques restrictions. La ligne, dans notre exemple, est utilisée en mode coupure d'un circuit continu (durée de l'interruption toujours supérieure à 1 s). La différence de potentiel entre conducteurs et entre conducteurs et masse ne doit pas dépasser 135 V. Le courant maximal est limité à 150 mA si le câble possède une bobine de compensation. L'usage d'une ligne symétrique est fortement recommandé pour limiter la diaphonie ou utiliser des signaux de plus grande amplitude. Des précautions doivent être prises pour protéger la ligne et les équipements. La ligne doit être équipée d'un fusible de protection contre les courants du court-circuit dans les équipements téléphoniques; de plus, il faut la protéger contre les transitoires dangereux par des parafoudres et des supresseurs de transitoires.

Dans la présente application, une source flottante 48 V fournit le signal sur la ligne. Le niveau de seuil supérieur du HCPL-3700 est fixé à $V_+ = 36 \text{ V}$ (75%). Le calcul nous donne comme valeur de R_X :

$$R_X = \frac{V_+ - V_{TH+}}{I_{TH+}} \quad (35)$$

$$= \frac{36\text{V} - 3,8\text{V}}{2,5\text{mA}}$$

$$= 12,9 \text{ k}\Omega$$

(Utiliser une résistance $R_X/2 = 6,49\text{k}\Omega$, 1% sur chacune des branches à l'entrée)

Le niveau de seuil inférieur résultant est de :

$$V_- = R_X I_{TH-} + V_{TH-} \quad (36)$$

$$= 13 \text{ k}\Omega (1,3\text{mA}) + 2,6\text{V}$$

$$V_- = 19,5\text{V}$$

d'où un V_{HYS} de 16,5 V. La tension alternative induite par les lignes électriques adjacentes, en général inférieure à 10 V, n'affecte pas le HCPL-3700.

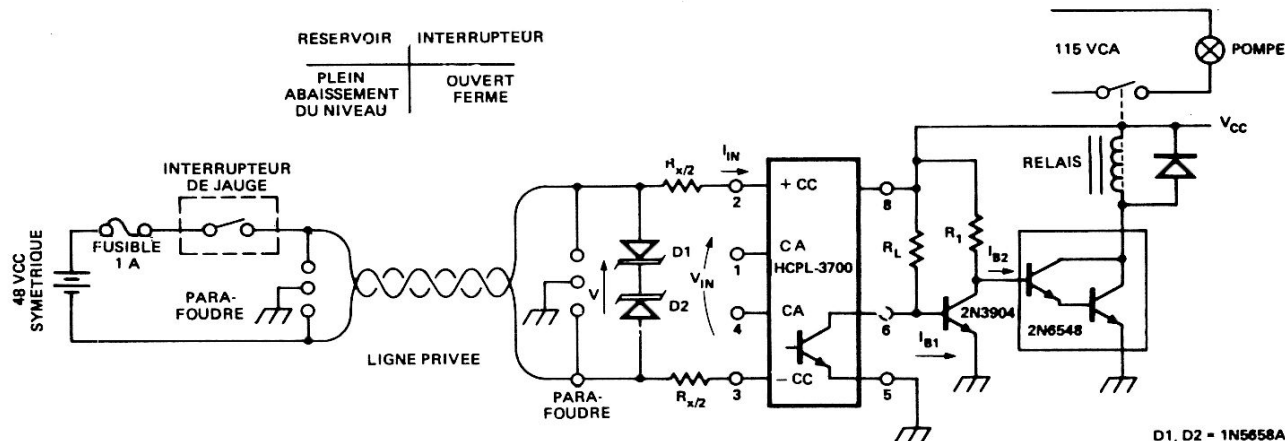


FIGURE 15 — Adaptation d'un HCPL-3700 à une ligne téléphonique privée en commande à distance

En condition normale (réservoir plein), le photocoupleur est hors service. Lorsque le réservoir se vide, l'interrupteur est fermé, la sortie du photocoupleur doit être inversée par un transistor pour exciter le Darlington de puissance qui commande le relais d'excitation du moteur. Si $V_{CC} = 10\text{ V}$, $I_{B2} = 0,5\text{ mA}$ et $I_{B1} = 0,5\text{ mA}$:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I_{B2}} \quad (37)$$

$$= \frac{10\text{ V} - 1,4\text{ V}}{0,5\text{ mA}}$$

$$R_1 = 17,2\text{ k}\Omega$$

$$(R_1 = 18\text{ k}\Omega)$$

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{B1}} \quad (38)$$

$$= \frac{10\text{ V} - 0,7\text{ V}}{0,5\text{ mA}}$$

$$R_L = 18,6\text{ k}\Omega$$

$$(R_L = 18\text{ k}\Omega)$$

En utilisant les entrées alternatives du HCPL-3700, les considérations de polarité à l'entrée sont éliminées.

Généralités sur la protection des HCPL-3700

Les photocoupleurs 3700 permettent à la fois de définir des seuils et d'isoler optiquement des signaux de commande du bruit et des parasites industriels. La protection contre les transitoires qui pourraient endommager les circuits de

détection de seuil et les DEL est fournie intérieurement par les diodes Zener du pont double alternance. En examinant la figure 1, on observe que les conditions de verrouillage de la tension de seuil sont atteintes à la tension de Zener maximale plus la tension directe d'une diode polarisée en direct.

Aux conditions de verrouillage normales, le pont de diodes limite la tension appliquée au système et dévie le courant superflu qui pourrait endommager les circuits de détection de seuil ou surcharger les DEL. Les photocoupleurs HCPL-3700 supportent des courants de transitoires importants à l'entrée. Le courant continu maximal sur n'importe quelle entrée ou sortie peut atteindre 50 mA. Le courant de surcharge admissible est de 140 mA pendant 3 ms sur impulsions à la cadence de 125 Hz et le courant de transitoire peut atteindre 500 mA pendant 10 s sur impulsions de 120 Hz. La résistance R_X extérieure limite le courant en présence d'une transitoire de forte tension, l'amplitude de la tension de transitoire acceptable est directement proportionnelle à la valeur de R_X .

Toutefois, pour protéger le HCPL-3700 lorsque la tension d'entrée est fixée à un seuil, le courant maximal ne doit pas être dépassé. Un moyen extérieur d'améliorer la protection contre les transitoires est fourni par la figure 16.

Le condensateur C_p du filtre $R_X C_p$ doit être choisi pour avoir un point de coupure suffisamment bas pour que le filtre passe bas réduise les transitoires haute fréquence, sans toutefois atténuer la fréquence du signal. En se reportant aux montages précédent sans filtrage, $R_X = 37,4\text{ k}\Omega$ et si la bande passante nécessaire au filtre de transitoires est de 600 Hz, le calcul donne :

$$C_p = \frac{1}{2\pi f R_X} \quad (39)$$

$$C_p = 0,0071\mu\text{F}$$

(Utiliser un condensateur de 6,8nF, 50V)

Si une protection supérieure est nécessaire, le moyen le plus efficace est d'utiliser un supprimeur de transitoires du commerce ou une varistance à oxyde métallique à l'entrée du réseau de résistance. Le niveau de suppression des transitoires doit être supérieur au niveau crête du signal. Les éléments supprimeurs de transitoires peuvent être montés en série ou en parallèle suivant la tension et la puissance à dissiper. Dans certains cas difficiles, l'utilisateur peut être amené à engager la dépense d'un système de suppression de transitoires.

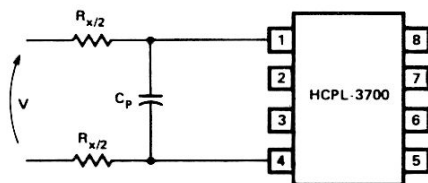


FIGURE 16 — Filtre de transitoires $R_X C_p$ pour HCPL-3700

Influence de la température

La température a peu d'influence sur le HCPL-3700. Le boîtier plastique DIP peut supporter de -25°C à $+85^{\circ}\text{C}$. Les caractéristiques limites sont valables à 70°C avec une certaine baisse des performances à 85°C . Jusqu'à 70°C , il n'est pas nécessaire de monter le HCPL-3700 sur radiateur. De 70°C à 85°C , les caractéristiques limites devront être réduites en fonction des données de la fiche technique.

Précautions mécaniques

Le HCPL-3700 en boîtier DIL 8 broches peut être soudé directement sur carte à la vague.

Considérations électriques

Certaines précautions doivent être prises dans le traçage des pistes de la carte, dont l'espacement doit répondre à certaines contraintes de sécurité (UL, VDE, IEC). Le

HCPL-3700 est agréé UL (n° de dossier E 55361) pour tous les essais de fonctionnement sous 220 V alternatif.

L'écartement des pistes dépend essentiellement de la différence de potentiel entre elles. Se reporter aux normes existantes. L'écartement dans le cas le plus défavorable et dans un environnement non défini, avec une source ayant une puissance maximale de 2000 V/A, est de 3,2 mm pour des tensions comprises entre 51 et 250 V eff. sur support (distance de grimpe) ou 3 mm entre conducteurs dans l'air. Ces valeurs s'entendent entre éléments non isolés de polarités opposées ou entre élément et masse non isolée autre que châssis et partie métalliques accessibles.

Un environnement non défini est un environnement contaminé par vapeurs de produits chimiques, poussières ou toute substance pouvant produire des corrosions, réduire la résistance entre pistes du circuit imprimé et, en général, tout environnement malsain.

Entre 0 et 50 V, un espacement entre piste de 1,6 mm est suffisant.

Raccordement électrique

Le HCPL-3700 fournit l'isolement voulu entre l'environnement d'un signal de puissance et un système de commande logique. L'interconnexion entre ces deux environnements suppose l'observation de certaines règles physiques. Elle peut être réalisée avec des connecteurs encartables ou deux pièces, des barrettes à bornes qui permettent la jonction carte-fils. Ce type de connecteurs permet de retirer la carte sans difficulté en cas de réparation ou de remplacement. Ils doivent répondre aux normes de sécurité, en ce qui concerne l'écart entre contact et l'isolement. Le modèle de connecteur dépend de la carte de circuit imprimé : il est préférable d'utiliser un connecteur qui permette de retirer la carte sans toucher aux fils de liaison. Il est recommandé d'utiliser des connecteurs dont les contacts sont étanches aux gaz, les effets de la corrosion étant plus limités dans le temps.

APPENDICE

Abréviations et symboles

V	: Tension extérieure	VO	: Tension de sortie du dispositif
V ₊	: Niveau de seuil extérieur supérieur	VOL	: Tension niveau bas en sortie du dispositif
V ₋	: Niveau de seuil extérieur inférieur	VOH	: Tension niveau haut en sortie du dispositif
V _{IHC1}	: Niveau d'écrêtage de la tension d'entrée des dispositifs*	IOH	: Courant de sortie du dispositif à l'état haut
	Tension inférieure en courant continu	IOL	: Courant en sortie du dispositif à l'état bas
V _{IHC2}	: Tension inférieure en courant alternatif	I _{IH}	: Courant d'entrée niveau haut de la porte commandée
V _{IHC3}	: Tension supérieure en courant continu	I _{IL}	: Courant d'entrée niveau bas de la porte commandée
I _{IN}	: Courant d'entrée du dispositif	VCC	: Alimentation continue
V _{IN}	: Tension d'entrée du dispositif	R _{IN}	: Résistance d'entrée du HCPL-3700
V _{TH+}	: Niveau de seuil de la tension la plus haute du dispositif	V _{T+}	: Tension de seuil niveau haut de la bascule de Schmitt de la porte TTL (7414)
V _{TH-}	: Niveau de seuil de la tension la plus basse du dispositif	R _L	: Résistance d'alimentation
I _{TH+}	: Niveau de seuil du courant d'entrée supérieur du dispositif	C _L	: Capacité de filtrage en sortie
I _{TH-}	: Niveau de seuil du courant d'entrée inférieur du dispositif	C	: Capacité de filtrage à l'entrée
R _X	: Résistance série extérieure définissant le niveau de seuil extérieur	TH ₊	: Niveau de seuil supérieur
R _p	: Résistance parallèle extérieure permettant simultanément le choix et l'amélioration de la précision des niveaux de seuil extérieurs	TH ₋	: Niveau de seuil inférieur
I _{p+}	: Courant dans R _p au niveau de seuil supérieur	PR _X	: Puissance dissipée dans R _X
I ₊	: Courant total d'entrée au niveau de seuil supérieur sur le réseau de résistances (R _X , R _p) et le dispositif	PIN	: Puissance dissipée par le circuit intégré du HCPL-3700
V _{crête}	: Tension crête extérieure	PA	: Signal de porte à l'entrée du PIA
		t ₊	: Temps d'établissement
		t ₋	: Temps de coupure
		T	: Période de la forme d'onde
		C _p	: Condensateur de filtrage des transitoires

* Dispositif : HCPL-3700



Remarques sur le fonctionnement des DEL et des AFFICHEURS

Calculs et précautions à prendre

Le but à atteindre lorsque l'on utilise des DEL ou des afficheurs est d'obtenir un compromis valable entre la luminosité, la dissipation en puissance, la sécurité de fonctionnement et la durée de vie. Les caractéristiques des performances et les possibilités de chaque dispositif équipé de diodes électroluminescentes doivent être connues et bien comprises pour réaliser le montage le plus valable, la source d'informations principale demeurent la fiche technique.

Cette fiche technique fournit les caractéristiques optiques et électriques du produit ainsi que les valeurs limites à ne pas dépasser. Différentes courbes de caractéristiques et des données supplémentaires en décrivent les possibilités.

La présente note d'applications a pour objet la discussion de la théorie et du bon usage des informations fournies par ces fiches. Deux exemples numériques d'utilisation de ces informations vous sont présentés, l'un concernant un fonctionnement en courant continu, l'autre en impulsions (multiplexage). Les résultats des calculs sont soulignés dans chacun d'eux par des traits et des flèches. Des informations, en fonctionnement sans compensation et sur la soudure terminent la note.

Informations typiques fournies par la fiche technique

Une fiche technique comporte essentiellement les valeurs limites absolues, les caractéristiques optiques et électriques ainsi que les courbes typiques de fonctionnement. Les valeurs limites concernent les valeurs que certains paramètres ne doivent absolument pas dépasser comme le courant direct maximal, la dissipation en puissance et les limites de la température ambiante. Les caractéristiques électriques et optiques fournissent des données telles que l'intensité lumineuse (I_V), la tension directe (V_F), la longueur d'onde crête (λ_{PEAK}), la longueur d'onde dominante (λ_D) et la résistance thermique jonction DEL-broche basée sur celle d'un élément de DEL ($R_{\theta J-BROCHE}$).

Les cinq graphiques habituels sont les suivants :

- Figure 1 : Courbe de fonctionnement en impulsions
- Figure 2 : Dérive en courant en fonction de la température
- Figure 3 : Rendement lumineux relatif
- Figure 4 : Caractéristiques de la tension directe
- Figure 5 : Luminosité en fonction du courant de commande

La fiche technique fournit en outre l'équation permettant le calcul de la tension directe sous un débit donné.

Critères à prendre en compte

L'objectif supposé dans la présente note d'applications est de déterminer un montage qui permette de faire fonctionner un dispositif au maximum de luminosité sous une température ambiante élevée. Les deux paramètres qui limitent alors le fonctionnement sont le courant de commande maximal et la température de jonction maximale de la DEL. Le courant maximal débité est calculé pour une durée de vie prolongée et la température maximale de la jonction dépend du boîtier. La température de jonction maximale admissible de la DEL ($T_J \text{ MAX}$) dépend des différents types de boîtiers utilisés; avec la plupart de ceux en plastique, cette température est de 100°C pour les afficheurs et de 110°C pour les DEL; pour les afficheurs alphanumériques monolithiques sur cartes de circuits imprimés, elle est de 110°C (pour certains d'entre eux, elle ne dépasse pas 80°C).

Résistance thermique

La température de jonction de la DEL est égale à la somme entre la température ambiante (T_A) et l'augmentation de température au-dessus de celle-ci (ΔT_J) qui correspond au produit de la dissipation de la jonction (P_D) par la résistance thermique jonction-ambiance ($R_{\theta JA}$) de la DEL.

$$T_J (^\circ\text{C}) = T_A + \Delta T_J \quad (1)$$

$$T_J (^\circ\text{C}) = T_A + P_D R_{\theta JA}$$

Le principal chemin par lequel la chaleur se dissipe à l'extérieur est la broche correspondant à la cathode de la DEL. La fiche technique donne la résistance thermique jonction-broche ($R_{\theta J-BROCHE}$) de la DEL du dispositif. Cette résistance thermique jonction-broche est ajoutée à la résistance thermique-ambiance du montage sur carte de circuits imprimés ($R_{\theta PC-A}$) pour obtenir la valeur totale $R_{\theta JA}$ jonction-ambiance, pour chaque DEL (noter que pour les afficheurs monolithiques, la résistance thermique est calculée sur la base d'un caractère).

$$R_{\theta JA} = R_{\theta J-BROCHE} + R_{\theta PC-A} = ^\circ\text{C/W/DEL} \quad (2)$$

Pour que le fonctionnement soit sûr, la valeur calculée de $R_{\theta PC-A}$ doit être suffisamment basse pour que la température de jonction de la DEL n'excède pas la valeur maximale admissible.

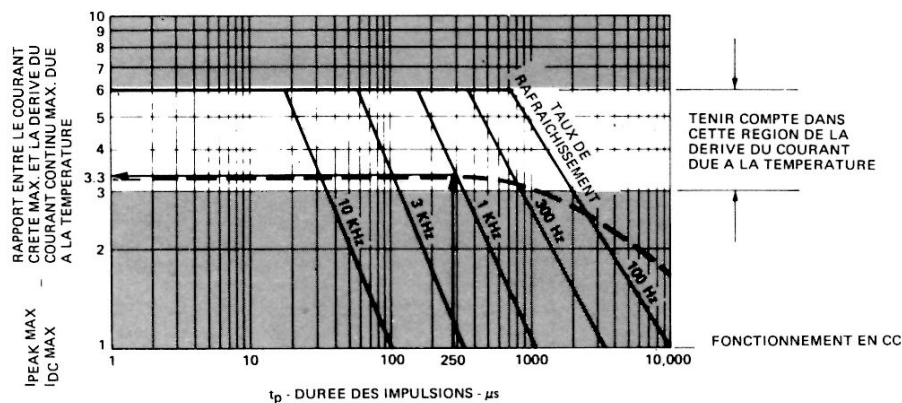


FIGURE 1 — Courant crête admissible en fonction de la durée des impulsions

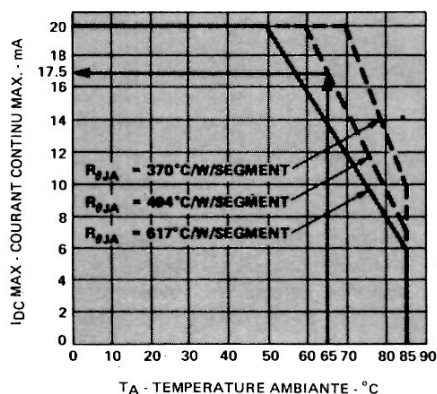


FIGURE 2 — Courant continu max. admissible par segment en fonction de la température ambiante. Réductions basées sur les résistances thermiques maximales autorisées jonction DEL - ambiance pour un segment. $T_J \text{ MAX} = 100^\circ\text{C}$

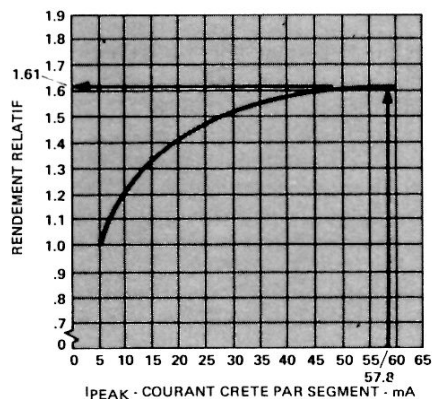


FIGURE 3 — Rendement lumineux relatif (par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

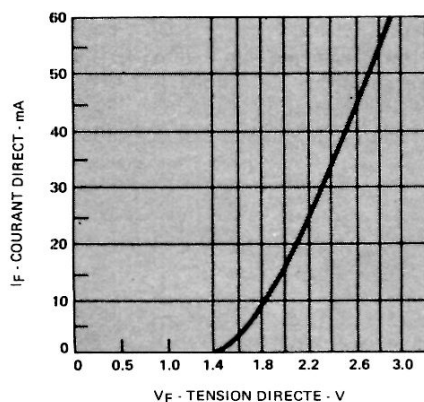


FIGURE 4 — Caractéristiques courant direct/tension directe

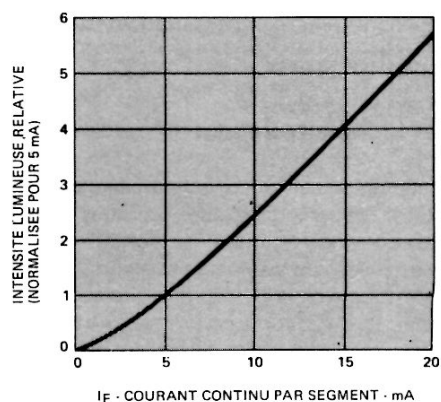


FIGURE 5 — Intensité lumineuse relative en fonction de l'intensité continue directe

Compensation en fonction de la température

La compensation en fonction de la température dépend de l'élévation de la température de la jonction de la DEL au-dessus de l'ambiance, en fonction de la dissipation maximale admissible ($P_D \text{ MAX}$), qui doit atteindre une valeur réelle quand $T_A = T_J \text{ MAX}$. Les valeurs de $R\theta_{JA}$ de la figure 2 sont obtenues en divisant ΔT_J par $P_D \text{ MAX}$ à une température de fonctionnement précisée.

$$R\theta_{JA} (^{\circ}\text{C/W/DEL}) = \frac{\Delta T_J (^{\circ}\text{C})}{P_D \text{ MAX (W)}} = \frac{T_J \text{ MAX} - T_A \text{ fonctionnement}}{P_D \text{ MAX}} \quad (3)$$

La valeur de $P_D \text{ MAX}$ correspond à la dissipation obtenue pour la tension directe maximale sous le débit maximal indiqué dans la fiche technique. $R\theta_{JA}$ est donc calculée pour le cas le plus défavorable de dissipation.

La compensation de la courbe, pour les valeurs les plus fortes de $R\theta_{JA}$ sur la figure 2, qui débute habituellement à 50°C , représente la compensation obligatoire pour les applications typiques (circuit imprimé à piste de 0,5 mm de large) sans adjonction de système dissipatif. Les courbes en pointillé, correspondant à des températures ambiantes plus fortes, donnent l'accroissement du courant de commande avec une carte plus élaborée pour obtenir une plus faible valeur de $R\theta_{JA}$ permettant une plus forte dissipation. Les courbes de la figure 2 sont valables en courant continu comme en impulsions.

Calcul du cas le plus défavorable

La dissipation dans le cas le plus défavorable correspond à celle obtenue sur la jonction avec la tension directe maximale. Le calcul de cette dissipation permet de connaître la température T_J dans le plus mauvais cas en fonction d'un courant de commande et d'une résistance thermique spécifiés (voir l'équation 1). La tension directe maximale ($V_F \text{ MAX}$) pour un courant de commande déterminé est obtenue à partir d'une équation (voir fiche technique) de la forme :

$$V_F \text{ MAX} = V_{ON} + (I_{PEAK}) \left(\begin{array}{l} \text{résistance} \\ \text{dynamique de la DEL} \end{array} \right) \quad (4)$$

Le cas le plus défavorable en impulsion est représenté par le produit du courant moyenné en temps multiplié par $V_F \text{ MAX}$ et en continu par le courant continu multiplié par $V_F \text{ MAX}$.

$$P \text{ plus mauvais cas} = (I_{DC}) (V_F \text{ MAX}) \text{ en continu} \quad (5)$$

$$P \text{ plus mauvais cas} = (I_{PEAK}) \left(\begin{array}{l} \text{facteur de forme} \\ (V_F \text{ MAX à } I_{PEAK}) \text{ en impulsions} \end{array} \right)$$

Limitation de courant

Une DEL est un dispositif qui travaille en courant et un limiteur de courant doit être incorporé à son système de commande, en général constitué par une résistance en série. Les caractéristiques typiques de la tension directe, indiquées figure 4, permettent de calculer la valeur de cette résistance.

$$R \text{ limit.} = \frac{V_{CC} \text{ (alim.)} - V_{SAT} \text{ (transistor de commande)} - V_F \text{ (figure 4)}}{I_{PEAK} \text{ par DEL}} \quad (6)$$

Lumière émise

L'intensité lumineuse (I_V à $T_A = 25^{\circ}\text{C}$), moyennée en temps dans une condition particulière, se calcule à partir des caractéristiques d'intensité lumineuse relative de la figure 5 en continu ou à partir des caractéristiques de rendement relatif ($\eta_{I_{PEAK}}$) de la figure 3 en impulsions. En continu, I_V ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$) est égal au produit de l'intensité lumineuse spécifiée sur la fiche techn. par un coefficient dépendant du courant continu spécifique relevé figure 5.

$$I_V \text{ DC} = (I_V \text{ fiche technique}) \left(\begin{array}{l} \text{coefficient extrait} \\ \text{de la figure 5), à } T_A = 25^{\circ}\text{C} \end{array} \right) \quad (7)$$

En impulsions, l'intensité lumineuse moyennée en temps à $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ est calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$I_V \text{ moyennée en temps} = \quad (8)$$

$$\left[\frac{I_{PEAK}}{I_{AVG} \text{ spécifications}} \right] [\eta_{I_{PEAK}}] [I_V \text{ spécifications}]$$

avec I_{AVG} = courant direct moyenné par DEL

I_{AVG} spécifications = courant moyen auquel I_V est mesuré dans les spécifications

L'intensité lumineuse voulue à la température ambiante de fonctionnement est calculée à partir de sa valeur à $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, à l'aide de l'équation exponentielle suivante :

$$I_V (T_A \text{ fonctionnement}) = I_V (25^{\circ}\text{C}) e^{[k (T_A - 25^{\circ}\text{C})]} \quad (9)$$

DEL	k
Rouge standard	- 0,0188/ $^{\circ}\text{C}$
Rouge haut rendement	- 0,0131/ $^{\circ}\text{C}$
Jaune	- 0,0112/ $^{\circ}\text{C}$
Vert	- 0,0114/ $^{\circ}\text{C}$

Fonctionnement en impulsions par rapport au continu

La température de jonction d'une DEL en continu est une fonction linéaire de la dissipation multipliée par $R\theta_{JA}$. La lumière émise est proportionnelle au courant de commande suivant l'équation (7).

Il n'est pas recommandé d'attaquer des DEL avec un courant de 50 ou 60 Hz redressé double ou simple alternance, la puissance efficace d'une onde sinusoïdale redressée étant supérieure à celle d'une onde rectangulaire de même valeur crête. Les conditions de commande en impulsions sont basées sur l'hypothèse que les impulsions du courant de commande sont rectangulaires. La valeur du courant crête, en courant sinusoïdal redressé, ne doit en aucun cas dépasser la valeur maximale en courant continu.

Les performances en impulsions du dispositif à DEL dépendent essentiellement de la température de jonction crête et non moyenne. Les performances du dispositif à DEL en impulsions quant à la dissipation moyennée en temps permise et la lumière émise dépendent essentiellement de la température de jonction crête et non moyenne. Plus faible est $T_J \text{ PEAK}$ par rapport à $T_J \text{ AVG}$, plus forte est la lumière émise. Aux faibles fréquences de rafraîchissement aux abords de 100 Hz, $T_J \text{ PEAK}$ est plus grand que $T_J \text{ AVG}$ vers 1000 Hz, $T_J \text{ PEAK}$ approche $T_J \text{ AVG}$, ce qui montre

qu'il vaut mieux travailler à des taux de rafraîchissement proches ou supérieurs à 1000 Hz, puisque T_J PEAK est supposé égal à T_J AVG et que la lumière émise est une fonction de T_J AVG.

Réalisation et calcul du montage

La détermination des conditions de compensation à partir des données fournies par la fiche technique pour une température ambiante élevée, oblige au choix préalable de la valeur de $R\theta_{JA}$. Une fois celle-ci déterminée, la réduction de courant peut s'obtenir directement sur la figure 2. La réduction de courant en continu est utilisée comme dans l'exemple du courant pulsé, pour déterminer la réduction du courant pulsé.

Les quatre étapes à suivre sont les suivantes :

1. Définir le courant de commande réduit.
2. Calculer la valeur de $R\theta_{PC-A}$ du circuit imprimé utilisé.
3. Calculer la valeur de la résistance de limitation. Utiliser la valeur normalisée immédiatement supérieure à celle trouvée.
4. Calculer la lumière émise.

Exemple de calcul en continu

Un afficheur, à sept segments rouges haut rendement, doit fonctionner à 65°C. Les données correspondant à ce composant sont les suivantes :

- courant continu max. par segment ($T_A = 50^\circ\text{C}$) = 20 mA
- dissipation moyenne max. ($T_A = 50^\circ\text{C}$) = 81 mW
- I_V typique = 300 $\mu\text{cd}/\text{segment}$ à $I_{CC} = 5$ mA
- $R\theta_{J-BROCHE} = 282^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}$
- $V_F \text{ MAX} = 1,6 \text{ V} + I_{CC} (45 \Omega)$
pour $5 \text{ mA} \leq I_{CC} \leq 20 \text{ mA}$
- $T_J \text{ MAX} = 100^\circ\text{C}$

Les courbes de la page 2 correspondent à celles de la fiche technique de l'afficheur concerné en supposant en outre qu'une $R\theta_{JA}$ égale ou inférieure à $494^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}$ doit être ajoutée au montage du système.

Phase 1

Réduire le courant continu de commande en fonction de la figure 2.

$$\text{À } T_A = 65^\circ\text{C} \text{ et pour } R\theta_{JA} \leq 494^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}, \quad I_{CC} \text{ MAX} = \underline{17,5 \text{ mA}} \longleftarrow I_{CC} \text{ MAX}$$

Phase 2

Calculer la résistance thermique maximale admissible de la carte à partir de l'équation (2).

$$R\theta_{PC-A} \leq (494 - 282) = \underline{212^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}} \longleftarrow R\theta_{PC-A}$$

Phase 3

La tension de saturation du transistor de commande est supposée égale à $V_{SAT} = 0,4 \text{ V}$. La figure 4 permet de calculer V_F à 17,5 mA.

$$V_F \text{ à } 17,4 \text{ mA} = 2 \text{ V}$$

En supposant $V_{CC} = 5 \text{ V}$ et à l'aide de l'équation (6), on calcule la résistance de limitation.

$$R \text{ limit.} = \frac{5 \text{ V} - 0,4 \text{ V} - 2 \text{ V}}{0,0175 \text{ A}} = \underline{149 \Omega} \longleftarrow R \text{ limit.}$$

Soit la valeur normalisée 150 Ω .

Phase 4

En se reportant à la figure 5, la lumière émise sous 17,5 mA est égale à 4,4 fois celle émise sous 5 mA (équation (7)).

$$I_V (25^\circ\text{C}) = (300 \mu\text{cd}) (4,4) = 1320 \mu\text{cd}/\text{segment} \text{ à } 65^\circ\text{C} \text{ par rapport à } 25^\circ\text{C}.$$

La correction à apporter à 65°C par rapport à 25°C est fournie par l'équation (9).

$$I_V (65^\circ\text{C}) = (1320 \mu\text{cd}) e^{[-0,131/^\circ\text{C} (65 - 25) ^\circ\text{C}]} \\ I_V (65^\circ\text{C}) = (1320) (0,592) = \underline{782 \mu\text{cd}/\text{segment}} \longleftarrow I_V$$

Exemple de calcul en impulsions

Un affichage à quatre chiffres est constitué de quatre afficheurs sept segments identiques à celui de l'exemple précédent. Il doit fonctionner en impulsions à $T_A = 65^\circ\text{C}$. Les données complémentaires intéressantes sont :

- le courant crête max. par segment = 60 mA, pour $T_A = 50^\circ\text{C}$ et une largeur d'impulsion de 2 ms
- $V_F \text{ MAX} = 1,75 \text{ V} + I_{PEAK} (38 \Omega)$
pour $I_{PEAK} \geq 20 \text{ mA}$

Comme précédemment, il faudra ajouter une $R\theta_{JA}$ égale à $494^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}$ au calcul.

La figure 1 permet de déterminer les conditions de rafraîchissement en mode pulsé. Elles correspondent à la température de jonction en fonction de la réduction du courant continu de la figure 2. La figure 1 donne le rapport entre le courant crête max. et le courant continu max. ($I_{PEAK} \text{ MAX}/I_{DC} \text{ MAX}$) réduit en fonction de la température et la durée de l'impulsion (t_p) en fonction du taux de rafraîchissement (f). La puissance moyenne dissipée décroît en-dessous de 1 kHz puisque la différence entre T_J PEAK et T_J AVG augmente en fonction inverse du taux de rafraîchissement, ce qui correspond à la courbe en traits interrompus de la figure 1 (le rapport $I_{PEAK} \text{ MAX}/I_{DC} \text{ MAX}$ décroît comme le taux de rafraîchissement, le rapport cyclique restant de 1/4).

Phase 1

Pour obtenir les meilleures performances, le taux de rafraîchissement est choisi à 1 kHz.

$$f = \underline{1 \text{ kHz}} \longleftarrow f$$

Avec un afficheur à quatre chiffres, le rapport cyclique est de 1/4.

$$\text{D.F.} = 1/4 \longleftarrow \text{D.F.} \\ t_p = (1/f) (\text{D.F.}) = 1/1000 \text{ Hz} (1/4) = \underline{250 \mu\text{s}} \longleftarrow t_p$$

A partir de la figure 1 :

$$I_{PEAK}/I_{DC} \text{ MAX} = 3,3, \text{ pour } t_p = 250 \mu\text{s} \text{ et } f = 1 \text{ kHz}$$

A partir de la figure 2 :

$I_{DC} \text{ MAX}$, à $T_A = 65^\circ\text{C}$ et pour $R\theta_{JA} = 494^\circ\text{C}/\text{W}/\text{segment}$ est de 17,5 mA

$$I_{PEAK} = (I_{PEAK} \text{ MAX}/I_{DC} \text{ MAX}) (I_{DC} \text{ MAX de la fig. 2}) \\ I_{PEAK} = (3,3) (17,5 \text{ mA}) = \underline{57,8 \text{ mA}/\text{segment}} \longleftarrow I_{PEAK} \\ I_{AVG} = (I_{PEAK}) (\text{D.F.}) \\ = (57,8 \text{ mA}) (1/4) = \underline{14,5 \text{ mA}} \longleftarrow I_{AVG}$$

Ces deux valeurs correspondent aux courants max. admissibles en mode pulsé à $T_A = 65^\circ\text{C}$ et pour $R\theta_{JA} \leq 494^\circ\text{C/W/segment}$.

Phase 2

La résistance thermique max. que doit présenter la carte de circuits imprimés est calculée à partir de l'équation (2).

$$R\theta_{PC-A} \leq (494 - 282) = \underline{212^\circ\text{C/W/segment}} \leftarrow R\theta_{PC-A} \text{ MAX}$$

Phase 3

On considère que la tension de saturation des transistors de commande des DEL est de $V_{SAT} = 1,2 \text{ V}$. On en tire sur la figure 4 :

$$V_F \text{ TYP } (57,8 \text{ mA}) = 2,85 \text{ V}$$

A partir de l'équation (6) et si $V_{CC} = 5 \text{ V}$:

$$R_{\text{limit}} = \frac{5,0 \text{ V} - 1,2 \text{ V} - 2,85 \text{ V}}{0,578 \text{ A}} = \underline{16 \Omega} \leftarrow R_{\text{limit}}$$

Utiliser une résistance normalisée de 18Ω .

Phase 4

La figure 3 permet d'obtenir la valeur de η_{IPEAK} (rendement relatif) à $I_{PEAK} = 57,8 \text{ mA}$, soit $\eta_{IPEAK} = 1,61$. En remplaçant η_{IPEAK} par sa valeur dans l'équation (8) :

$$I_V (25^\circ\text{C}) = \left[\frac{14,5 \text{ mA}}{5 \text{ mA}} \right] (1,61) (300 \mu\text{cd}) = 140 \mu\text{cd/seg.}$$

Enfin l'équation (9) permet d'amener les corrections nécessaires à 65°C :

$$I_V (65^\circ\text{C}) = (1401 \mu\text{cd}) e^{[-0,0131/^\circ\text{C} (65 - 25)^\circ\text{C}]} \\ I_V (65^\circ\text{C}) = (1401) (0,592) = \underline{829 \mu\text{cd/segment}} \leftarrow I_V$$

Fonctionnement sans réduction du courant

Les DEL et afficheurs peuvent fonctionner à haute température sans réduction du courant à la condition que la carte de circuits imprimés ait une résistance thermique faible : le facteur critique est constitué par la température de jonction de la DEL qui ne doit pas dépasser $T_J \text{ MAX}$ du dispositif. Cette faible résistance thermique suppose une carte la plus métallisée possible, et éventuellement un système d'évacuation de la chaleur. En aucun cas, les courants limites ne devront être dépassés.

Les calculs de la résistance thermique sont effectués en se plaçant dans les conditions les plus défavorables. L'exemple numérique concernant le même afficheur que précédemment montre la marche à suivre.

Phase 1

Déterminer la valeur maximale admissible de $R\theta_{JA}$. La dissipation maximale admissible de cette DEL relevée sur la fiche technique est de 81 mW et la température ambiante de 65°C .

En utilisant l'équation (3) :

$$R\theta_{JA} \text{ MAX} \leq \frac{T_J \text{ MAX} - T_A \text{ de fonctionnement}}{P \text{ MAX des caractéristiques}}$$

d'où dans l'exemple :

$$R\theta_{JA} \text{ MAX} \leq \frac{100^\circ\text{C} - 65^\circ\text{C}}{0,081 \text{ W}} = 432^\circ\text{C/W/segment}$$

La résistance thermique maximale de la carte de circuits imprimés se calcule en extrayant $R\theta_{PC-A}$ de l'équation (2), d'où :

$$R\theta_{PC-A} \text{ MAX} \leq R\theta_{JA} \text{ MAX} - R\theta_{J-BROCHE}, \text{ et} \\ R\theta_{PC-A} \leq (432 - 282) = \underline{150^\circ\text{C/W/seg.}} \leftarrow R\theta_{PC-A} \text{ MAX}$$

L'afficheur utilisé dans cet exemple peut donc fonctionner en dissipant le maximum de puissance à 65°C sans réduction du courant à condition que la résistance thermique du circuit imprimé $R\theta_{PC-A}$ soit égale ou inférieure à $150^\circ\text{C/W/segment}$.

ATTENTION : Les calculs précédents ont été menés en ne considérant que $T_J \text{ AVG}$, $T_J \text{ PEAK}$ étant exclue : le fonctionnement en impulsions n'est recommandé que si la fréquence de rafraîchissement est égale ou supérieure à 1 kHz .

Soudage des boîtiers en plastique

Les puces des DEL construites sur un châssis métallique sont solidaires du fil de sortie cathode, c'est pourquoi ce fil conduit la chaleur et transmet ses contraintes thermiques et mécaniques à la puce : c'est ce qui amène à prendre d'extrêmes précautions lors de la soudure et, en particulier, à être maître de la température du bain de soudure et du temps de passage. Les dispositifs à DEL peuvent effectivement être soudés à la vague à condition que la température ne dépasse pas 245°C et que le temps d'immersion soit compris entre $0,5$ et 2 s .

Le nettoyage des pattes est très critique : les caractéristiques optiques ont été optimisées par l'utilisation de plastiques spéciaux dont la constitution élimine l'emploi de certains solvants. Seuls les mélanges alcool-Fréon (F113) sont tolérés pour le nettoyage à la vapeur qui ne doit pas dépasser 2 mn . Les solvants préconisés pour le nettoyage à la vapeur sont le Fréon TE, le Genesolv DI-15 ou DE-15, l'Arklone A ou K. Le nettoyage à l'eau à 60°C est possible, il doit être suivi d'un rinçage neutralisant (solution à 3% d'ammoniaque ou équivalent), d'un rinçage détersif (solution à 1% de détergent), d'un rinçage à l'eau chaude et d'un séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut se faire au Fréon T-35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou à l'eau additionnée d'un détergent doux.

Quelques dispositifs à DEL demandent des précautions particulières quand ils sont manipulés pendant leur soudage ou leur nettoyage, certains ne se prêtent pas au soudage à la vague. Les trois critères à prendre en considération sont les suivants :

1. **DEL en plastique :** Le boîtier plastique est le seul élément assurant le maintien des composants de la DEL, il est donc important d'éviter toute contrainte susceptible d'endommager les contacts sur la puce et la soudure des fils. Les bornes de sortie peuvent être pliées à l'angle désiré de la façon suivante : maintenir fermement les bornes du côté de la DEL entre les becs d'une pince plate et plier les bornes de l'autre côté. La surchauffe du boîtier pendant la soudure provoque le ramollissement du plastique avec possibilité de déplacement des éléments de la DEL et destruction des liaisons internes. Le plus grand soin doit être pris pour éviter toute contrainte aux fils de liaison, ce qui pourrait entraîner à terme des

pannes graves. Soudées avec toutes les précautions voulues, les DEL sont d'une très grande fiabilité.

2. **Afficheurs monolithiques sur circuits imprimés :** Beaucoup de ces afficheurs ne se prêtent pas à la soudure à la vague. Les lentilles en plastique qui recouvrent les DEL et les connexions internes sont fixées à la carte sans qu'il y ait étanchéité. Les produits chimiques utilisés pendant la soudure à la vague se répandent dans les interstices que les différentes techniques de nettoyage sont incapables d'atteindre, les produits ainsi accumulés risquent de provoquer des dommages ultérieurs. Le plastique entrant dans la constitution de certaines lentilles est sensible à la résine et aux nettoyeurs hydrocarbonés. Les deux méthodes préconisées consistent soit à souder

à la main des fils souples aux broches de sortie, soit à utiliser des bornes de raccordement sans soudure. Le nettoyage se fait à la température de la salle avec du Fréon TP-35 ou TE-35, à une température $\leq 30^{\circ}\text{C}$ et un temps d'immersion ≤ 2 mn.

3. **Châssis métallique argenté :** Certains dispositifs à DEL sont montés sur un châssis argenté : la soudabilité est excellente tant qu'il n'y a pas d'oxydation sous l'action d'agents sulfurisés. Le Bulletin d'Applications n° 3 (en anglais) fournit toutes les précisions nécessaires.

Les techniques de soudage particulières à chaque produit sont indiquées dans la fiche technique correspondante.



Utilisation des AFFICHEURS sept segments à DEL

INTRODUCTION

Les afficheurs sept segments à DEL Hewlett-Packard peuvent se classer en deux grandes catégories :

- Les afficheurs de grande taille dont chaque segment est constitué par une DEL indépendante. Ces afficheurs à un chiffre sont montés de façon courante sur les appareils.
- Les afficheurs sept segments dits monolithiques parce que chaque chiffre est constitué d'une puce unique au GaAsP sur laquelle sont diffusées plusieurs jonctions. Ce type de produit se caractérise par ses petites dimensions, son faible prix et sa faible consommation. Ces afficheurs comportent en général plusieurs chiffres par boîtier et sont surtout utilisés dans les calculateurs et les instruments alimentés sur piles ou batteries de faible capacité.

Cette note d'applications décrit tout d'abord en détail ces deux types d'afficheurs, en passant en revue leur construction, la hauteur des caractères et leur domaine d'applications. Les deux modes de commande, continu et échantillonnage, sont ensuite étudiés, avec les avantages de coût, de consommation et de facilité de montage qu'ils apportent. Ces considérations sont suivies d'exemples d'applications pratiques, compteur, voltmètre numérique et interface avec microprocesseur. Les différentes techniques de commande de ces deux catégories d'afficheurs par microprocesseur sont détaillées par la suite.

La note d'applications analyse ensuite l'homogénéité des affichages tant en ce qui concerne l'intensité lumineuse que la couleur lorsque plusieurs afficheurs sont alignés. Hewlett-Packard a fait des études poussées sur la lisibilité des afficheurs en plein soleil : des recommandations, découlant de la théorie de base, fournissent le moyen d'obtenir le meilleur résultat.

La note se termine sur le montage des afficheurs, leur soudage et leur nettoyage. En complément, différents tableaux répertorient les différents dispositifs, decodeurs sept segments, pilotes de chiffres, circuits LSI, etc., ainsi que les connecteurs pour circuits imprimés, les filtres optiques utilisables avec ces afficheurs.

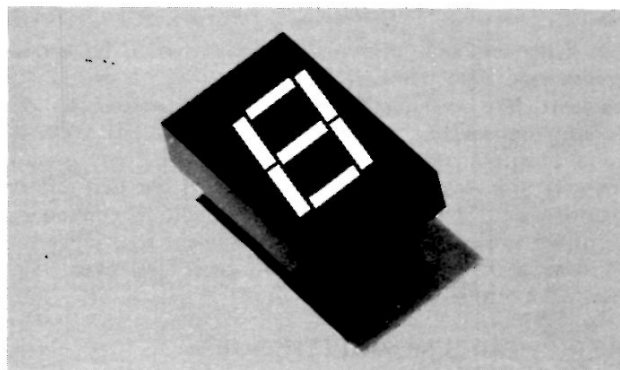


FIGURE 1 — Afficheur 7 segments de grande taille

AFFICHEURS SEPT SEGMENTS

Ce sont des afficheurs à un seul caractère (figure 1) conçus pour être facilement lisibles. Ils sont particulièrement employés sur les équipements électroniques, les caisses enregistreuses, les pendules numériques, les téléviseurs, les grosses machines. Ils sont disponibles en rouge, rouge haut rendement, jaune et vert. Le rouge est obtenu à partir d'arséniure-phosphure de gallium sur substrat de phosphure de gallium (GaP). Le vert est obtenu à partir de GaP sur substrat GaP. Le rendement supérieur du GaP permet de rendre les afficheurs rouges haut rendement, jaunes et verts de 3 à 5 fois plus lumineux que les rouges.

La gamme des hauteurs de caractères, comprise entre 7,6 et 20,3 mm, permet de choisir des dimensions d'afficheur correspondant parfaitement à l'éloignement de l'observateur que l'on suppose avoir une vision normale (10/10) sous un éclairage ambiant typique (100 à 1000 lux), l'afficheur étant excité en concordance avec les données de la fiche technique.

Hauteur des caractères	Distance de lecture max.
7,6 mm	5 m
10,9 mm	6 m
14,1 mm	7,5 m
20,3 mm	9 m

FIGURE 2 — Distance de lecture des grands afficheurs 7 segments

Les afficheurs à DEL de grandes dimensions sont construits en amplifiant la lumière de la DEL par diffusion et réflexion. Les puces de la DEL sont mécaniquement supportées et connectées électriquement par un châssis métallique. Une cavité trapézoïdale réfléchissante est placée au-dessus de chaque DEL, dans un réceptacle rectangulaire en époxy chargé de verre; le haut de la cavité constitue le segment agrandi. Le boîtier en plastique qui contient les cavités des segments constitue l'afficheur.

Ces afficheurs sont disponibles avec cathodes ou anodes communes, avec point décimal à droite ou à gauche. Ils peuvent être commandés en courant continu ou par échantillonnage. La faible tension directe des DEL les rend intrinsèquement compatibles avec les circuits intégrés. L'indicateur de dépassement ± 1 , de 14,1 mm de hauteur, est disponible avec anodes ou cathodes communes. Tous les autres indicateurs de dépassement sont universels (anodes et cathodes directement accessibles) avec point décimal à droite.

AFFICHEURS MONOLITHIQUES SEPT SEGMENTS

De petite taille, de faible prix et de faible consommation, ce sont des afficheurs à plusieurs chiffres. Leur utilisation concerne particulièrement les ordinateurs de bureau, les instruments de poche, les appareils de mesure, etc. La hauteur des caractères est comprise entre 2,5 et 4,4 mm. Les afficheurs de 2,5 mm sont particulièrement destinés aux appareils de poche. Les afficheurs de 4,4 mm sont facilement lisibles à 2 m.

Ces afficheurs diffèrent des autres types d'afficheurs à DEL du fait que chaque segment émetteur de lumière est réalisé en diffusant séparément chaque jonction de DEL sur une puce unique au GaAsP. Ce dernier étant relativement cher, la plupart des afficheurs monolithiques utilisent un procédé d'agrandissement optique pour conserver une faible dimension à la puce.

Ces afficheurs sont classés en deux catégories selon que la lentille est étanche ou non. L'étanchéité est obtenue en montant directement la lentille sur la puce de la DEL. Les puces monolithiques en GaAsP sont fixées directement sur les pattes de sortie (figure 3a). La patte supportant la puce constitue la sortie cathodes communes. Le fil de liaison en aluminium correspondant à chaque segment sur la face est ensuite fixé sur le contact d'anode voulu. L'ensemble est entièrement enrobé d'époxy, les lentilles grossissantes venant de moulage.

Les afficheurs non étanches (figure 3b) sont réalisés en collant à l'époxy la puce au GaAsP sur une carte de circuits imprimés haute température. Le raccordement électrique de chaque contact de la puce se fait par soudure d'un fil sur la piste d'anode correspondante du circuit imprimé. Un ensemble de lentilles moulées par injection est ensuite placé sur les puces puis fixé sur la carte à l'aide de tenons placés dans des trous calibrés assurant l'alignement.

Les afficheurs monolithiques Hewlett-Packard ont leurs cathodes communes car le substrat au GaAsP constitue le matériau dopé et chaque jonction de DEL est formée par diffusion P+. Leur résistance dynamique étant faible dans le sens passant, le multiplexage à fort courant est possible à condition de maintenir la tension directe en dessous de 1,8 V. Il est ainsi possible d'échantillonner de longues lignes de caractères.

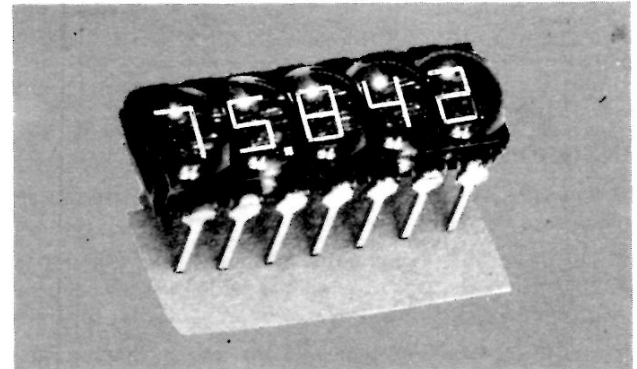


FIGURE 3a — Afficheur monolithique à lentilles étanches

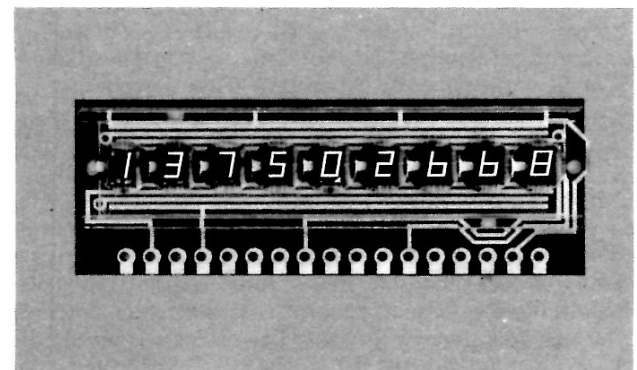


FIGURE 3b — Afficheur monolithique à lentilles non-étanches

TECHNIQUES DE COMMANDE EN COURANT CONTINU

(grands afficheurs sept segments uniquement)

Commandés en courant continu, les afficheurs sont constamment illuminés. Cette commande réalisée à partir d'un décodeur-pilote par caractère est couramment utilisée sur les affichages courts. Le prix de revient du décodage est plus faible que celui de l'échantillonnage si l'affichage est suffisamment court. Le fait que les pilotes n'ont pas à commander de forts courants est un avantage particulier du fonctionnement en courant continu.

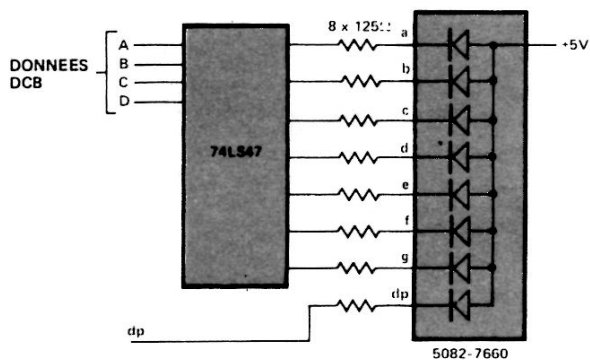


FIGURE 4a — Circuit de commande en CC pour afficheurs à anodes communes 5082-7660

La figure 4a indique le montage d'un afficheur à anodes communes. Le courant, réglé ici à 20 mA par segment, est déterminé par la relation :

$$R = \frac{V_{CC} - V_F - V_0 (ON)}{I_F} = \frac{5 \text{ V} - 2,2 \text{ V} - 0,35 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 125 \Omega$$

où

- V_{CC} : tension d'alimentation
- V_F : tension directe de la DEL avec le courant préconisé
- $V_0 (ON)$: tension de sortie du décodeur (74LS74) à l'état actif
- I_F : courant direct désiré (20 mA)

La figure 4b montre le montage correspondant à un afficheur à cathodes communes. Le circuit 9368 Fairchild est un décodeur-pilote possédant des bascules à l'entrée, débitant 15 mA par sortie et permettant l'attaque directe d'afficheurs à DEL à cathodes communes.

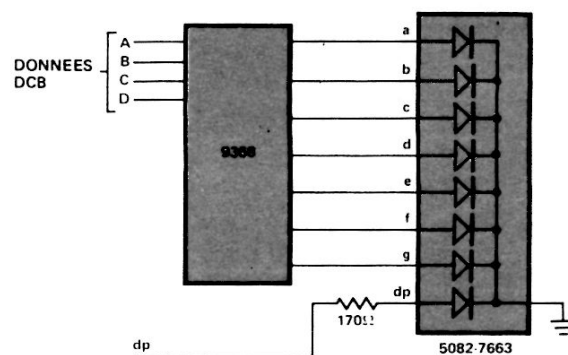


FIGURE 4b — Circuit de commande en CC pour afficheurs à cathodes communes 5082-7663

TECHNIQUES DE COMMANDE PAR MULTIPLEXAGE

L'usage de circuits de multiplexage partage le temps du décodeur entre les différents chiffres de l'affichage. Ces derniers sont connectés pour que les segments identiques soient câblés en parallèle, ce qui constitue un réseau de sept (sept segments) x N (nombre de chiffres de l'affichage). En fonctionnement, les lignes de validation du segment voulu ne sont excitées que pour le chiffre à visualiser. Simultanément, la ligne de validation caractère correspondant à l'emplacement où le chiffre doit apparaître se trouve sélectionnée. L'échantillonnage se poursuit pour que les segments et la ligne de validation du chiffre suivant soient à leur tour pilotés. La figure 5 donne le schéma du circuit de multiplexage d'un affichage à DEL de cinq chiffres.

La persistance rétinienne est telle que l'observateur perçoit un clignotement permanent si la fréquence d'un événement ne dépasse pas 60 Hz. C'est pourquoi le taux de rafraîchissement doit être maintenu égal ou supérieur à 100 Hz, l'affichage paraissant alors permanent donc agréable à lire.

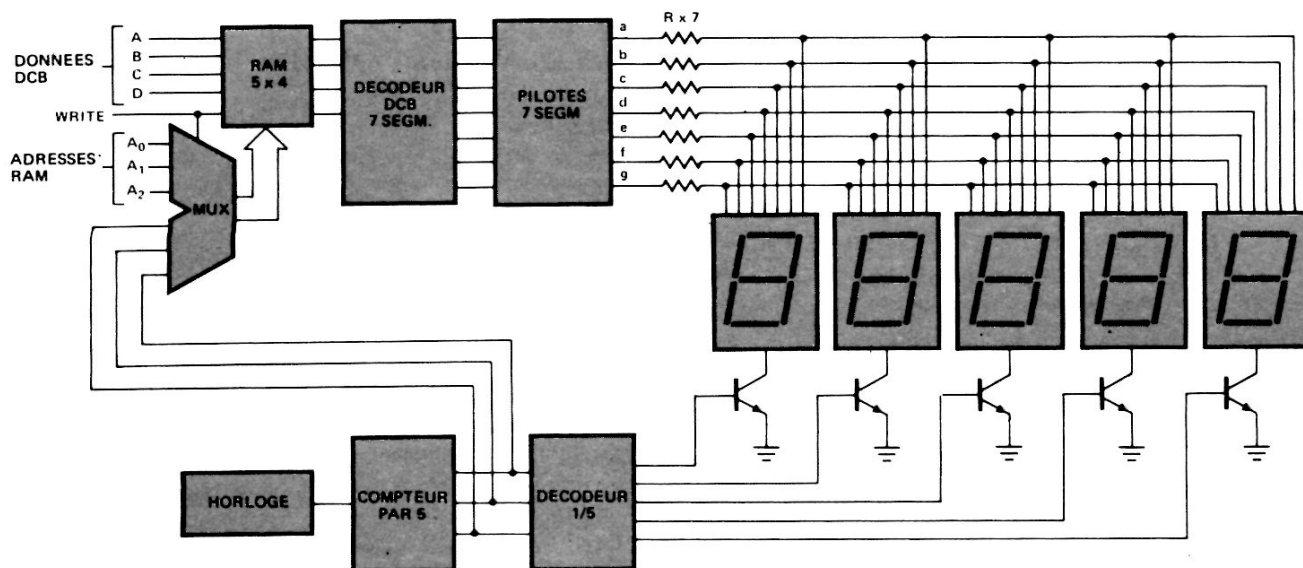


FIGURE 5 — Circuit de multiplexage d'un affichage à DEL de cinq chiffres

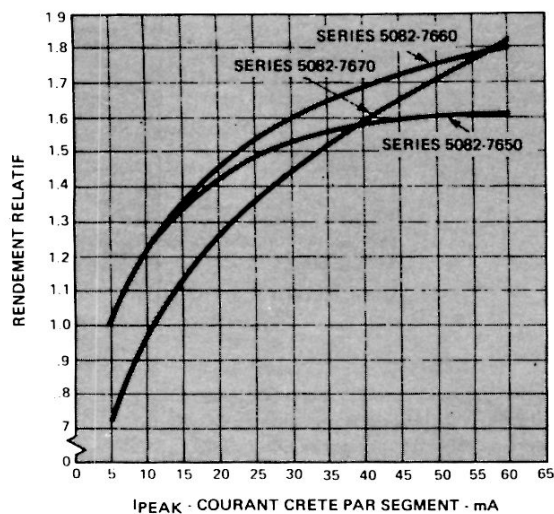


FIGURE 6a — Rendement lumineux relatif (intensité lumineuse par unité de courant) en fonction du courant crête par segment

Lorsqu'un afficheur est soumis à des vibrations, l'échantillonnage doit se faire à un rythme cinq fois supérieur à la fréquence des vibrations.

L'échantillonnage, avec un nombre moindre de décodeurs et de pilotes, nécessite moins de puissance que la commande en courant continu, pour un afficheur ayant la même intensité lumineuse : en effet, le GaAsP a la propriété d'avoir un rendement lumineux (lumière émise par unité de courant) qui augmente avec le niveau du courant crête (figure 6a). C'est pourquoi à courant moyen constant, l'emploi d'un facteur cyclique plus faible et d'un courant crête plus important améliore l'émission lumineuse, comme le montre la figure 6b. Remarque que la valeur 1 de l'intensité lumineuse relative (valeur normalisée) est donnée pour un courant direct de 5 mA continu. Alimenté sous 25 mA crête, avec un facteur de forme de 20% (comme dans l'échantillonnage d'un afficheur de cinq chiffres) le même dispositif a une intensité lumineuse moyennée en temps supérieure de 40%.

Une résistance est montée en série sur chaque ligne d'alimentation reliant les segments aux circuits décodeurs-pilotes normaux pour limiter le courant de DEL. Ceci permet d'équilibrer le courant entre les différents segments. L'équation suivante permet de calculer la résistance en se référant à la figure 7 :

$$R = \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{SEG}) - V_F - V_{CE}(\text{CHIFFRE})}{I_{CRETE}}$$

où

- V_{CC} : tension d'alimentation
 $V_{CE}(\text{SEG})$: chute de tension à saturation dans le pilote de segment à I_{CRETE}
 $V_{CE}(\text{CHIFFRE})$: chute de tension à saturation dans le pilote de chiffre à $I_{CRETE} \times 8$ (cas le plus défavorable lorsque tous les segments sont allumés)
 I_{CRETE} : $I_{MOYEN} \times \text{nombre de chiffres} = \text{courant crête par segment de la DEL}$
ou
 $\frac{I_{MOYEN}}{\text{Facteur de forme}}$

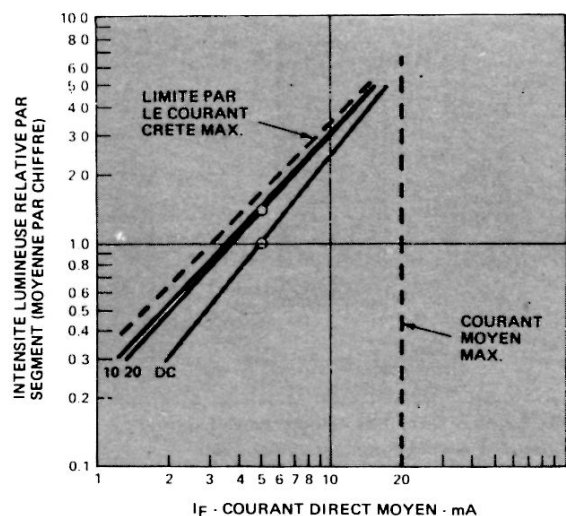


FIGURE 6b — Intensité lumineuse relative par segment en fonction du courant moyen (5082-7650)

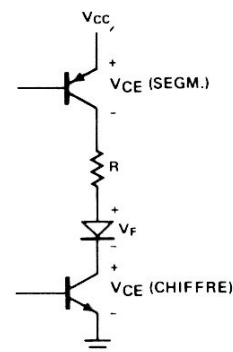
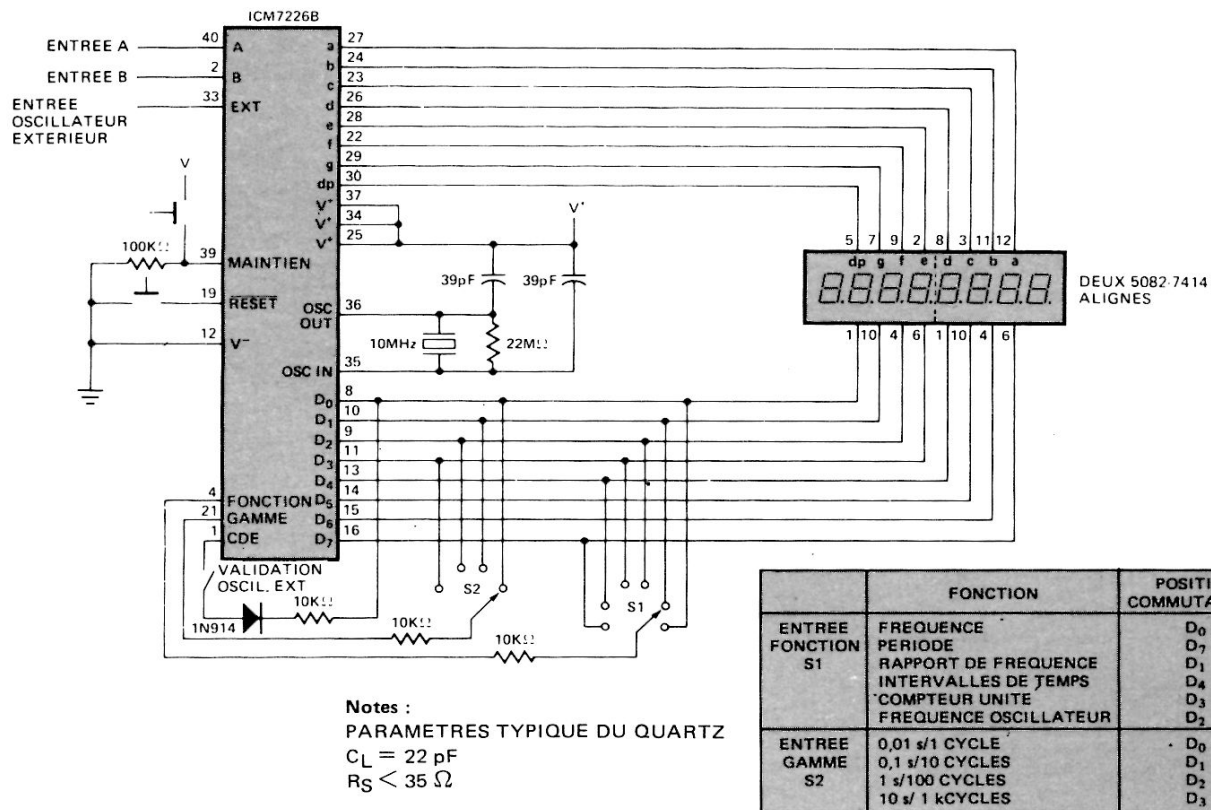


FIGURE 7 — Commande de segment

APPLICATIONS TYPIQUES

La figure 8 illustre un montage pour compteur universel ne nécessitant qu'un minimum de composants. Le circuit intégré Intersil ICM7226B est un compteur universel comportant tous les circuits de commande d'un afficheur à DEL. Il contient l'oscillateur haute fréquence, le compteur base de temps à décade, le compteur de données à huit décades avec bascule, le décodeur sept segments, le multiplexeur de chiffres, les pilotes de commande nécessaires à huit segments et huit chiffres permettant l'attaque directe des DEL monolithiques. L'utilisation des circuits ICM7226A ou B (anodes communes ou cathodes communes) pour commander de grands afficheurs demande une très grande attention du fait des courants importants nécessaires à la lisibilité de ces afficheurs.

Le ICM7226B met à jour l'information segment et rafraîchit les afficheurs à cathode commune, avec un facteur cyclique de 12%, sous 15 mA, valeur particulièrement bien adaptée aux afficheurs monolithiques à sept segments. Le circuit de la figure 8 utilise deux afficheurs 5082-7414 comme organe de visualisation du compteur. Un dispositif normal fournira une intensité lumineuse moyennée en temps de 30 μcd



permettant ainsi une excellente lisibilité. L'emploi de ce compteur universel intégré très complexe et d'un afficheur monolithique très compact permet de réaliser un appareil de poche très puissant.

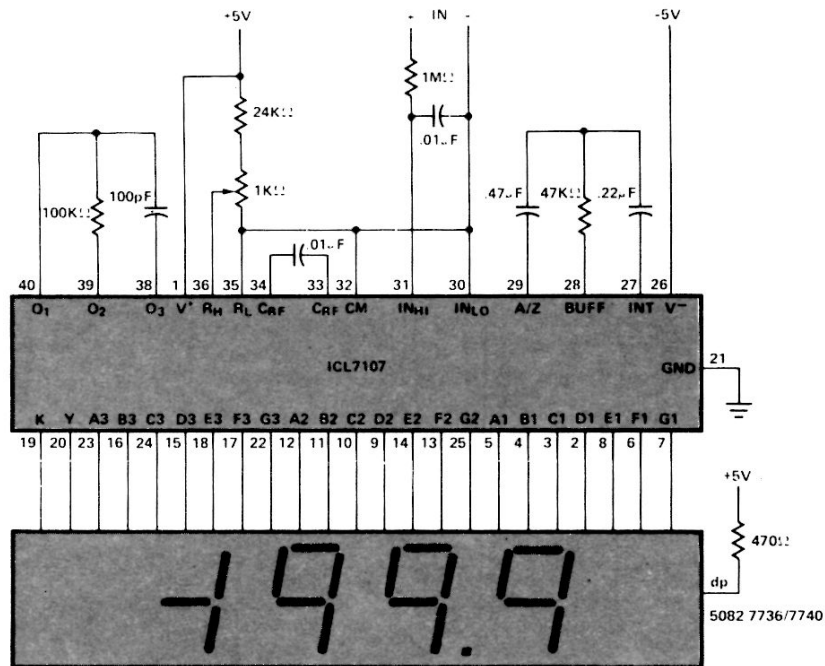


FIGURE 9 — Voltmètre 3-1/2 chiffres

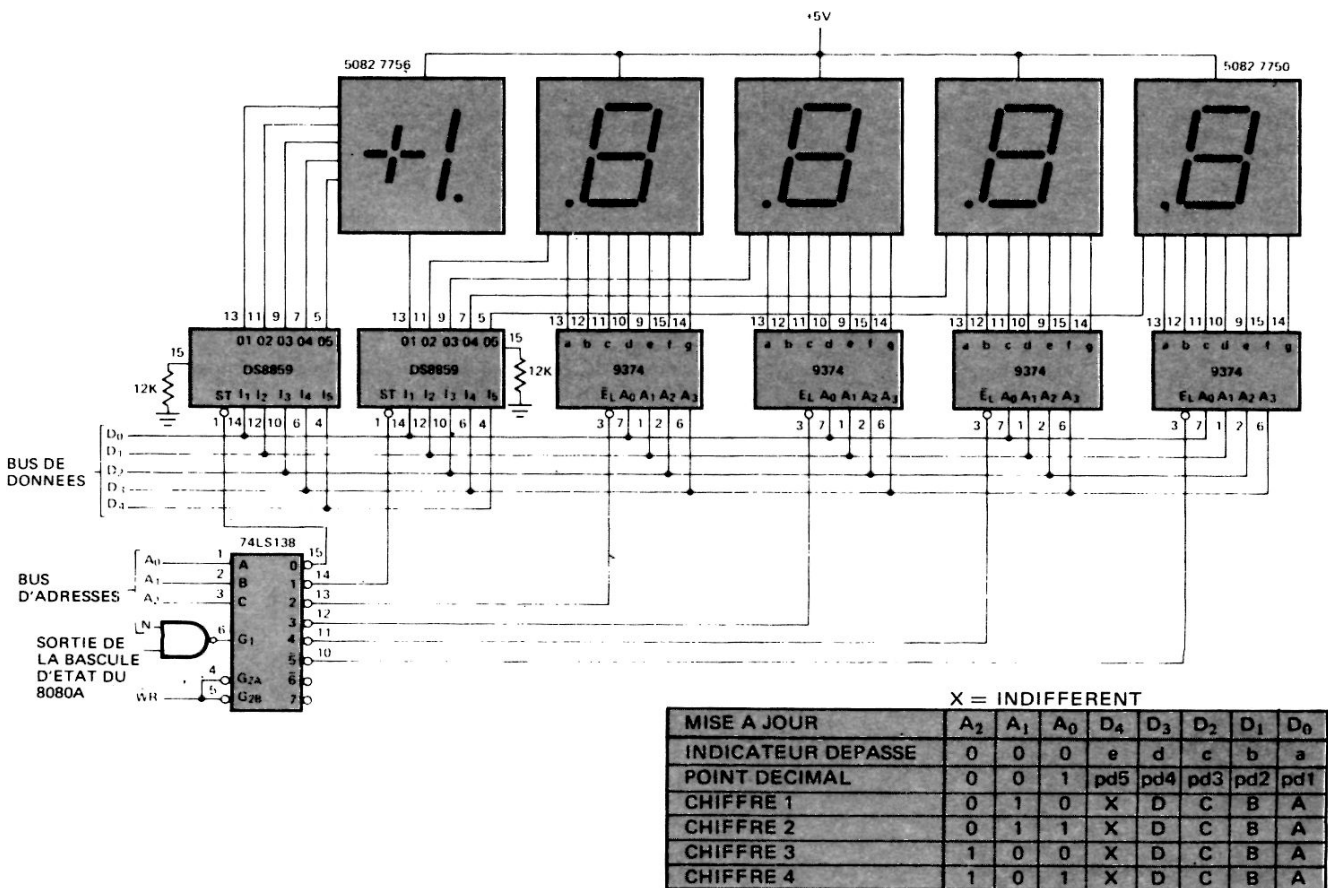


FIGURE 10 — Contrôleur commandé en continu

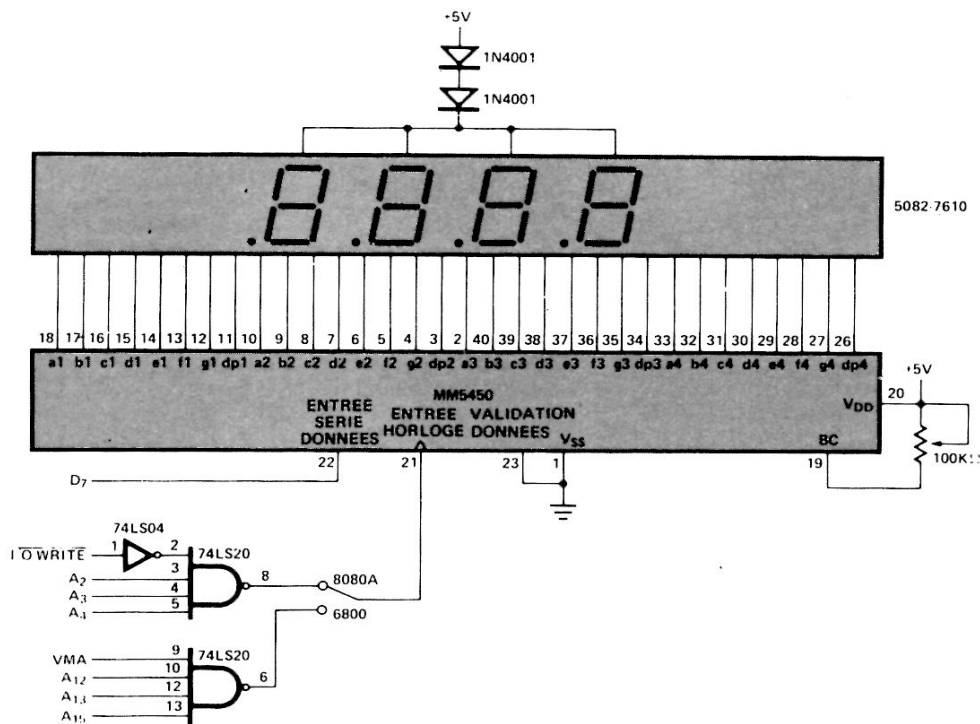


FIGURE 11 – Contrôleur commandé en continu avec interface données séries pour 6800 ou 8080A

CONTROLEURS COMMANDES EN CONTINU

Chaque afficheur à sept segments nécessite un décodeur amplificateur sept segments ou une bascule lorsque l'affichage est piloté en courant continu. La figure 10 donne un exemple d'interface entre un afficheur sept segments et un microprocesseur. On y voit que chaque segment est attaqué par son propre pilote. Les sorties du circuit 9374 Fairchild drainent un courant de 15 mA continu permettant d'attaquer chaque segment de DEL. Le point décimal et l'indicateur de dépassement sont commandés par deux circuits National DS8859. Les sorties de ces registres à six bascules drainent un courant programmable. Le microprocesseur Intel 8080A met chaque afficheur à jour sur une instruction OUTput qui peut accéder à 256 ports ou dispositifs de sortie.

Les cinq bits les plus faibles de l'accumulateur sont chargés par le DS8859 associé à l'indicateur de dépassement lorsque l'instruction OUTput est exécutée. Le point décimal est ensuite mis à jour de la même manière. Les quatre décodeurs-pilotes sont enfin chargés successivement avec l'information DCB correcte.

La figure 11 donne le schéma d'un contrôleur commandé en courant continu, utilisant l'amplificateur de commande de DEL, National MM5450. C'est un registre à décalage SIPO à 34 sorties pouvant drainer chacune jusqu'à 15 mA. Il est conçu pour attaquer des afficheurs à anodes communes avec un minimum de câblage. Les données séries sont transférées de la source de données, ici le microprocesseur, vers l'afficheur à l'aide de deux signaux, SERIAL DATA (données série) et CLOCK (horloge). L'utilisation d'un format constitué d'un bit «1» de tête suivi de 35 bits

de données, permet de transférer les données sans autre signal de dialogue. Les 35 bits sont verrouillés jusqu'au 36ème bit, ce qui permet la commande directe d'afficheurs sept segments sans multiplexage.

Les figures 12a et 12b fournissent le logiciel nécessaire à l'interface entre le MM5450 et les microprocesseurs 6800 et 8080A. Les données séries d'affichage sont transférées sur le microprocesseur à l'aide du bit 7 du bus de données. Elles sont synchronisées chaque fois que le microprocesseur écrit sur le MM5450, ce qui est réalisé dans le cas du 8080A par le signal I/O WRITE (écriture entrée-sortie) et une combinaison des adresses de plus faible poids. Le 6800 réalise cette tâche à l'aide du signal VMA (adresse mémoire valide) et une combinaison des bits d'adresses les plus forts. Les données du segment décodé sont supposées stockées en quatre octets de mémoire débutant à l'emplacement \$0006. Le format des données des segments décodés pour toutes les interfaces avec microprocesseur est donné figure 13.

Le logiciel envoie tout d'abord le bit de départ au MM5450. L'information segment du premier chiffre est ensuite pointée sur le MM5450, puis permutée circulairement huit fois vers la gauche, les données étant introduites dans l'afficheur après chaque décalage. Cette séquence se répète pour chaque chiffre fournissant ainsi 33 impulsions d'horloge (le bit de départ plus les 4 x 8 bits de segment). Un jeu complet de 36 impulsions doit apparaître pour que les données de segment soient verrouillées dans l'afficheur, c'est pourquoi vous observez en fin de programme trois signaux d'horloge «fictifs», terme employé car la donnée introduite dans le MM5450 n'apparaît jamais sur l'afficheur sept segments.

	B0	00	DSPLY	EQU	SB000	
0006				ORG	S0006	
0006			DATA	RMB	S4	
0400				ORG	S0400	
0400	CE	00	06	LOAD	LDX	I,DATA
0403	86	80		LDA	A I,S80	CHARGE LE BIT DE DEPART
0405	B7	B0	00	STA	A E,DSPLY	EMET LE BIT DE DEPART
0408	C6	08		START	LDA B I,8	INITIALISE LE COMPTEUR
040A	A6	00		LDA	A X,0	CHARGE LES DONNEES
040C	B7	B0	00	LOOP	STA A E,DSPLY	ENVOIE LES DONNEES SUR L'AFFICHEUR
040F	49			ROL	A	ROTATION VERS LE BIT SUIVANT
0410	5A			DEC	B	DECREMENTE LE COMPTEUR
0411	26	F9		BNE	LOOP	BRANCHE EVENTUELLEMENT, SINON CONTINUE
0413	08			INX		
0414	8C	00	04	CPX	I,S04	DERNIER MOT ?
0417	26	EF		BNE	START	BRANCHE SI CE N'EST PAS LE DERNIER MOT, SINON CONTINUE
0419	B7	B0	00	STA	A E,DSPLY	HORLOGE FICTIVE 1
041C	B7	B0	00	STA	A E,DSPLY	HORLOGE FICTIVE 2
041F	B7	B0	00	STA	A E,DSPLY	HORLOGE FICTIVE 3, DONNEES SEGMENT MEMORISEES
0422	39			RST		

FIGURE 12a — Interface 6800 - Contrôleur à courant continu de la figure 11

E000			DSPLY	EQU	001CH	
E000				ORG	0E006H	
E006			DATA	DS	4	
E004				ORG	0E400H	
E400	3E	80		LOAD	MVI A,80H	CHARGE LE BIT DE DEPART
E402	D3	IC		OUT	DSPLY	EMET LE BIT DE DEPART
E404	21	06	E0	LXI	H,DATA	SAISIT L'ADRESSE DE LA DONNEE SEGMENT
E407	06	08		START	MVI B,08H	INITIALISE LE COMPTEUR
E409	7E			MOV	A,M	CHARGE LES DONNEES SEGMENT
E40A	D3	1C		LOOP	OUT DSPLY	ENVOIE LES DONNEES SEGMENT SUR L'AFFICHEUR
E400	07			RLC		ROTATION VERS LE BIT SUIVANT
E40D	05			DCR	B	DECREMENTE LE COMPTEUR
E40E	02	0A	E4	JNZ	LOOP	BRANCHE EVENTUELLEMENT, SINON CONTINUE
E411	2C			INR	L	
E412	7D			MOV	A,L	
E413	FE	0A		CPI	0AH	DERNIER MOT ?
E415	C2	07	E4	JNZ	START	BRANCHE SI CE N'EST PAS LE DERNIER MOT, SINON CONTINUE
E418	D3	1C		OUT	DSPLY	HORLOGE FICTIVE 1
E419	D3	1C		OUT	DSPLY	HORLOGE FICTIVE 2
E41C	D3	1C		OUT	DSPLY	HORLOGE FICTIVE 3, DONNEES SEGMENT MEMORISEES
E41E	C9			RET		

FIGURE 12b — Interface 8080A - Contrôleur à courant continu de la figure 11

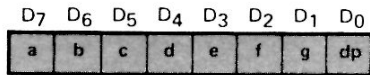


FIGURE 13 — Format des données de segment décodées

L'afficheur 5082-7610[®] rouge haut rendement à caractères de 7,6 mm de hauteur utilisé figure 11, piloté sous 15 mA, fournit un affichage de grande taille à quatre chiffres faciles à lire. Le potentiomètre de 100 k Ω donne une référence de courant et permet de faire varier l'intensité lumineuse en fonction de l'éclairage ambiant.

CONTROLEUR DE RAFFRAICHISSEMENT

Le contrôleur de rafraîchissement utilise un microprocesseur pour échantillonner l'afficheur. L'échantillonnage est obtenu à l'aide d'une interruption obligeant le microprocesseur à assurer la gestion du sous-programme de rafraîchissement. Ce dernier fournit alors les nouvelles informations de segment et de chiffre. Cette note d'applications présente deux types de contrôleur de rafraîchissement, la différence fondamentale entre les deux consistant en la manière dont les données sont transférées du microprocesseur au contrôleur. Le premier type (figure 14) nécessite huit lignes de données pour transmettre l'information décodée de segment et de point décimal. Le second (figure 15) n'a besoin que de cinq lignes d'interface avec le microprocesseur. Les données sont alors transférées en utilisant les données DCB et le bit du point décimal. Les techniques d'échantillonnage des chiffres sont légèrement différentes selon la longueur de l'affichage.

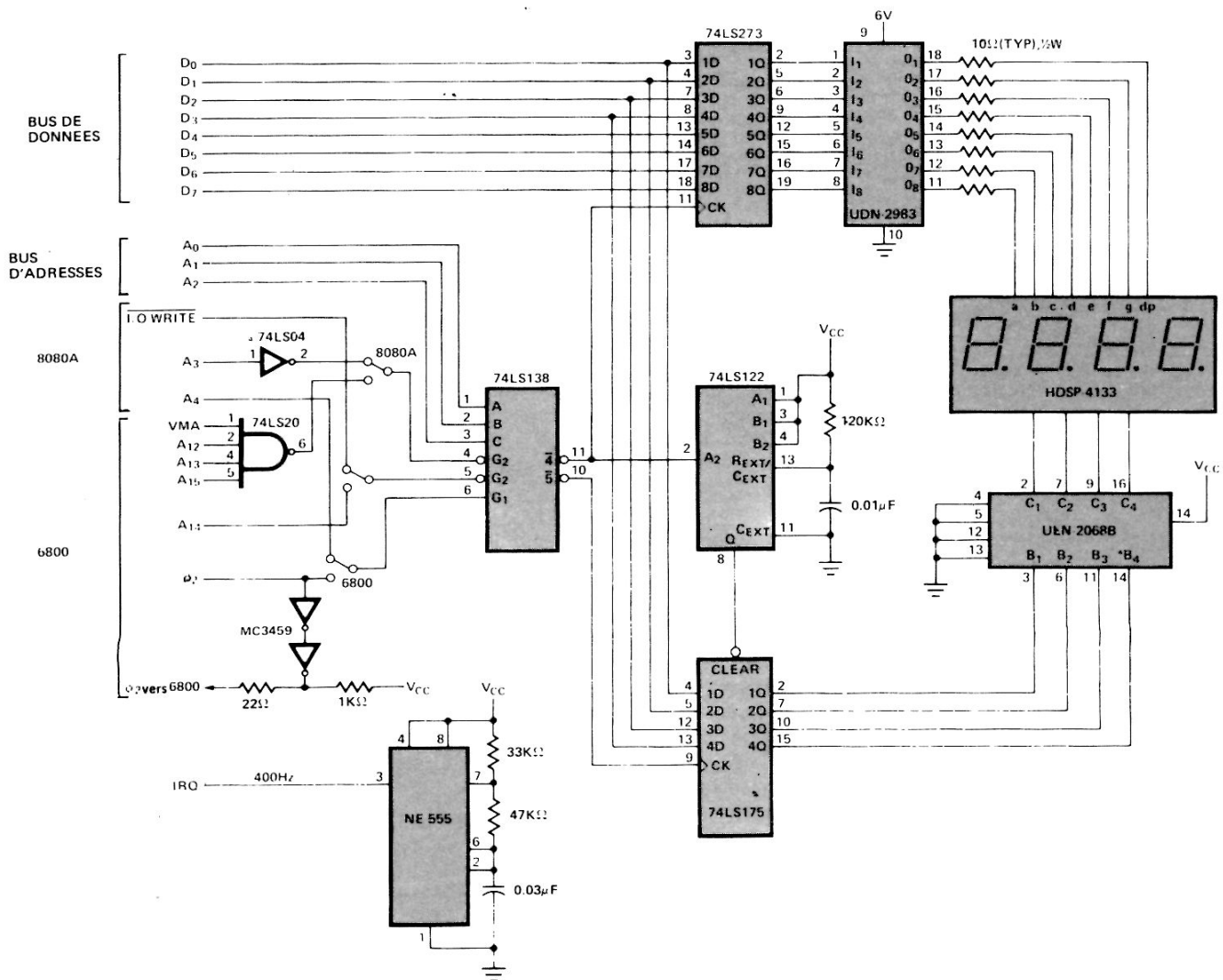


FIGURE 14 — Contrôleur de rafraîchissement pour afficheurs lisibles au soleil

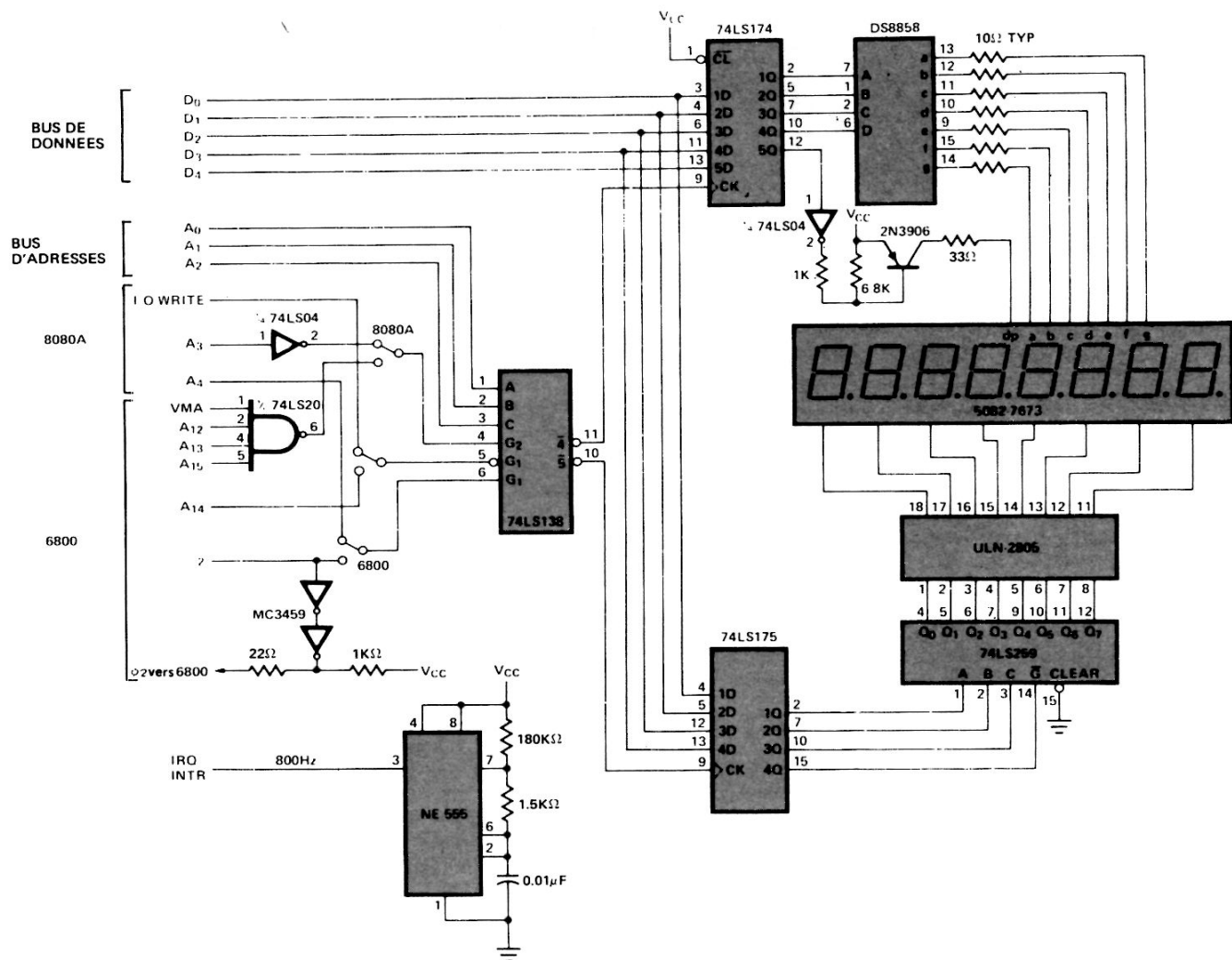


FIGURE 15 — Contrôleur de rafraîchissement

Le circuit de la figure 14 emploie des afficheurs sept segments jaunes HDSP-4133 dont les chiffres ont une hauteur de 10,9 mm. Ils sont lisibles au soleil lorsqu'ils sont utilisés dans des conditions proches du maximum indiqué dans la fiche technique, ce qui est le cas figure 14. Le circuit de commande de segments Sprague ULN-2068B fournit un courant de 120 mA crête avec un facteur cyclique de 1/4. Il peut drainer un courant maximal de 1,75 A, il convient parfaitement au montage, puisque le courant maximal nécessaire est de 120 mA x 8 (nb. de segments), soit environ 1 A. La bascule monostable redéclenchable 74LS122 détecte l'activité de l'échantillonnage sur les lignes segment. Si l'échantillonnage cesse soudain (panne du microprocesseur, etc.), le circuit de commande des chiffres s'arrête immédiatement, pour protéger les segments alors alimentés sous 120 mA continus.

Les figures 16a et 16b fournissent le logiciel nécessaire à l'interface entre le contrôleur de rafraîchissement de la figure 14 et les microprocesseurs 6800 et 8080A. Le programme comprend deux sous-programmes. Le premier LOAD (chargement) est appelé par le programme principal

de l'utilisateur. LOAD doit être appelé la première fois qu'une donnée doit être visualisée et ensuite chaque fois qu'une donnée est nécessaire. Ce sous-programme suppose que l'utilisateur a stocké trois octets de données DCB et l'information du point décimal aux emplacements WORD 1, WORD 2 et DP (mot 1, mot 2 et point décimal). Le sous-programme décode les données codées stockées à ces endroits, les recode en données segment et les mémorise en DD1, DD2, DD3 et DD4. La figure 16c donne le graphique des effets du sous-programme LOAD.

LOAD consulte la table de recherche des données segment située dans la ROM. Cette table est constituée de 16 emplacements successifs contenant les informations segment permettant l'affichage des nombres 0 à 9 et des lettres A à F. Un bit 1 correspond à un segment allumé et un bit 0 à un segment éteint. Tous les bits de points décimaux ont été programmés en logique 0 dans la table. Le sous-programme n'autorise qu'un seul point décimal par ligne d'affichage. Le code débutant avec l'étiquette DCPT (point décimal) détermine l'emplacement du chiffre auquel sera affecté le point décimal et passera le bit du point décimal en logique 1. Le

	BF	04		SEG	EQU	SBF04	
	BF	05		DIG	EQU	SBF05	
0000				POINT	RMB	2	
0002				DIGIT	RMB	1	
0003				WORD1	RMB	1	
004				WORD2	RMB	1	
0005				DP	RMB	1	
0006				DD1	RMB	1	
0007				DD2	RMB	1	
0008				DD3	RMB	1	
0400				ORG	S0400		
0400	CE	06	00	LOAD	LDX	I,S0600	
0403	DF	00			STX	D,POINT	INITIALISE LE POINTEUR
0405	86	01			LDA	A I,S01	
0407	97	02			STA	A D,DIGIT	INITIALISE LE CHIFFRE
0409	96	03			LDA	A D,WORD1	CHARGE DEUX MOTS DCB
040B	16				TAB		REALISE UNE COPIE
040C	54				LSR	B	JUSTIFIE DCB1 A DROITE
040D	54				LSR	B	
040E	54				LSR	B	
040F	54				LSR	B	
0410	D7	01			STA	B D,POINT + 1	
0412	DE	00			LDX	D,POINT	POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0414	E6	00			LDA	B X,0	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0416	D7	06			STA	B D,DD1	MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
0418	84	0F			AND	A I,S0F	MASQUE DCB2 RESTANT
041A	97	01			STA	A D,POINT + 1	
041C	DE	00			LDX	D,POINT	POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 1er CHIFFRE
041E	A6	00			LDA	A X,0	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
0420	97	07			STA	A D,DD2	MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 2e CHIFFRE
0422	96	04			LDA	A D,WORD2	CHARGE LES DEUX MOTS DCB SUIVANTS
0424	16				TAB		REALISE UNE COPIE
0425	54				LSR	B	JUSTIFIE DCB3 A DROITE
0426	54				LSR	B	
0427	54				LSR	B	
0428	54				LSR	B	
0429	D7	01			STA	B D,POINT + 1	
042B	DE	00			LDX	D,POINT	POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
042D	E6	00			LDA	B X,0	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
042F	D7	08			STA	B D,DD3	MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 3e CHIFFRE
0431	84	0F			AND	A I,S0F	MASQUE DCB4 RESTANT
0433	97	01			STA	A D,POINT + 1	
0435	DE	00			LDS	D,POINT	POINTE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
0437	A6	00			LDA	A X,0	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
0439	97	09			STA	A D,DD4	MEMORISE LES DONNEES SEGMENTS DU 4e CHIFFRE
043B	96	05		DCPT	LDA	A D,DDP	CHARGE LE CHIFFRE AFFECTE DU POINT DECIMAL
043D	CE	00	00		LDX	I,S0000	EFFACE LE REGISTRE D'INDEX
0440	08			INCR	INX		
0441	4A				DEC	A	
0442	26	FC			BNE	INCR	LA BOUCLE TRANSFERE DONNEES P.D. SUR LE REGISTRE D'INDEX
0444	A6	05			LDA	A X,DP	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS NECESSITANT LE POINT DECIMAL
0446	8B	01			ADD	A I,S01	LUI AJOUTE LE POINT DECIMAL
0448	A7	05			STA	A X,DP	LE STOCKE
044A	39				RTS		
044B	0F			RFRSH	SEI		INVALIDE LES INTERRUPTIONS PENDANT LE RAFFRAICHISSEMENT
044C	D6	02			LDA	B D,DIGIT	RECHERCHE LE CHIFFRE
044E	C1	01			CMP	B I,S01	EST-CE LE 1er CHIFFRE ?
0450	26	05			BNE	NFST	BRANCHE SI CE N'EST PAS LE 1er CHIFFRE, SINON CONTINUE
0452	CE	00	06		LDX	I,S0006	
0455	DF	00			STX	D,POINT	INITIALISE LE POINTEUR SUR DD1
0457	86	00		NFST	LDA	A I,S00	EFFACE A
049	B7	BF	05		STA	A E,DIG	EFFACE L'AFFICHAGE
045C	DE	00			LDX	D,POINT	POINTE VERS LES DONNEES SEGMENTS
045E	A6	00			LDA	A X,0	CHARGE LES DONNEES SEGMENTS
0460	B7	BF	04		STA	A E,SEG.	FOURNIT LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHAGE
0463	F7	BF	05		STA	B E,DIG	FOURNIT LES DONNEES CHIFFRES A L'AFFICHEUR
0466	C1	08			CMP	B I,S08	EST-CE LE DERNIER CHIFFRE ?
0468	27	08			BEQ	LOOP1	BRANCHE SI C'EST LE DERNIER CHIFFRE, SINON CONTINUE
046A	78	00	02		ASL	E,DIGIT	PASSE AU CHIFFRE SUIVANT
046D	7C	00	01		INC	E,POINT + 1	POINTE SUR LES DONNEES SEGMENTS SUIVANTES
0470	0E				CLI		REVALIDE LES INTERRUPTIONS
0471	3B				RTI		RETOUR
0472	86	01		LOOP1	LDA	A I,S01	RE-INITIALISE LE 1er CHIFFRE
0474	97	02			STA	A D,DIGIT	
0476	0E				CLI		REVALIDE LES INTERRUPTIONS
0477	3B				RTI		RETOUR
0600				ORG	S0600		
0600	FC			FCB	SFC	0	
0601	60			FCB	S60	1	
0602	DA			FCB	SDA	2	
0603	F2			FCB	SF2	3	
0604	66			FCB	S66	4	
0605	B6			FCB	SB6	5	
0606	3E			FCB	S3E	6	
0607	E0			FCB	SE0	7	
0608	FE			FCB	SFE	8	
0609	E6			FCB	SE6	9	
060A	EE			FCB	SEE	A	
060B	3E			FCB	S3E	B	
060C	9C			FCB	S9C	C	
060D	7A			FCB	S7A	D	
060E	9E			FCB	S9E	E	
060F	BE			FCB	SBE	F	

FIGURE 16a — Interface 6800 - Contrôleur de la figure 14

E000			SEG	EQU	001CH	
E000			DIG	EQU	001DH	
E000				ORG	0E000H	
E000			POINT	DS	2	
E002			DIGIT	DS	1	
E003			WORD1	DS	1	
E004			WORD2	DS	1	
E005			DP	DS	1	
E006			DD1	DS	1	
E007			DD2	DS	1	
E008			DD3	DS	1	
E009			DD4	DS	1	
E00A				ORG	0E400H	
E400	21	00	E6	LOAD	LXI	H,0E600H
E403	22	00	E0		SHLD	POINT
E406	3E	01			MVI	A,01H
E408	32	02	E0		STA	DIGIT
E40B	3A	03	E0		LDA	WORD1
E40E	E6	F0			ANI	0F0H
E410	0F				RRC	
E411	0F				RRC	
E412	0F				RRC	
E413	0F				RRC	
E414	6F				MOV	L,A
E415	7E				MOV	A,M
E416	32	06	E0		STA	DD1
E419	3A	03	E0		LDA	WORD1
E41C	E6	0F			ANI	0FH
E41E	6F				MOV	L,A
E41F	7E				MOV	A,M
E420	32	07	E0		STA	DD2
E423	3A	04	E0		LDA	WORD2
E426	E6	F0			ANI	0F0H
E428	0F				RRC	
E429	0F				RRC	
E42A	0F				RRC	
E42B	0F				RRC	
E42C	6F				MOV	L,A
E42D	7E				MOV	A,M
E42E	32	08	E0		STA	DD3
E431	3A	04	E0		LDA	WORD2
E434	E6	0F			ANI	0FH
E436	6F				MOV	L,A
E437	7E				MOV	A,M
E438	32	09	E0		STA	DD4
E43B	3A	05	E0	DCPT	LDA	DP
E43E	01	05	E0		LXI	B,0E005H
E441	03			INCR	INX	B
E442	3D				DCR	A
E443	C2	41	E4		JNZ	INCR
E446	0A				LDAX	B
E447	C6	01			ADI	01H
E449	02				STAX	B
E44A	C9				RET	
E44B	F3			RFRSH	DI	
E44C	F5				PUSH	PSW
E44D	E5				PUSH	H
E44E	D5				PUSH	D
E44F	3A	02	E0		LDA	DIGIT
E452	FE	01			CPI	01H
E454	C2	5D	E4		JNZ	NFST
E457	21	06	E0		LXI	H,0E006H
E45A	22	00	E0		SHLD	POINT
E45D	3E	00		NFST	MVI	A,00H
E45F	D3	1D			OUT	DIG
E461	2A	00	E0		LHLD	POINT
E464	EB				XCHG	
E465	1A				LDAX	D
E466	EB				XCHG	
E467	D3	1C			OUT	SEG
E469	3A	02	E0		LDA	DIGIT
E46C	D3	1D			OUT	DIG
E46E	FE	08			CPI	08H
E470	CA	E4	80		JZ	LOOP1
E473	07				RLC	
E474	32	02	E0		STA	DIGIT
E477	23				INX	H
E478	22	00	E0	LOOP2	SHLD	POINT
E47B	D1				POP	D
E47C	E1				POP	H
E47D	F1				POP	PSW
E47E	FB				EI	
E47F	C9				RET	
E480	3F	01		LOOP1	MVI	A,01H
E482	32	02	E0		STA	DIGIT
E485	C3	78	E4		JMP	LOOP2
E600	FC			ORG	0E600	
E601	60			DB	0FCH	0
E602	DA			DB	060H	1
E603	F2			DB	0DAH	2
E604	66			DB	0F2H	3
E605	B6			DB	066H	4
E606	3E			DB	0B6H	5
E607	E0			DB	03EH	6
E608	FE			DB	0E0H	7
E609	E6			DB	0FEH	8
E60A	EE			DB	0E6H	9
E60B	3E			DB	0EEH	A
E60C	9C			DB	03EH	B
E60D	7A			DB	09CH	C
E60E	9E			DB	07AH	D
E60F	8E			DB	09EH	E
				DB	08EH	F

FIGURE 16b — Interface 8080A - Contrôleur de la figure 14

sous-programme est alors complètement utilisé et renvoie au programme principal.

Le temporisateur intégré 555 fournit une interruption qui engage le microprocesseur à gérer le sous-programme RFRSH (rafraîchissement). Il utilise le registre POINT (pointeur) pour localiser l'information segment (DD1, DD2, DD3 et DD4) qui doit être envoyée sur l'afficheur. L'étiquette SEG (segment) correspond à l'adresse à laquelle la donnée segment doit être écrite. L'étiquette DIG (chiffre) identifie de manière similaire l'adresse où les données chiffre doivent être écrites. RFRSH (rafraîchissement) met à jour l'affichage en commençant par éteindre tous les segments, pour éliminer le phénomène de «fantôme», les segments restant partiellement allumés. L'information segment est ensuite écrite dans la bascule octale 74LS273 et l'information chiffre dans le registre à quatre bascules 74LS175. La commande est alors renvoyée au programme

principal. Ce processus se répète avec les informations de segment correctes pour chacun des autres chiffres. Avec les filtres optiques appropriés, le circuit de la figure 12 commandé par un programme 6800 ou 8080A permet un excellent affichage facilement lisible en plein soleil.

Le circuit du contrôleur de rafraîchissement de la figure 15 est très proche de celui de la figure 14, aux quelques différences suivantes : Le contrôleur emploie un décodeur DCB-sept segments National DS8858, ce qui permet d'écrire les données DCB sur le contrôleur de rafraîchissement sans utiliser de sous-programme LOAD, pour réduire l'encombrement de la RAM et le temps de fonctionnement du microprocesseur. Le logiciel d'interface de ce montage avec un 6800 ou un 8080A fait l'objet des figures 17a et 17b. L'affichage utilisé est constitué d'afficheurs de grandes dimensions 5082-7673 de couleur verte (cathodes communes).

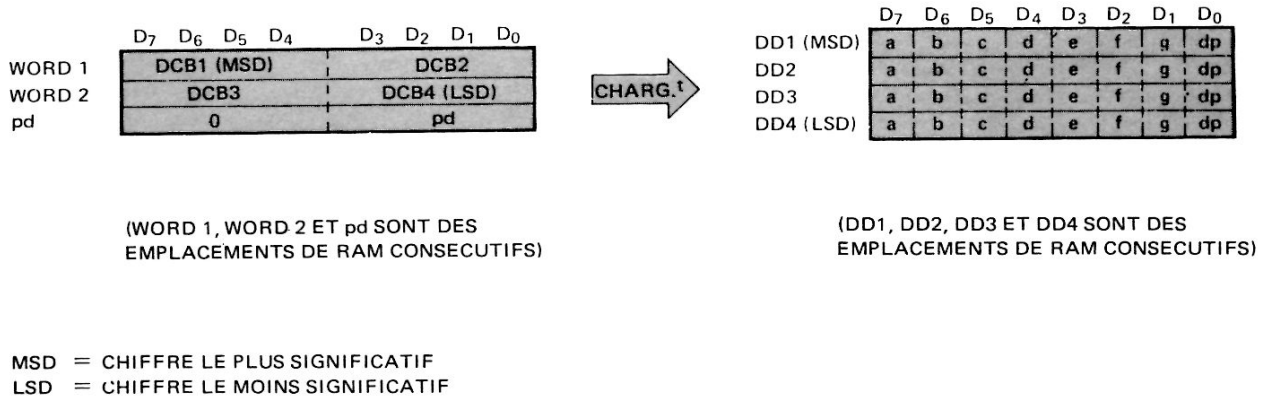


FIGURE 16c — Sous-programme chargement (LOAD)

	BF 04		SEG	EQU	SBF04	
	BF 05		DIG	EQU	SBF04	
0000			POINT	RMB	2	
0002			DIGIT	RMB	1	
0003			DATA	RMB	8	
0400				ORG	S0400	
0400	CE 00	03	INT	LDX	I,S0003	
0403	DF 00			STX	D,POINT	INITIALISE LE POINTEUR
0405	7F 00	02		CLR	E,DIGIT	INITIALISE LE CHIFFRE
0408	0F		RFRSH	SEI		INVALIDE LES INTERRUPTIONS
0409	DE 00			LDX	D,POINT	OBTIENT LE POINTEUR
040B	E6 00			LDA	B X,0	
040D	86 08			LDA	A I,S08	
040F	B7 BF	05		STA	A E,DIG	EFFACE L'AFFICHAGE
0412	F7 BF	04		STA	B E,SEG	ENVOIE LES DONNEES SEGMENTS A L'AFFICHEUR
0415	96 02			LDA	A D, DIGIT	OBTIENT LE CHIFFRE
0417	81 07			CMP	A I,S07	
0419	27 0B			BEQ	LOOP1	BRANCHE SI C'EST LE DERNIER CHIFFRE, SINON CONTINUE
041B	7C 00	02		INC	E,DIGIT	PROGRESSE VERS LE CHIFFRE SUIVANT
041E	B7 BF	05		STA	A E,DIG	ENVOIE LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
0421	7C 00	01		INC	E,POINT + 1	LE POINTEUR POINTE LE MOT DCB SUIVANT
0424	0E			CLI		
0425	3B			RTI		
0426	B7 BF	05	LOOP1	STA	A E,DIG	ENVOIE LES DONNEES CHIFFRE A L'AFFICHEUR
0429	CE 00	03		LDX	I,S0003	
042C	DF 00			STX	D,POINT	RE-INITIALISE LE POINTEUR
042E	7F 00	02		CLR	E,DIGIT	RE-INITIALISE LE CHIFFRE
0431	0E			CLI		
0432	3B			RTI		

FIGURE 17a — Interface 6800 - Contrôleur de la figure 15

E000			SEG	EQU	001CH	
E000			DIG	EQU	001DH	
E000				ORG	0E000H	
E000	03	E0	POINT	DW	DATA	
E002			DIGIT	DS	01H	
E003			DATA	DS	08H	
E00B				ORG	0E400H	
E400	21	03	E0	INIT	LXI	H,0E003H
E403	22	00	E0		SHLD	POINT
E406	3E	00			MVI	A,0
E408	32	02	E0		STA	DIGIT
E40B	F3		RFRSH	DI		INITIALISE LE CHIFFRE
E40C	F5			PUSH	PSW	INVALIDE LES INTERRUPTIONS
E40D	E5			PUSH	H	SAUVEGARDE
E40E	2A	00	E0	SHLD	POINT	SAUVEGARDE
E411	3E	08			MVI	A,08H
E413	D3	ID			OUT	DIG
E415	7E				MOV	A,M
E416	D3	IC			OUT	SEG
E418	3A	02	E0		LDA	DIGIT
E41B	D3	ID			OUT	DIG
E41D	FE	07			CPO	07H
E41F	CA	2E	E4		JZ	LOOP1
E422	3C				INR	A
E423	32	02	E0		STA	DIGIT
E426	23				INX	H
E427	22	00	E0	LOOP2	SHLD	POINT
E42A	E1				POP	H
E42B	F1				POP	PSW
E42C	FB				E1	
E42D	C9				RET	
E42E	3E	00	LOOP1	MVI	A,0	VALIDE LES INTERRUPTIONS
E430	32	02	E0		STA	DIGIT
E433	21	03	E0		LXI	H,0E003H
E436	C3	27	E4		JMP	LOOP2

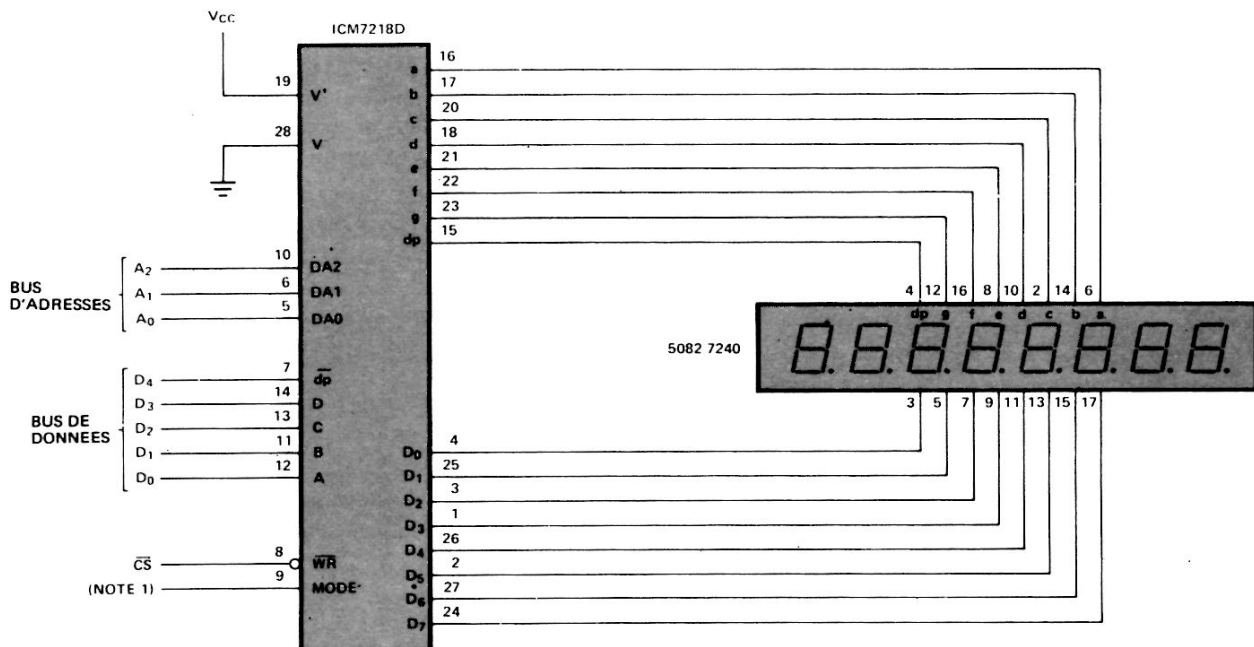
FIGURE 17b — Interface 8080A - Contrôleur de la figure 15

CONTROLEUR A DONNEES CODEES

La figure 18 correspond au schéma d'un contrôleur à données codées destiné à commander un afficheur monolithique de huit chiffres à sept segments, au moyen du circuit Intersil ICM7218D assurant le stockage des données DCB et le multiplexage de l'afficheur. Il est conçu pour attaquer des afficheurs à DEL à cathodes communes sous 10 mA crête par segment (minimum) avec un rapport cyclique de 12%.

Le circuit de la figure 18 utilise le ICM7218D pour commander un afficheur monolithique à DEL de huit chiffres HDSP-7240. La version anode commune de ce circuit (ICM7218C) débite un I_{PEAK} de 10 mA par segment (minimum). Les huit lignes chiffres du ICM7218D peuvent

être mises en parallèle si l'on désire un courant plus important et que quatre chiffres suffisent : dans ce cas, ces derniers sont commandés par un courant double du courant minimal. L'interface microprocesseur-ICM7218D se réalise au moyen de cinq entrées DCB (DCB et dp), de trois lignes d'adresses chiffres (DA0, DA1 et DA2), d'une entrée MODE et d'une entrée WRITE. Les données peuvent être écrites dans les huit emplacements de la mémoire statique du ICM7218D par l'intermédiaire d'un code binaire à trois bits envoyé aux entrées adresses du chiffre. Le front descendant de l'impulsion WRITE commande le transfert des données DCB et du point décimal sur la RAM. Cette méthode d'adressage de la mémoire permet à l'utilisateur de ne mettre les informations d'affichage à jour que si cela est nécessaire.



Note 1 :

MODE EST UNE ENTREE A TROIS ETATS TELLE QU'EN MODE = HAUT, LE 7218 FOURNISSE UN DECODAGE HEXADECIMAL, EN MODE FLOTTANT, IL FOURNISSE LE DECODAGE DU CODE B ET EN MODE = BAS, IL SUPPRIME L'AFFICHAGE

FIGURE 18 — Contrôleur à données codées

CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

La figure 19 donne le schéma d'un tel contrôleur destiné à commander un afficheur de quatre chiffres à sept segments de 20,8 mm de hauteur. Cet afficheur est directement piloté par un MM74C911 National qui fournit les moyens de stockage des données de segment et le multiplexage de l'affichage. Il permet de commander des afficheurs à cathodes communes sous un I_{PEAK} de 100 mA par segment avec un facteur de forme de 25%. Ce même circuit est utilisé figure 17 pour commander quatre afficheurs rouges de 20,3 mm HDSP-3403.

L'interface microprocesseur, MM74C911, est réalisé au moyen de huit lignes de données (a, b, c, d, e, f, g et dp), de deux entrées adresses K_1 et K_2 , de CHIP ENABLE (validation circuit) et de WRITE ENABLE (validation écriture). La donnée segment voulue est écrite dans le registre sélectionné par l'information d'adresse lorsque $\overline{CE}$ et $\overline{WE}$ sont à l'état bas. Cette donnée est stockée lorsque $\overline{CE}$ ou $\overline{WE}$ repassent à l'état haut. Il n'est pas nécessaire de prévoir un temps de maintien des données.

Un oscillateur interne présente séquentiellement les données stockées à la sortie des amplificateurs de commande qui attaquent directement l'afficheur à DEL. Ces amplificateurs sont actifs lorsque la patte de commande SOE (SEGMENT OUT PUT ENABLE : validation sortie segment) est à l'état bas. Ceci permet de commander le facteur de forme de la luminosité et de régler celle-ci en fonction de l'éclairage ambiant. SOE sert aussi, éventuellement, à mettre hors service les amplificateurs, de façon à limiter la consommation d'énergie. Les sorties chiffre attaquent directement la

base du transistor chiffre lorsque la broche $\overline{\text{DIO}}$ ($\overline{\text{DIGIT}}$ INPUT OUTPUT : entrée-sortie chiffre) est à l'état bas.

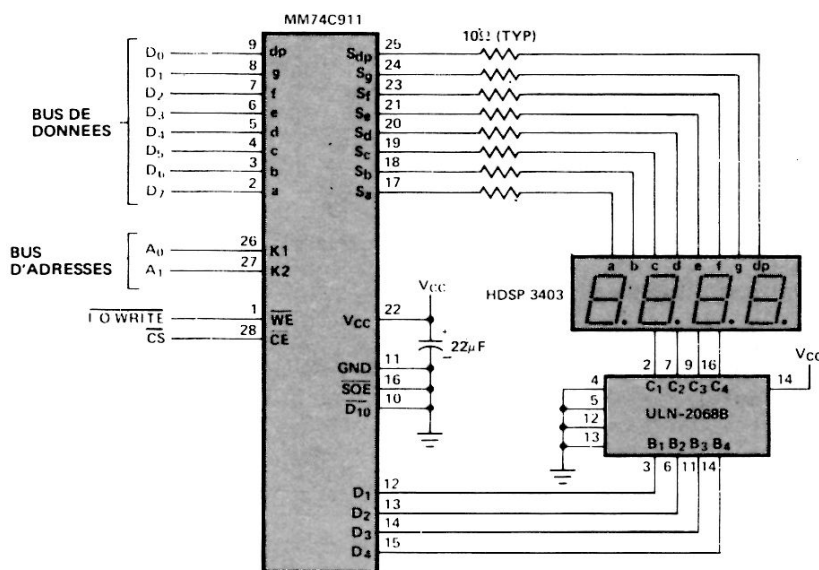
COMMENT ASSORTIR LES AFFICHEURS EN INTENSITE LUMINEUSE

L'intensité lumineuse des afficheurs Hewlett-Packard est vérifiée pour concorder avec celle indiquée dans les fiches techniques. Tous les afficheurs alignables ont un repère correspondant à leur niveau lumineux. L'oeil peut, en gros, distinguer un rapport d'intensité lumineuse de 2 et c'est cette valeur qui sert de base à nos mesures. On obtient l'homogénéité lumineuse en accolant deux afficheurs portant la même référence d'intensité lumineuse (une ou deux lettres situées à droite du boîtier).

Les afficheurs sept segments monolithiques sur carte sont équilibrés en intensité lumineuse chiffre par chiffre sur un ensemble donné. Les afficheurs monolithiques, étanches, qui peuvent être alignés sont eux aussi repérés par une lettre située sous le boîtier.

COULEUR

L'uniformité de la couleur d'un affichage de grande taille est à considérer. Le rouge et le rouge haut rendement sont des couleurs inhérentes et ne posent pas de problème. Par contre, l'œil est beaucoup plus sensible aux différences de couleur du jaune et du vert : c'est pourquoi, ces afficheurs sont repérés en fonction de leur longueur d'onde dominante, par un nombre situé sur le côté droit du boîtier. Pour obtenir une couleur homogène, il suffit d'aligner plusieurs boîtiers portant le même numéro.



CE	ADRESSE CHIFFRE		WE	OPERATION
	K ₂	K ₁		
0	0	0	0	ECRITURE CHIFFRE 1
0	0	0	1	MEMORISATION CHIFFRE 1
0	0	1	0	ECRITURE CHIFFRE 2
0	0	1	1	MEMORISATION CHIFFRE 2
0	1	0	0	ECRITURE CHIFFRE 3
0	1	0	1	MEMORISATION CHIFFRE 3
0	1	1	0	ECRITURE CHIFFRE 4
0	1	1	1	MEMORISATION CHIFFRE 4
1	X	X	X	INVALIDE L'ECRITURE

X : INDIFFERENT

COMMANDE SORTIE						
DIO	SOE	LIGNES CHIFF.				OPERATION
		D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	
0	0	R	R	R	R	RAFFRAICHIT L'AFFICHAGE
0	1	R	R	R	R	INVALIDE LES SEGMENTS
1	0	0	0	0	0	LES CHIFF. SONT ENTRES
1	0	0	0	0	1	AFFICHAGE CHIFFRE 1
1	0	0	0	1	0	AFFICHAGE CHIFFRE 2
1	0	0	1	0	0	AFFICHAGE CHIFFRE 3
1	0	1	0	0	0	AFFICHAGE CHIFFRE 4
1	1	0	0	0	0	ECONOMISEUR D'ENERGIE

R : RAFRAICHISSEMENT
(LES LIGNES CHIFFRES SONT
PULSEES SEQUENTIELLEMENT)

FIGURE 19 – Contrôleur à données décodées

LISIBILITE A LA LUMIERE SOLAIRE

La croissance rapide des équipements électroniques sophistiqués destinés à l'aviation, à l'automobile et à l'armée, a généré le besoin d'afficheurs lisibles sous de très forts éclairagements (plein soleil, par exemple). En combinant les plus récentes technologies de fabrication des DEL et celles de l'amélioration du contraste, Hewlett Packard peut proposer des afficheurs lisibles sous des éclairagements directs atteignant 107000 lumens/m² (soleil).

Les séries des grands afficheurs HDSP-3530, -3730, -4030 et -4031 optimisent les paramètres qui contribuent à la lisibilité des afficheurs en plein soleil. Ce sont :

- a. La couleur des DEL.
- b. Le contraste de luminance.
- c. Le contraste de chrominance (différence de couleur).
- d. Les réflexions sur la surface de l'afficheur.

La puce des afficheurs lisibles en plein soleil est en arséniure-phosphure de gallium (GaAsP) sur substrat au phosphure de gallium (GaP). Ces matériaux fournissent la lumière nécessaire lorsqu'ils sont excités par des courants crêtes pouvant atteindre 120 mA. Des puces de DEL fort courant sont utilisées pour obtenir des courants crêtes et moyens importants dans les afficheurs. Les DEL rouges haut rendement et jaunes fournissent la plus forte lumière pour un courant donné et sont les plus faciles à faire fonctionner en plein soleil. Le boîtier est gris neutre et les segments incolores pour améliorer la visibilité, la combinaison des contrastes lumineux et de chrominance fournissant alors le meilleur compromis. Placés derrière un filtre gris neutre de densité 20 à 25%, les segments illuminés présentent une différence de chrominance distinctement visible sur le fond gris du boîtier.

MONTAGE

Les grands afficheurs sont enrobés dans des boîtiers DIP standard. Le brochage des afficheurs 7,6 mm et 10,9 mm correspond à celui du standard DIP 2,54 x 7,62 mm. Les broches des afficheurs de 20,3 mm et 14,1 mm sont au pas de 2,54 par 15,2 mm, ils se montent aussi bien sur support de CI 24 contacts que sur supports en bande. Tous les afficheurs sept segments de grande taille sont alignables, ils peuvent être directement implantés sur carte. Il est possible de les souder à la vague, dans ce cas utiliser de préférence de la soudure Sn60 ou Sn63. Le bain doit

être à 245°C et le temps d'immersion compris entre 1,30 et 2 s. Les afficheurs de 20,3 mm possèdent des pieds les surélevant de 1 mm au-dessus de la carte. Les broches des autres afficheurs possèdent des épaulements permettant d'atteindre le même but.

Le raccordement des afficheurs monolithiques non étanches se fait soit en soudant des bornes dans les trous métallisés en bout de piste, soit en utilisant un connecteur encartable (Tableau IV). La soudure des bornes se fait à une température maximale de 230°C et ne doit pas dépasser 3 s par borne. Il est dangereux de chauffer à plus de 85°C une partie quelconque autre du circuit imprimé (fragilité des lentilles). Utiliser une soudure à la résine, un flux neutralisant à basse température et de préférence du fil de connexion rigide.

Les afficheurs monolithiques étanches se montent soit sur supports DIP 12 ou 14 broches, soit directement sur carte. Les broches sont à l'écartement 2,54 x 7,62 mm. Pour les souder sur carte, ne pas dépasser 245°C à 1,6 mm du plan de base. Les épaulements des broches sont intentionnellement surélevés pour permettre le montage de l'afficheur en biais par rapport au plan du circuit imprimé. Un angle de 20°, souvent nécessaire sur les appareils de poche ou les calculateurs de bureau, est facilement atteint. Se reporter à la Note d'Applications 937 pour tout renseignement complémentaire.

Les afficheurs à DEL comme la plupart des composants électroniques fonctionnent mieux à basse température. Les données thermiques sont très importantes et toutes les méthodes de refroidissement ou de dissipation de chaleur amélioreront le rendement. La température maximale admissible ne doit en aucun cas être dépassée.

Les performances optiques sont dues à des plastiques spécialement réalisés dans ce but. Ils sont très sensibles aux solvants de nettoyage et l'expérience a montré que le seul produit utilisable est le trichloro-fluoréthane (F113) qui se trouve dans le commerce sous les dénominations Fréon, Génésolv D ou Arkalone. L'eau s'utilise aussi pour le nettoyage des grands afficheurs et des afficheurs monolithiques étanches; elle s'emploie aussi pour nettoyer les afficheurs monolithiques non étanches mais en prenant de grandes précautions pour éviter toute pénétration sous les lentilles.

TABLEAU I - DECODEURS-AMPLIFICATEURS DCB - 7 SEGMENTS

Référence	Marque*	Sorties	Courant en sortie (mA)	Etat actif en sortie	Particularités
74LS47	TI, Fairchild, National	Collecteur ouvert	24	Bas	Zéro automatique-effacement, essai des DEL, 0 à 9
74LS48	TI, Fairchild, National	Résistance de drainage 2 k Ω	6	Haut	
74LS49	TI, National	Collecteur ouvert	8	Haut	
8T04	Signetics		40	Bas	
8T06	Signetics		40	Haut	
9368	Fairchild	Emetteur ouvert	— 19	Haut	Courant constant, bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, A à F
9370	Fairchild	Collecteur ouvert	40	Bas	Bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, A à F
9384	Fairchild	Courant miroir	15	Bas	Courant constant, bascule, zéro automatique-effacement, 0 à 9, E, H, C, D
DS8669	National	Collecteur ouvert	25	Bas	2 chiffres (14 sorties), 0 à 9, C, A, P, E, H, J, L, F
MC14511	Motorola	Emetteur bipolaire NPN	— 25	Haut	Bascule, essai des DEL, entrée effacement, 0 à 9
MC14547	Motorola		— 65	Haut	Bascule, entrée effacement, 0 à 9

* Ceci n'est qu'une partie de la liste des marques

TABLEAU II - AMPLIFICATEURS D'AFFICHAGE

Référence	Marque*	Nb. d' amplif.	Compatibilité à l'entrée	Courant de sortie (mA)	Particularités
DS8859	National	6	TTL	0-40 (max.)	Courant constant programmable Courant constant Version faible courant du 75492 Entrée série, indicateur d'usure de batterie Paire Darlington NPN ou PNP
DS8867	National	8	7V MOS	— 14 (typ.)	
DS8877	National	6	MOS, TTL	50 (typ.)	
DS8874/76/79	National	9	9V MOS	50 (min.)	
ULN-2031/33	Sprague	7	TTL, 5V-15V CMOS	± 80 (max.)	
75497/498	TI	7	MOS, TTL	125 (max.)	Paire Darlington
75492	TI, Fairchild Motorola National	6	9 MOS	250 (max.)	
DS8870	National	6	9V MOS	350 (max.)	
DS8863/8963	National	8	9V MOS	500 (max.)	Série de résistances 2,7 k Ω pour paire Darlington
ULN-2003A (MC1413)	Sprague, TI Motorola	7	TTL, 5V CMOS	500 (max.)	
ULN-2981A	Sprague	8	TTL, 5V CMOS	— 500 (max.)	
ULN-2068B	Sprague	4	TTL, 5V CMOS	1500 (max.)	Etage préamplificateur pour paire Darlington

DECODEURS 1 PARMI N

Référence	Marque*	Nb. d' amplif.	Compatibilité à l'entrée	Courant de sortie (mA)	Particularités
74LS259	TI, Signetics	8	TTL	8 (max.)	Actif haut, 4 modes de fonctionnement
DS8665	National	14	9V MOS	— 20 (max.)	Actif bas, sortie oscillateur
NE590	Signetics	8	TTL	250 (max.)	Actif haut, 4 modes de fonctionnement

TABLEAU III - COMMANDES D'AFFICHAGE MULTIFONCTIONS

COMPTEURS

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
MM74C925/6/7/8	National	Compteur CMOS avec bascule de sortie, oscillateur et circuit de scrutation internes	4 chiffres cathodes communes 40 mA crête (typ.), facteur de forme 1/4
MK50395-9	MOSTEK	Compteur six décades, décodeur d'affichage, retenue anticipée, compteur chargeable	6 chiffres anodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MK5002/517	MOSTEK	Compteur quatre décades, décodeur avec effacement du zéro de tête	4 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
ICM7217	Intersil	Compteur-décompteur CMOS, registre départ-comptage et de comparaison pré-réglable, commande câblée du microprocesseur, cascable	4 chiffres cathodes communes (A, C) 12,5 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
ICM7227			4 chiffres anodes communes (B) 40 mA crête (typ.), 25 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
ICM7208	Intersil	Compteur sept décades avec circuit de scrutation, effacement de l'affichage et remise à zéro	7 chiffres cathodes communes 15 mA crête (typ.), facteur de forme 1/8
ICM7225	Intersil	Compteur-décodeur-pilote à grande vitesse (25 MHz typ.)	4-1/2 chiffres anodes communes 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)
ICM7216	Intersil	Compteur universel, mesure de fréquences, périodes, rapport de fréquence, intervalles de temps, unités	8 chiffres anodes communes (A, C) 35 mA crête (typ.), 25 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
ICM7226			8 chiffres cathodes communes (B, D) 15 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
ZN1040E	Ferranti Packard	Compteur-décompteur synchrone avec bascules mémoires déposées, retenue anticipée, oscillateur interne et circuit de scrutation	4 chiffres anodes ou cathodes communes 80 mA crête (typ.), 50 mA crête (min.), facteur de forme 1/4

CONTROLEUR D'AFFICHAGE

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
8279 8279-5	Intel	Interface clavier-écran programmable, clavier à scrutation, mode matricé, mode entrée multiplexée, mode d'entrée droite ou gauche	16 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MM74C912 BCD-7 segments MM74C917 Binary-Hex)	National	Contrôleur-pilote d'affichage avec RAM 6 x 8, oscillateur interne, circuit de scrutation, décodeur de segments interne	6 chiffres cathodes communes 100 mA crête (typ.), 60 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
MM74V911	National	Contrôleur d'affichage segments extensible avec RAM 4 x 8, oscillateur interne et circuit de scrutation	4 chiffres cathodes communes 100 mA crête (typ.), 60 mA crête (min.), facteur de forme 1/4
MM5450 MM5451	National	Pilote d'affichage entrée série, deux lignes d'interface au microprocesseur, réglage de luminosité, validation données	39 ou 35 segments à cathodes communes, 25 mA cc (typ.), 15 mA cc (min.)
ICM7218	Intersil	Pilote d'affichage avec mémoire 8 x 8, décodage Hex, code B ou pas de code	8 chiffres anodes communes (A, C, E), cathodes communes (B), facteur de forme 1/8, 25 mA crête (typ.), 20 mA crête (min.) (A, C, E), 25 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.) (B)
ICM7212	Intersil	Décodeur-pilote d'affichage	4 chiffres anodes communes 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)

HORLOGES ET CHRONOGRAPHES

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de fonctionnement
ICM7045A	Intersil	Chronomètre industriel complet, cadenceur par décade de précision comptant les secondes, minutes et heures relativement à des fréquences d'oscillations convenables	7 chiffres cathodes communes 15 mA crête (typ.), 10 mA crête (min.) facteur de forme 1/8
ICM7215	Intersil	Chronographe avec fractionnement du temps	6 chiffres cathodes communes, 13,2 mA crête (typ.), 9 mA crête (min.), facteur de forme 1/8
S1998A1B	AMI	Circuit pour réveil	4 chiffres anodes communes 16 mA cc (typ.)
MSM5523	OKI	Radio et horloge multifonctions, compteur de fréquence, 5 modes temporels, 4 modes fréquences, indicateur AM/FM	4-1/2 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires
MSM5929	OKI	Pendule format 12 ou 24 heures, colonne clignotante, suppression du zéro de tête	4 chiffres anodes ou cathodes communes, pilotes de segments et de chiffres nécessaires

TABLEAU III - COMMANDES D'AFFICHAGE MULTIFONCTIONS

CONVERTISSEUR A/N

Référence	Marque	Fonctions	Conditions de commande
ICL7107	Intersil	Convertisseur A/N avec amplis/décodeurs et horloge	3-1/2 chiffres cathode commune 8 mA cc (typ.), 5 mA cc (min.)
ADD3501/3701	National	Multimètre numérique, conversion A/N de modulation d'impulsions, horloge interne ou externe, indicateur de dépassement	3-1/2 chiffres cathode commune 50 mA crête (typ.), fact. cyclique 1/4 amplis chiffres nécessaires
LD130	Siliconix	Convertisseur A/N CMOS, sorties DCB	3-1/2 chiffres anodes ou cathodes communes, nécessite un décodeur DCB-7 segments et des amplificateurs de chiffres

TABLEAU IV - FILTRES

	Panelgraphic	SGL Homalite	3M Company	Glarecheq	Rohm and Haas	Schott	OCLI	Polaroid
Rouge	Ruby Red 60 Dark Red 63 Purple 90	H100-1600 H100-1605 H100-1804 (violet)	R6510 P7710	Spectrafilter 112 Spectrafilter 118	Plexiglass 2423 Oroglass 2414	RG-645 RG-630		
Rouge haut rendement	Scarlet Red 65 Neutral Gray 10	H100-1670	R6310 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 110 Spectrafilter 105 (gris neutre)		RG-610	Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Jaune	Yellow 27 Neutral Gray 10	H100-1720	A5910 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 106 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Vert	Green 48 Neutral Gray 10	H100-1440	G5610 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 107 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)

TABLEAU V - CONNECTEURS POUR AFFICHEURS MONOLITHIQUES NON-ETANCHES, 7 SEGMENTS

Fabricant	Référence	Description
Teledyne Kinetics 410 South Cedros Avenue P.O. Box 427 Solano Beach, CA 92075 (714) 755-1181	Modèle S4050 Modèle S4200	Boîtiers polyester avec contacts à ressort. Profil haut ou bas, montage parallèle ou à 90°. Modèle S4200 jusqu'à 40 contacts.
Precision Concepts, Inc. 1595B Ocean Avenue Bohemia, NY 11716 (516) 567-0995	1255 90-1255	Connecteur à encliquetage. Nombre quelconque de contacts en bande. Inclinaisons disponibles : 0, 45, 60 et 90°. Disponible en version à souder.
William Prym-Werke KG 519 Stolberg-Rheinland (02402) 14331-14465	Spécifier le type de contact	Sortie de contact à oeillet. Dimensions standard. Modèles spéciaux sur demande.
J.A.V. Manufacturing, Inc. 125 Wilbur Place Bohemia, NY 11716 (516) 567-9030	Séries 022-002	Encliquetage à friction. Disponible avec un angle de 30°. Jusqu'à 17 contacts. Disponible en version à souder.

Adresses des Compagnies de la liste ci-dessus

Panelgraphic Corporation
10 Henderson Drive
West Caldwell, NJ 07006
(201) 227-1500

3M Company
Visual Products Division
3M Center, Bldg. 220-10W
St. Paul, MN 55101
(612) 733-0128

Rohm and Haas
Independence Mall West
Philadelphia, PA 19105
(215) 592-3000

Optical Coating Labs, Inc. (OCLI)
2789 Griffen Avenue
Santa Rosa, CA 95401
(707) 545-6440

SGL Homalite
11 Brookside Drive
Wilmington, DE 19804
(302) 652-3686

Glarecheq
Chequers Engraving Ltd
1-4 Christina Street
London EC2A P4A
England
(01) 739-6964

Schott Optical Glass
Duryea, PA 13642
(717) 457-7485

Polaroid Corporation
Polarizer Division
20 Ames Street
Cambridge, MA
(617) 577-2000/3655



HEWLETT
PACKARD

NOTE D'APPLICATIONS 1007

Emploi des échelles analogiques lumineuses

INTRODUCTION

Beaucoup d'applications demandent que des informations analogiques soient transformées en informations lumineuses. Historiquement, le technicien a deux solutions possibles, soit l'appareil de mesure à aiguille traditionnel, soit des voyants alignés en réseau. Les deux solutions ont des défauts : les appareils de tableau avec leur équipement mobile sont affligés d'une très faible précision car ils doivent pouvoir résister aux chocs et d'autre part, les fabricants recherchent des appareils de meilleure esthétique. Les indicateurs sont chers, leur alignement mécanique et optique est difficile, leur couleur et leur intensité lumineuse ne sont pas constantes sur toute la surface d'un même panneau. Hewlett-Packard a résolu le problème en introduisant ses échelles analogiques lumineuses (BAR GRAPH) HDSP-4820, -4830 et -4840 à dix éléments (ou segments) à DEL. Disponibles en rouge, rouge haut rendement et jaune, elles ont une grande souplesse d'emploi et sont faciles à intégrer à un ensemble de visualisation.

Nous commencerons par expliquer comment sont constituées nos échelles lumineuses, nous passerons ensuite à la conception du boîtier et à la configuration électrique pour voir en quoi elles influent sur la conception du circuit. Nous terminerons par des informations sur les caractéristiques mécaniques, sur la disposition des broches de sortie et sur les méthodes de soudage.

Nous étudierons deux méthodes d'interface de base pour la visualisation. La première est applicable à un système destiné à visualiser des signaux analogiques à l'aide d'échelles lumineuses, la seconde à visualiser des données de nature numérique. Nous en donnerons des exemples avec commande par microprocesseur.

En fin de note, nous vous fournissons une liste non exhaustive de fabricants de circuits intégrés et de filtres de contraste utilisables.

CARACTERISTIQUES

Chaque élément de l'échelle lumineuse est obtenu en focalisant la lumière émise par la DEL par diffusion et réflexions successives pour constituer des segments lumineux comme le montre la figure 1. La puce de la DEL est supportée mécaniquement et raccordée électriquement par un châssis métallique. Le boîtier en plastique contient des cavités réfléchissantes fonctionnant comme des conduits de lumière, elles sont remplies d'époxy qui diffuse la lumière pour illuminer de façon uniforme la surface émissive.

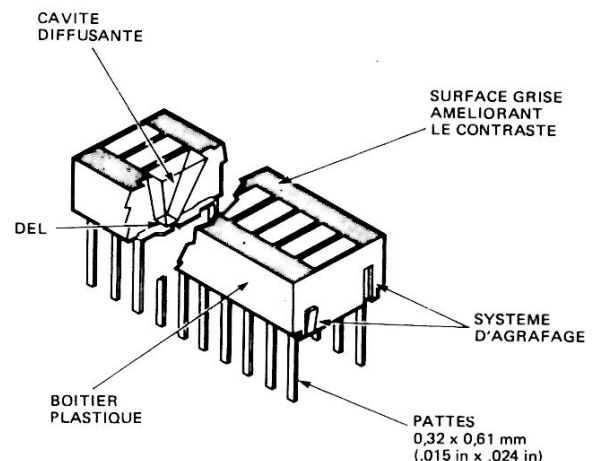


FIGURE 1 — Echelle lumineuse de 10 éléments

Les échelles lumineuses sont disposées dans des boîtiers DIP standard d'entraxe 2,54 x 7,62 mm. Comme l'illustre la figure 2, l'anode et la cathode de chaque DEL sont accessibles chacune sur une broche pour faciliter la conception du circuit.

Les dix éléments d'une échelle lumineuse sont équilibrés électriquement pour fournir une même intensité lumineuse. C'est pourquoi, l'utilisateur n'a pas à se soucier de l'équilibrage des éléments d'une même échelle lorsqu'il étudie son montage. L'intensité lumineuse moyenne de chaque boîtier est repérée par une lettre sur le côté du boîtier. Si l'application nécessite deux ou plusieurs échelles lumineuses, il suffira de choisir des boîtiers repérés par une même lettre pour obtenir un éclaircissement homogène.

L'uniformité de la couleur sur une échelle lumineuse est un facteur important. Le rouge et le rouge haut rendement ne posent pas de problème car leur uniformité de couleur est inhérente et ils n'ont pas besoin d'être appareillés. L'œil est par contre très sensible aux différences de couleur du jaune, c'est pourquoi, les échelles lumineuses jaunes sont triées en fonction de leur longueur d'onde dominante, chaque couleur étant repérée par un chiffre sur le côté du boîtier.

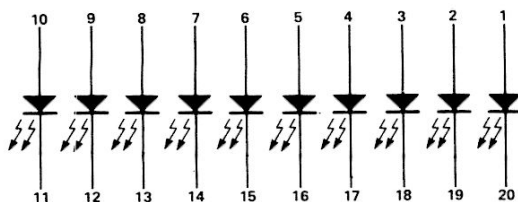


FIGURE 2 — Schéma d'une échelle lumineuse de 10 éléments

Pour que toutes les échelles soient de même couleur, il faut les commander avec le même numéro.

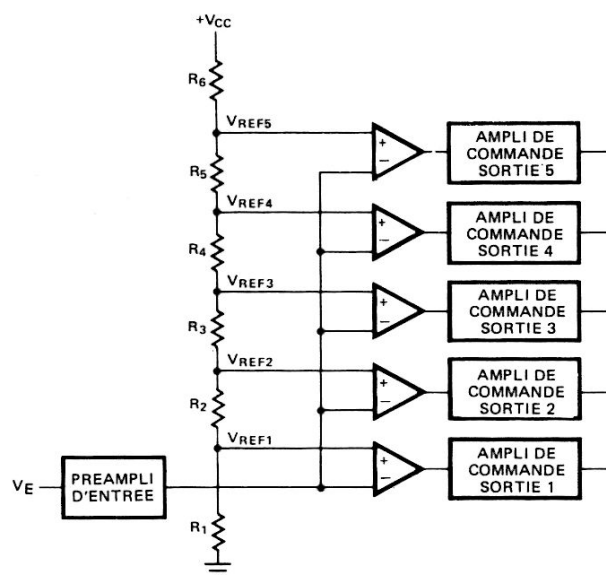
La face de l'échelle est de couleur gris neutre et les éléments sont incolores pour permettre le meilleur contraste possible éteint-allumé. Ce contraste est maximisé en employant des filtres spéciaux dont la liste est fournie en dernière page.

Pour souder les pattes du boîtier à la vague, utiliser des soudures Sn60 ou Sn63. La température du bain ne doit pas dépasser 260°C, le temps d'immersion étant de 3 s au maximum. Le boîtier possède des pieds qui écartent le boîtier de 1 mm de la carte pour permettre d'éliminer plus facilement le flux au nettoyage.

Les performances optiques sont dues à des plastiques spécialement conçus pour nos échelles lumineuses. Ces plastiques, très sensibles à certains solvants, limitent le nombre d'agents de nettoyage possibles. Nous recommandons un mélange Fréon (F113) - alcool pour le nettoyage à la vapeur qui ne doit pas dépasser 2 mn. Les autres produits utilisables sont le Fréon TE, le Genesolv DI-15 ou DE-15, l'Arklone A ou K. Il est possible de procéder au nettoyage à l'eau chaude à 60°C, suivi d'un rinçage neutralisant (solution à 3% d'ammoniac ou équivalente), d'un rinçage détersif (solution à 1% de détergent), d'un rinçage à l'eau chaude et d'un séchage à l'air sec. Le nettoyage à la température ambiante peut se faire au Fréon T-35 ou T-P35, à l'Ethanol, à l'Isopropanol ou à l'eau additionnée d'un détergent doux.

INTERFACES POUR ENTREES ANALOGIQUES

Dans nombre d'applications, les échelles lumineuses servent à visualiser un signal analogique sans mise en forme spéciale. De nombreux circuits intégrés fournissent des décodeurs analogiques, leur liste non exhaustive est donnée en dernière page. Le principe de tous ces décodeurs est le même, malgré les variantes que l'on peut trouver chez chaque fabricant, la figure 3 en donne le principe. Chaque circuit intégré possède une référence de tension et un comparateur qui détecte le niveau du signal analogique à l'entrée : lorsque ce niveau dépasse la tension de référence du premier comparateur, la première sortie entre en fonction. Au fur et à mesure que la tension croît, les sorties, qui correspondent à chaque niveau, sont successivement mises en service. Certains constructeurs emploient deux autres modes de décodage du signal analogique d'entrée. Le premier mode permet d'allumer toutes les DEL dont les seuils de tension sont inférieurs au signal d'entrée (échelles de type standard). Dans le second mode, une seule entrée analogique est mise en service à chaque instant, lorsque l'entrée analogique se trouve aux abords de la région active d'un comparateur



$V_E > V_{REF1}$ AMPLI DE COMMANDE 1
 $V_E > V_{REF2}$ AMPLIS DE COMMANDE 1 ET 2
 $V_E > V_{REF3}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2 ET 3
 $V_E > V_{REF4}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2, 3 ET 4
 $V_E > V_{REF5}$ AMPLIS DE COMMANDE 1, 2, 3, 4 ET 5

FIGURE 3 — Principe du décodeur analogique pour échelle lumineuse

particulier ($V_{REF N} \leq V_E \leq V_{REF N+1}$), la sortie correspondante se trouve mise en service et toutes les autres sont invalidées; ce système ou «indicateur de position» a l'avantage de ne présenter qu'une seule DEL allumée à la fois, ce qui réduit substantiellement la consommation. Ces deux types de décodage sont décrits ci-après.

On utilise sur la figure 4 le circuit Texas Instruments TL480C et un HDSP-4820 pour réaliser un Vu-mètre économique pour chaîne HI-FI. Les dix comparateurs associés au système de référence de tension du TL480C détectent le niveau du signal analogique sur l'entrée A. La sortie Q_1 est commutée en logique basse pour une tension d'entrée de 203 mV. Le TL480C ayant une variation logarithmique, chaque fois que le signal augmente de 2 dB, la sortie correspondante passe au niveau bas et les DEL s'illuminent. Si le TL480C est réglé pour afficher la pleine échelle pour 2 V à l'entrée, l'échelle lumineuse indique des valeurs comprises entre 0 et 18 dB.

Le circuit de la figure 5 emploie un LM3914 de National et un HDSP-4830 pour constituer une échelle lumineuse d'une grande souplesse d'utilisation. Le LM3914 est un décodeur qui fonctionne selon deux modes possibles en fonction du branchement de la broche 9 MODE. Si MODE est raccordée à +VCC (broche 3), l'échelle lumineuse est entièrement décodée. Si par contre, MODE est branchée à la broche 11, le LM3914 fonctionne en indicateur de position. Cette broche MODE autorise le montage d'un autre LM3914 en cascade pour réaliser une échelle lumineuse de meilleure résolution.

Le schéma de la figure 5 permet de visualiser un signal compris entre 0 et 5 V à l'aide de l'échelle HDSP-4830 rouge haut rendement. La lecture pleine échelle est obtenue

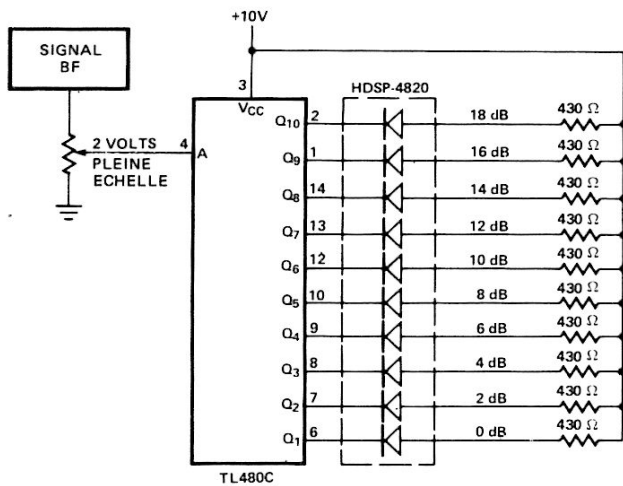


FIGURE 4 – Vu-mètre pour amplificateur BF

au moyen de la tension ajustable obtenue au point SORTIE REF. Le LM3914 fournit une tension constante égale à 1,25 V entre SORTIE REF (broche 7) et REG. REF (broche 8). Sur la figure 5, cette tension est appliquée à travers la résistance R_1 . Puisque la tension est constante, le courant à travers R_1 est constant et la tension de sortie SORTIE REF s'obtient à l'aide de l'équation suivante :

$$\text{SORTIE REF} = 1,25 \text{ V} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{\text{ADJ}} \cdot R_2$$

R_1 détermine d'autre part le courant de DEL. Chaque DEL allumée consomme un courant environ dix fois supérieur à celui débité par SORTIE REF (broche 7). Le courant de DEL se calcule comme suit :

$$I_{\text{DEL}} = 10 \cdot \frac{1,25}{R_1}$$

Il est ainsi possible de déterminer R_2 après avoir choisi R_1 pour une intensité lumineuse donnée des DEL et avoir réglé ADJ du LM3914 sur la valeur indiquée par la fiche technique (75 μA typique). En remplaçant R_2 par un potentiomètre, la tension sur SORTIE REF peut s'ajuster avec précision à la valeur voulue.

Le courant de DEL a été réglé au niveau nominal de 10 mA DC en utilisant la méthode préconisée ci-dessus. Lorsque l'on fonctionne en mode « indicateur de position » avec $V_{\text{CC}} = 6,8 \text{ V}$, la dissipation est d'environ 110 mW. Dans le plus mauvais cas, la dissipation atteint 720 mW lorsque l'on fonctionne en échelle lumineuse avec dix éléments allumés.

Si l'on désire à la fois une faible consommation et le décodage complet de l'échelle lumineuse, le LM3914 peut s'employer comme le montre la figure 6; il est encore employé en « indicateur de position » mais les DEL sont alimentées en série à partir d'une alimentation + 24 V. La tension SORTIE REF est réglée pour que l'échelle lumineuse indique + 5 V à pleine échelle. Lorsque V_E se situe

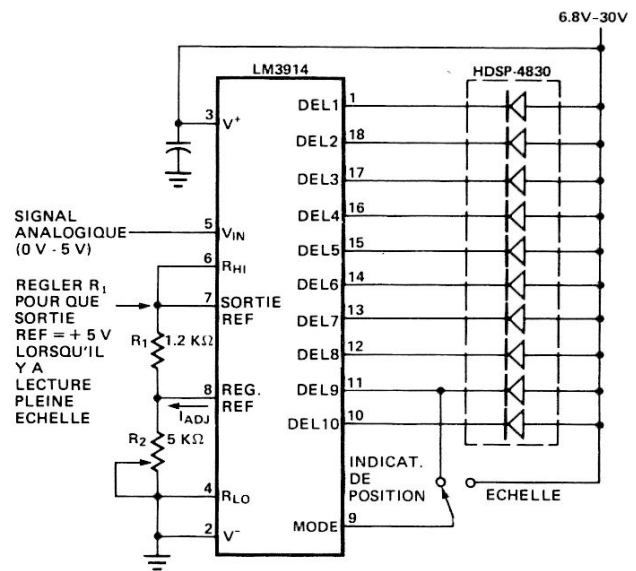


FIGURE 5 – Echelle lumineuse-indicateur de position 0-5 V

entre 0 V et + 0,5 V, toutes les DEL sont éteintes. Lorsque V_E est entre + 0,5 V et + 1V, la sortie 1 est validée et la DEL 1 s'allume. Chaque fois que la tension de sortie augmente de 0,5 V, la source 10 mA se déplace sur la broche de sortie suivante allumant une DEL supplémentaire. Lorsque la tension d'entrée atteint + 5 V ou plus (+ 35 V maxi), les dix DEL sont alimentées à partir de la source 10 mA. Pour un observateur, le fonctionnement paraît identique à celui de la figure 5 en mode « échelle lumineuse »; pourtant dans ce cas, la dissipation est réduite à environ 380 mW.

INTERFACE POUR ENTREES NUMERIQUES

Il existe un grand nombre d'applications pour les échelles lumineuses dans les systèmes numériques. Bien que les données affichées correspondent souvent directement à un signal analogique, elles sont souvent transformées en numérique pour être traitées. Cette conversion peut être réalisée par un microprocesseur et/ou du matériel spécialisé. Ce paragraphe traite de plusieurs techniques d'interface développées pour visualiser des données numériques à l'aide d'échelles lumineuses. Une liste de quelques circuits intégrés répondant à ces fonctions se trouve en dernière page.

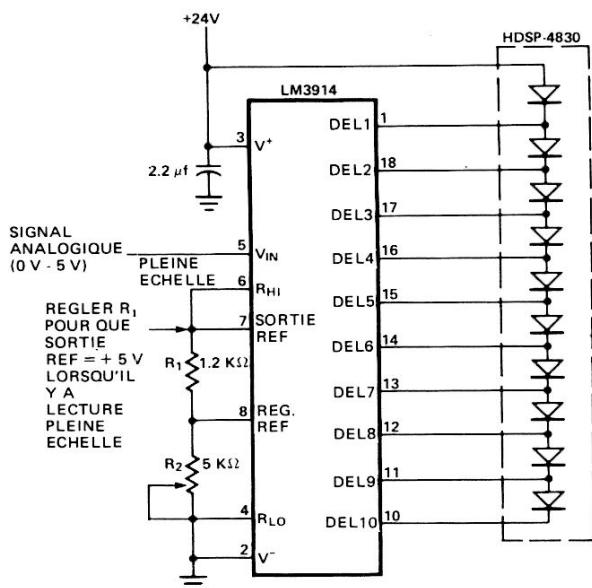


FIGURE 6 — Echelle lumineuse de faible consommation 0-5 V

L'une des méthodes de codage les plus courantes est le code DCB. Les figures 7 et 8 illustrent deux interfaces possibles DCB - échelle lumineuse à dix éléments. Le schéma de la figure 7 commande l'indicateur en mode «indicateur de position», c'est-à-dire que seule la DEL correspondant à l'entrée DCB s'allume. Le circuit de la figure 8 correspond à celui d'une véritable échelle lumineuse et pour cela est constitué d'éléments complémentaires; ainsi, toutes les DEL comprises entre le niveau zéro et la donnée décodée sont allumées. L'échelle lumineuse utilisée ici est de couleur jaune et le courant direct par DEL est réglé à 10 mA CC.

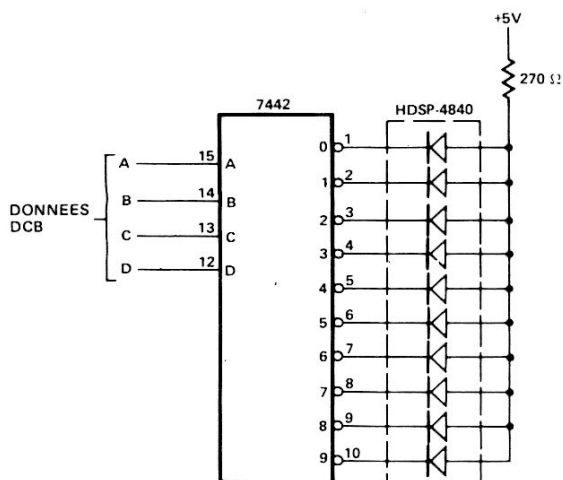


FIGURE 7 — Indicateur de position 1 parmi 10

La figure 9 illustre une échelle lumineuse de trente éléments, commandée en courant continu, utilisant un circuit de commande de DEL National MM5450. Le circuit comprend trois HDSP-4830 rouge haut rendement alignés. Le MM5450 est un registre à décalage entrée série - sorties parallèles à 34 sorties pouvant délivrer chacune 15 mA. Ce courant peut se régler à l'aide d'un potentiomètre extérieur monté entre VDD (broche 20) et la commande de luminosité BC (broche 19). Le transfert des données série depuis leur source, ici le microprocesseur, jusqu'à la commande d'affichage est réalisé à l'aide des deux signaux DONNEES SERIE et HORLOGE. En utilisant un format constitué par un «1» de tête suivi de 35 bits de données, le transfert des données se réalise avec un minimum de matériel. Les 35 bits sont stockés dès que le 36^è bit apparaît. Ce système permet une commande directe sans multiplexage de l'échelle lumineuse.

La figure 10 correspond au logiciel nécessaire à l'interface MM5450 - microprocesseur 6800. Les données d'affichage série sont transférées du microprocesseur par l'intermédiaire du bit 7 du bus de données. Les données sont synchronisées chaque fois que le microprocesseur écrit au MM5450. La synchronisation est réalisée en combinant les adresses d'ordre supérieur, R-W, VMA et ϕ_2 .

Le logiciel envoie tout d'abord un bit de départ au MM5450. Ensuite, le nombre binaire correspondant au nombre d'éléments de l'échelle à allumer est chargé à partir de l'emplacement de mémoire BINARY. Cette valeur est soustraite de $34_{10} = 22_H$, indiquant le nombre d'éléments éteints à synchroniser. Ces éléments binaires d'extinction synchronisés en premier sont suivis immédiatement des bits d'allumage. Enfin, la 36^è impulsion d'horloge est générée et l'échelle lumineuse s'allume; elle restera allumée sans intervention du microprocesseur tant que les données resteront inchangées.

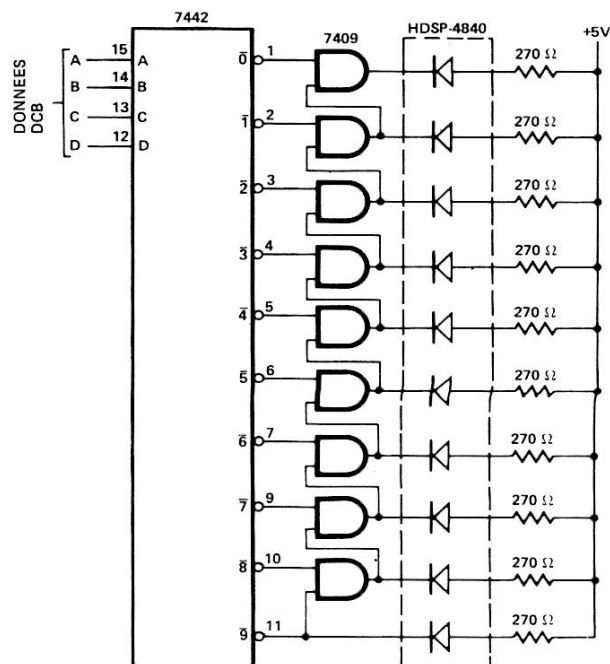


FIGURE 8 — Interface DCB-échelle lumineuse 10 éléments

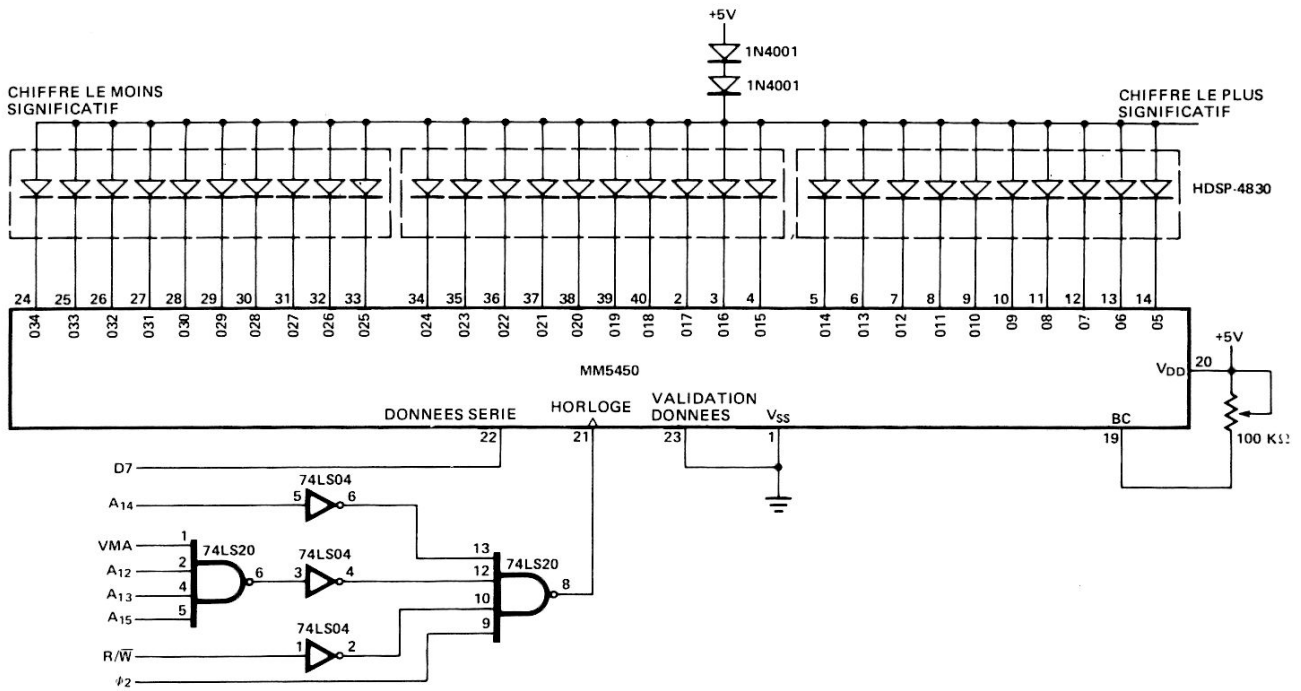


FIGURE 9 — Interface données série entre microprocesseur 6800 et échelle lumineuse de 30 éléments

ASMB, A, L			
B000	DSPLY	EQU	\$B000
0006		ORG	\$0006
0006	BINAIRE	RMB	\$1
0400		ORG	\$0400
0400	86 80	LDA	A I, \$80
0402	B7 B000	STA	A E, DSPLY
0405	D6 06	LDA	B D, BINARY
0407	86 22	LDA	A I, \$22
0409	10	SBA	
040A	81 00	CMP	A I, \$0
040C	27 06	BEQ	ONES
040E	7F B000	CLR	E, DSPLY
0411	4A	DEC	A
0412	20 F6	BRA	ZEROS
0414	86 80	LDA	A I, \$80
0416	C1 00	CMP	B I, \$00
0418	27 07	BEQ	QUIT
041A	B7 B000	STA	A E, DSPLY
041D	5A	DEC	B
041E	7E 0416	JMP	ONES + 2
0421	7F B000	CLR	E, DSPLY
		END	

NOMBRE D'ELEMENTS ALLUMES (30₁₀ = 1E_H OU MOINS)

BIT DE DEPART ENTREE

OBTIENT LE NOMBRE BINAIRE

DETERMINE LE NOMBRE DE ZEROS

PAS DE ZERO ALORS BRANCHER, SINON CONTINUER

ENVOIE LE ZERO SUR L'ECHELLE

BOUCLE

CHARGE LES UNS

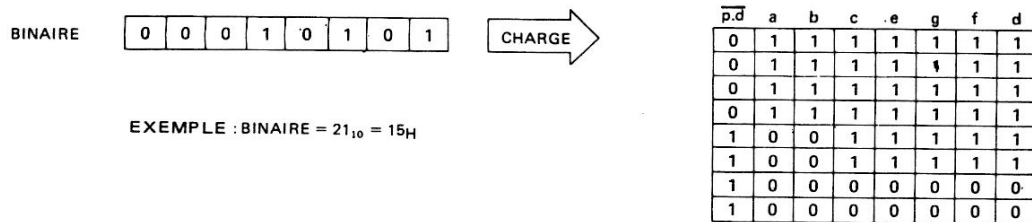
BRANCHER SI REALISE, SINON CONTINUER

ENVOIE LE UN SUR L'ECHELLE

BOUCLE

DERNIERE IMPULSION DE SYNCHRO, DONNEES VERROUILLEES

FIGURE 10 — Logiciel d'interface entre 6800 et circuit de la figure 9



RAM ICM7218A

FIGURE 13 – Sous-programme CHARGE (LOAD)

001C		DSPLY	EQU	001CH	
002C		MODE	EQU	002CH	
0000			ORG	0E000H	
E000	01	BINAIRE	DB	1	NOMBRE D'ELEMENTS ALLUMES ($30_{10} = 1E_H$ OU MOINS)
E001	F5	CHARGE	PUSH	PSW	
E002	C5		PUSH	B	
E003	E5		PUSH	H	
E004	3E	f0	MVI	A, 0F0H	
E006	D3	2C	OUT	MODE	MODE UN
E008	D3	1C	OUT	DSPLY	MOT DE COMMANDE HORLOGE
E00A	3E	00	MVI	A, 00H	
E00C	D3	2C	OUT	MODE	MODE ZERO
E00E	06	08	MVI	B, 08H	COMPTEUR BIT
E010	0E	04	MVI	C, 04H	COMPTEUR OCTET
E012	21	00	LXI	H, BINARY	OBTIENT LE NOMBRE BINAIRE
E015	7E		MOV	A, M	
E016	FE	00	CPI	00	
E018	CA	33	JZ	LOOP 1	BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E01B	3E	00	MVI	A, 00	
E01D	37		STC		POSE LE REPORT
E01E	17		RAL		ROTATION UN BIT
E01F	35		DCR	M	
E020	CA	33	JZ	LOOP1	BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E023	05		DCR	B	DECREMENTE LE COMPTEUR DE BITS
E024	C2	1D	JNZ	SET	BRANCHE SI DIFF. ZERO, SINON CONTINUE
E027	EE	80	XRI	80H	COMPLEMENTE LE BIT 7
E029	D3	1C	OUT	DSPLY	AFFICHAGE HORLOGE
E02B	D3	1C	OUT	DSPLY	AFFICHAGE HORLOGE
E02D	0D		DCR	C	DECREMENTE LE COMPTEUR D'OCTETS
E02E	06	08	MVI	B, 08H	REMET LE COMPTEUR DE BITS A ZERO
E030	C3	1B	JMP	CLEAR	DEMARRE UN NOUVEL OCTET
E033	EE	80	XRI	80H	COMPLEMENTE LE BIT 7
E035	D3	1C	OUT	DSPLY	AFFICHAGE HORLOGE
E037	D3	1C	OUT	DSPLY	AFFICHAGE HORLOGE
E039	0D		DCR	C	DECREMENTE LE COMPTEUR D'OCTETS
E03A	CA	42	JZ	QUIT	BRANCHE SI ZERO, SINON CONTINUE
E03D	3E	80	MVI	A, 80A	CERTIFIE L'EXACTITUDE DU BIT 7
E03F	C3	35	JMP	LOOP 1 + 2	
E042	E1		POP	H	
E043	C1		POP	B	
E044	F1		POP	PSW	
E045	C9		RET		
E046			END		

FIGURE 14 – Logiciel d'interface 8080A avec circuits de la figure 11

TABLEAU I - FILTRES

Couleur DEL	Panelgraphic	SGL Homalite	3M Company	Glarecheq	Rohm et Haas	Schott	OCLI	Polaroid
Rouge	Ruby Red 60 Dark Red 63 Purple 90	H100-1600 H100-1605 H100-1804 (pourpre)	R6510 P7710	Spectrafilter 112 Spectrafilter 118	Plexiglass 2423 Oroglass 2414	RG-645 RG-630		
Rouge haut rendement	Scarlet Red 65 Neutral Gray 10	H100-1670	R6310 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 110 Spectrafilter 105 (gris neutre)		RG-610	Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)
Jaune	Yellow 27 Neutral Gray 10	H100-1720	A5910 N0220 (gris neutre)	Spectrafilter 106 Spectrafilter 105 (gris neutre)			Sunguard™ (gris neutre)	HNCP10 (gris neutre)

Adresses des Compagnies de la liste ci-dessus

Panelgraphic Corporation
10 Henderson Drive
West Caldwell, NJ 07006
(201) 227-1500

3M Company
Visual Products Division
3M Center, Bldg. 220-10W
St. Paul, MN 55101
(612) 733-0128

Rohm and Haas
Independence Mall West
Philadelphia, PA 19105
(215) 592-3000

Optical Coating Labs, Inc. (OCLI)
2789 Griffen Avenue
Santa Rosa, CA 95401
(707) 545-6440

SGL Homalite
11 Brookside Drive
Wilmington, DE 19804
(302) 652-3686

Glarecheq
Chequers Engraving Ltd
1-4 Christina Street
London EC2A 4PA
England
(01) 739-6964

Schott Optical Glass
Duryea, PA 13642
(717) 457-7485

Polaroid Corporation
Polarizer Division
20 Ames Street
Cambridge, MA
(617) 577-2000/3655

TABLEAU II - CIRCUITS DE COMMANDE POUR ECHELLES LUMINEUSES - ENTREE ANALOGIQUE

Référence	Fournisseur	Conditions d'attaque	Echelle	Nombre d'éléments	Commentaires
UAA170	Siemens	≤ 50 mA CC	Extér.	16	Indicateur de position uniq., l'utilis. détermine l'échelle
UAA180	Siemens	10 mA CC (typ.)	Extér.	12	L'utilisateur détermine l'échelle
TL489	TI	≤ 40 mA CC	Lin.	5	Incréments de 200 mV
TL487	TI	≤ 40 mA CC	Log.	5	Incréments de 3 dB
TL490	TI	≤ 40 mA CC	Lin.	10	Incréments réglables entre 50 et 200 mV
TL480	TI	≤ 40 mA CC	Log.	10	Incréments de 2 dB
TL491	TI	≤ -25 mA CC	Lin.	10	Incréments réglables entre 50 et 200 mV
TL481	TI	≤ -25 mA CC	Log.	10	Incréments de 2 dB
LM3914	National	$2 \leq I \leq 30$ mA CC	Lin.	10	Option indicateur de position/échelle
LM3915	National	$2 \leq I \leq 30$ mA CC	Log.	10	
LM3916	National	$2 \leq I \leq 30$ mA CC	Log.	10	
U237B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incréments de 200 mV (200 à 1000 mV)
U244B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incrém. de 180 mV (200 à 1000 mV avec chevauchement)
U247B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incréments de 200 mV (100 à 900 mV)
U254B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Lin.	5	Incrém. de 100 mV (110 à 900 mV avec chevauchement)
U257B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Log.	5	- 15 à + 6 dB
U267B	AEG-Tel.	20 mA (typ.)	Log.	5	- 20 à + 3 dB
XR-2277	Exar	≤ 18 mA CC	Log.	12	- 30 à + 6 dB, opt. indicateur de position/échelle
XR-2278	Exar	≤ 18 mA CC	Log.	12	- 20 à + 8 dB, opt. indicateur de position/échelle
XR-2279	Exar	≤ 18 mA CC	Log.	12	Incréments de 3 dB, opt. indicateur de position/échelle

TABLEAU III - CIRCUITS DE COMMANDE POUR ECHELLES LUMINEUSES - ENTREE NUMERIQUE

Référence	Fournisseur	Conditions d'attaque	Nombre d'éléments	Commentaires
MM74C911	National	100 mA crête, FC* = 25%	32	Décodage par logiciel, interface parallèle
MM5450/51	National	≤ 15 mA CC	34/35	Décodage par logiciel, interface série
ICM7218A	Intersil	20 mA crête, FC* = 12%	64	Anodes communes, décodage par logiciel, interf. parallèle
8243	Signetics	13 mA CC	8	Décodeur n parmi 8
7442	TI, Fairchild, et al	16 mA CC	10	Décodeur 1 parmi 10

* FC = Facteur Cyclique

Détection optique avec le senseur HEDS-1000

Introduction

Le traitement numérique prend une importance de plus en plus grande dans le commerce, l'industrie et les produits de grande consommation. Il a créé un besoin en senseurs capables de transformer des paramètres physiques en signaux électriques utilisables directement par un système numérique. Les senseurs optiques sont très utiles dans ces domaines car ils fournissent, sans contact, une réponse rapide dans la recherche des paramètres qui servent de source de données. Les applications commerciales sont les suivantes : lecture de codes-barres, détection de la tranche d'une feuille de papier, détection de fin de bande de papier, la stabilisation en position, la stabilisation de boucles des bandes magnétiques. Dans l'industrie, les senseurs optiques peuvent servir en tachymétrie optique, dans la surveillance des chaînes de montage, dans les systèmes de sécurité. Les produits de grande consommation concernés par les senseurs optiques sont les chaînes Hi-Fi, les flippers ou les jeux vidéo.

Cette note d'applications décrit la conception électrique et optique de dispositifs optoélectroniques utilisant des éléments discrets ou le senseur optique par réflexion de haute résolution HEDS-1000. Ces explications traiteront à la fois des systèmes fonctionnant par transmission ou par réflexion.

Dans chacune de ces applications, le système est constitué d'un émetteur optique, d'une voie de transmission du faisceau lumineux et d'un senseur optique assurant la fonction de détection. La détection se produit par occultation du rayon lumineux soit par un obturateur (objet opaque), soit par non réflexion de ce même rayon lumineux. Dans l'un ou l'autre système (transmission ou réflexion), il faut tenir compte de certaines considérations électriques et mécaniques pour obtenir les performances optimales du système émetteur-détecteur.

Eléments du système

Tout système de détection optique est constitué par une source de lumière, par une voie optique et par un détecteur. Dans l'étude de la plupart des systèmes de détection optique, on considère que le flux lumineux et la réponse du récepteur (détecteur) sont constants et que, par conséquent, les modifications dynamiques sur le récepteur sont le résultat de modifications de la voie optique. La figure 1 donne le principe d'un lecteur de bande perforée et d'un densitomètre. Sur le lecteur de bande, la présence ou l'absence de perforation produit un signal binaire dû à la coupure ou au

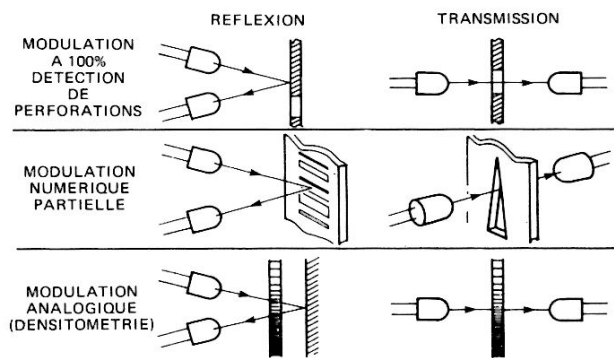


FIGURE 1 — Différents moyens de moduler du flux optique

passage de la lumière. Le densitomètre provoque une modulation analogique du flux lumineux. L'analyse par détecteur de codes-barres ou la détection du bord d'une feuille de papier sont des applications directes de la technique de détection par réflexion de la figure 1. Dans les lecteurs de codes-barres, il se produit un contraste entre les barres et leur arrière plan, c'est la différence de réflexion qui module le flux optique. Dans la détection de bord de feuille de papier, la tranche de la feuille provoque une réponse numérique du système. La transmission de lumière est nulle tant que la feuille ne coupe pas le champ lumineux du détecteur, la transmission de lumière débutant au moment où le bord de la feuille atteint le rayon.

Fonction de transfert optique

Les caractéristiques de transmission du flux lumineux se calculent à partir de la fonction de transfert optique (FTO). La fonction correspond au rapport entre le flux disponible, ϕ_e , et le flux lumineux arrivant sur le récepteur, $\phi_e (R)$. Elle permet de calculer le photocourant disponible pour attaquer l'amplificateur du détecteur.

$$FTO = \frac{\phi_e (REÇU)}{\phi_e (DISPONIBLE)} \quad (1)$$

L'atténuation du flux optique est due à plusieurs phénomènes. L'un d'entre eux provient des pertes de transmission lorsque le flux est incident et traverse le milieu transparent. Les pertes sont dues à des réflexions en surface du matériau et aux diffusions et absorptions à l'intérieur du matériau. Dans le calcul de la fonction de transfert optique, on a pour habitude de définir ces pertes, τ , en terme de la transmittance, T , du matériau à la longueur d'onde de la source. La transmittance est égale à :

$$T = (1 - \tau) \quad (2)$$

Une autre raison de l'atténuation vient du couplage déficieux entre le flux lumineux issu de la source et le récepteur par suite d'une mauvaise adaptation entre l'ouverture numérique relative du récepteur et celle de la source.

Couplage

Dans le cas le plus général, le couplage entre une source lumineuse et d'un récepteur dépend du diagramme de rayonnement de la source, de la distance entre la source et le récepteur et de la surface du récepteur. L'étude suivante montre les effets de ces paramètres sur la fonction de transfert optique.

La figure 2 illustre une source située au centre d'une demi-sphère et un récepteur de surface, A , placé au sommet de la calotte sphérique, à la distance, d , de la source. Le rapport entre la surface du récepteur et le carré de la distance définit l'angle solide, ω , sous-tendu par cette surface. Le flux total, ϕ_e , émis est égal à l'intégrale du flux incident à l'intérieur de la demi-sphère. Le diagramme de rayonnement d'une source Lambertienne est indiqué figure 3. Le diagramme

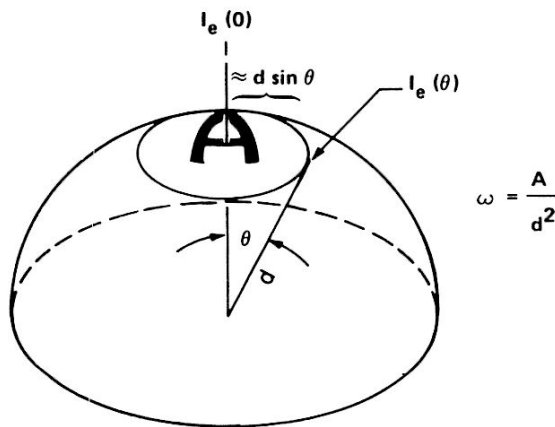


FIGURE 2 – Définition de l'angle solide, ω

fournit le coefficient par lequel on doit multiplier le flux dans l'axe, $I_e(0)$, pour obtenir le flux d'un rayon lumineux, $I_e(\theta)$, faisant avec ce dernier un angle, θ ; il est égal au flux dans l'axe multiplié par le cosinus de l'angle θ .

$$I_e(\theta) = I_e(0) \cos \theta \quad (3)$$

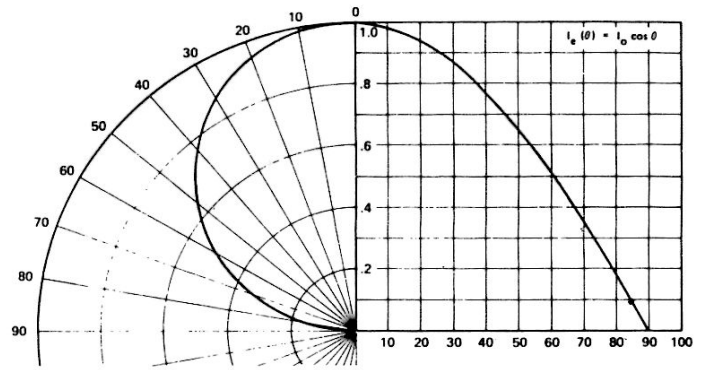


FIGURE 3 – Diagramme de radiation d'une source de Lambert

Lorsque l'on connaît le diagramme de rayonnement $I_e(\theta)/I_e(0)$ et l'intensité lumineuse rayonnée dans l'axe, l'équation (4) permet de définir le flux total sur toute la surface de l'hémisphère ($\theta = 90^\circ$) ou dans le cône sous-tendu par la surface, A .

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta \frac{I_e(\theta)}{I_e(0)} 2\pi \sin \theta d\theta \quad (4)$$

Si la source est constituée par une source Lambertienne, le flux dans le cône déterminé par l'angle, θ , se calcule à partir des équations (3) et (4).

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta 2\pi \cos \theta \sin \theta d\theta$$

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \pi \sin^2 \theta \quad (5)$$

Le flux total émis par la source Lambertienne s'obtient quand $\theta = 90^\circ$. Le flux total émis, θ_e , est donc égal à l'intensité dans l'axe, $I_e(0)$, multiplié par π .

La quantité de flux reçue par la surface, A , est en relation avec l'ouverture relative du récepteur que l'on appelle aussi ouverture numérique, O.N., qui définit les capacités du récepteur à recevoir le flux émis sous un certain angle par rapport à l'axe. Si l'on considère une source ayant un diagramme de rayonnement spécifique, plus l'ouverture numérique du récepteur sera grande plus il recevra de lumière. L'O.N. est définie comme le sinus du demi-angle du cône formé par le récepteur; d'où :

$$\text{O.N.} = \sin \theta \quad (6)$$

avec θ = demi-angle au sommet du cône

Comme on peut le déduire de la figure 4, l'O.N. peut se calculer pour les petits angles d'ouverture comme suit :

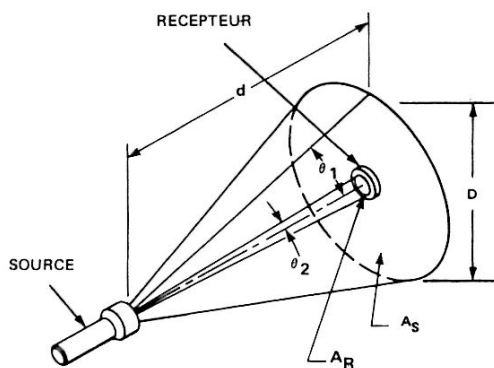


FIGURE 4 — Relation entre les ouvertures numériques

$$\text{O.N.} = \sin \theta \approx D/2d$$

$$\text{O.N.} = \sin \theta \approx (A/\pi)^{1/2}/d$$

$$\text{O.N.}^2 = \sin^2 \theta \approx A/\pi d^2 \quad (7)$$

La figure 4 montre une source et un récepteur à la distance d , l'un de l'autre. A cette distance, le cône, d'angle au sommet θ_1 , engendre une certaine surface, A_S , très supérieure à celle, A_R , du récepteur, qui est donc vu par la source sous un angle bien plus petit et ne reçoit donc qu'une fraction du flux émis. C'est cette fraction qui représente la fonction de transfert dans ce cas simple, et le rapport A_R/A_S en donne une bonne approximation. En utilisant la relation (7), la fonction de transfert optique peut se définir en fonction des cônes que forment la source et le récepteur définis par leur ouverture numérique :

$$\begin{aligned} \text{FTO} = \frac{\phi_R}{\phi_S} &= \frac{A_R}{A_S} = \frac{\pi d^2 \text{O.N.}_R^2}{\pi d^2 \text{O.N.}_S^2} \\ &= \left(\frac{\text{O.N.}_R}{\text{O.N.}_S} \right)^2 = \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \right)^2 \end{aligned} \quad (8)$$

Pour estimer le FTO, il est nécessaire d'évaluer le couplage entre les deux cônes - cône de sortie (ou O.N.) et cône de réception. En règle générale, l'angle θ du cône de révolution est défini comme étant celui qui correspond à l'angle pour lequel l'intensité lumineuse est égale à 10% de l'intensité lumineuse dans l'axe ($\theta = 0$). Le cas particulier du diagramme de rayonnement pour lequel l'intensité lumineuse est une fonction de $\cos \theta$ est d'un intérêt primordial. L'angle pour lequel l'intensité lumineuse est égale à 10% de l'intensité axiale est de $84,26^\circ$ auquel correspond une ouverture numérique $\sin \theta$ égale à 0,995. C'est pourquoi, en pratique, une telle source est considérée comme ayant une O.N. de 1. Si la source de la figure 4 répond à ces données, nous obtenons l'équation réduite :

$$\text{FTO} = \left(\frac{\text{O.N.}_R}{\text{O.N.}_S} \right)^2 = \left(\frac{\text{O.N.}_R}{1} \right)^2 = (\text{O.N.}_R)^2 \quad (9)$$

Cette simplification est très importante car on y fait systématiquement appel dans les explications qui suivent. Il faut

toutefois noter que l'O.N. ne peut dépasser l'unité ce qui suppose que si $\text{O.N.}_R > \text{O.N.}_S$, $\text{FTO} = 1$. Ceci s'applique lorsque le cône de réception est plus large que le cône de la source.

Rappel des notions d'optique géométrique

Les applications pratiques des détecteurs optiques mettent en œuvre des distances source-récepteur qui peuvent atteindre dix fois ou plus le diamètre du récepteur de lumière. Si la surface du récepteur est faible par rapport à la distance d , l'O.N. du récepteur sera petite, comme le laisse entendre l'équation (7). Si la source répond au diagramme de Lambert, le flux total couplé sera une fonction du carré de cette petite ouverture numérique.

Pour rendre le couplage plus efficace, il est possible d'utiliser des lentilles. Pour en comprendre le système, nous rappellerons quelques notions élémentaires d'optique. Les premières concernent les équations fondamentales des lentilles. En se reportant à la figure 5, une lentille biconvexe permet de renvoyer l'image de la source sur le récepteur. La source se trouve à la distance d_S de la lentille et l'image réelle se forme à la distance d_R , dépendant de la distance focale de la lentille. La relation f entre d_S , d_R est l'équation fondamentale des lentilles :

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{d_S} + \frac{1}{d_R} \quad (10)$$

avec f = distance focale

d_S = distance source-lentille

d_R = distance lentille-image

Ce système de lentille est focalisé lorsque le récepteur est placé à la distance d_R , de la lentille (en résolvant l'équation (10), si f et d_S sont connus).

Lorsqu'il y a focalisation, l'image de la source (sur le plan du récepteur) est agrandie. L'agrandissement, m , est égal au rapport :

$$m = \frac{d_R}{d_S} \quad (11)$$

$$m^2 = \frac{A_{S,M}}{A_S} \quad (12)$$

où $A_{S,M}$ = image de la source (source agrandie)

et A_S = surface de la source

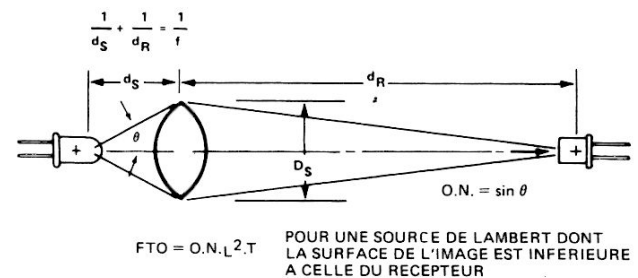


FIGURE 5 — Système de focalisation émetteur-détecteur par lentille biconvexe

En partant des équations (10) et (11), l'agrandissement peut se calculer en fonction de la distance focale et de la distance d_S entre la source et la lentille.

$$A_{S,M} = m^2 A_S = \left(\frac{f}{d_S - f} \right)^2 \cdot A_S \quad (13)$$

Lorsque la distance d_S est égale au double de la distance focale f , l'image se produit à la distance $d_R = 2f$ de l'autre côté de la lentille, auquel cas, la surface de l'image $A_{S,M}$ est égale à celle de la source A_S , ce que l'on définit comme un système de grandissement 1.

Les lentilles ont elles aussi une ouverture relative, qui peut se définir soit comme une O.N., soit comme un nombre $f/$. Ce nombre est égal au rapport entre la distance focale et le diamètre de la lentille. L'ouverture numérique et le nombre $f/$ varient en sens inverse, si bien qu'un nombre $f/$ de petite valeur provoquera une O.N. proportionnellement plus grande.

En partant de la figure 5, le diamètre réel de la lentille est D_L et, en fonction de cela, son ouverture numérique est d'environ $D_L/2d_S$, comme l'indique l'équation (7). En comparant les définitions du nombre $f/$ et de l'O.N., on en déduit :

$$\begin{aligned} f/ &= \frac{f}{D_L} & \text{O.N.} &\approx \frac{D_L}{2d_S} \\ f/ &= \frac{1}{2 \cdot \text{O.N.}} \left(\frac{f}{d_S} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

Si $d_S = f$, la source est focalisée à l'infini et O.N. = 1/2 nombre $f/$.

Si $d_S < f$, l'image est virtuelle, elle se trouve du côté de la source et la lentille est moins efficace pour améliorer le couplage.

Couplage par lentille

Le flux couplé par une lentille dépend de son O.N. et de l'ouverture en sortie de la source. Si on considère le système de focalisation à lentille de la figure 5, le flux qui arrive au point où se forme l'image est égal au carré de l'O.N. de la lentille divisé par le carré de l'O.N. de la source, le tout multiplié par la transmittance de la lentille, T . La FTO est donc égal à :

$$\text{FTO} = \frac{\phi_R}{\phi_S} = \left[\frac{\text{O.N.}_L}{\text{O.N.}_S} \right]^2 T \quad (15)$$

Lorsque la source répond au diagramme de rayonnement de Lambert, l'équation se simplifie pour devenir :

$$\text{FTO} = \frac{\phi_R}{\phi_S} = \text{O.N.}_L^2 \cdot T \quad (16)$$

Nous allons illustrer cela par un exemple pratique :

Données : Surface du détecteur, $A_D = 0,1 \text{ mm}^2$
 Surface de la source de Lambert, $A_S = 0,1 \text{ mm}^2$
 Flux en sortie de la source, $\phi_S = 100 \mu\text{W}$
 Ouverture numérique de la lentille, O.N. = 0,5
 Distance focale de la lentille, $f = 5 \text{ mm}$
 Transmittance de la lentille, $T = 0,95$
 Distance lentille-source, $d_S = 20 \text{ mm}$
 Distance lentille-récepteur, $d_R = 6,67 \text{ mm}$

L'équation (15) nous permet de calculer le flux en sortie du récepteur :

$$\phi_R = \phi_S \text{O.N.}_L^2 \cdot T \quad (17)$$

$$\phi_R = 100 \mu\text{W} (0,5)^2 \cdot 0,95$$

$$\phi_R = 23,75 \mu\text{W}$$

L'équation (12) permet de calculer la surface réceptrice :

$$\begin{aligned} A_{S,M} &= \left(\frac{f}{d_S - f} \right)^2 \cdot A_S \\ A_{S,M} &= \left(\frac{5 \text{ mm}}{20 \text{ mm} - 5 \text{ mm}} \right)^2 \cdot 0,1 \text{ mm}^2 = 0,011 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (18)$$

On a donc concentré un flux de $23,75 \mu\text{W}$ sur une surface de $0,011 \text{ mm}^2$. L'équation (10) permet de calculer d_R ($= 6,67 \text{ mm}$). Si une photodiode ayant une surface A_D , se trouve placée à cette distance d_R , la fraction du flux qui se trouve couplée au détecteur correspond au rapport entre A_D et $A_{S,M}$, si la surface du détecteur est entièrement recouverte par la surface de l'image de la source. En général, cette fraction correspond au rapport entre la portion de l'image qui se superpose au récepteur, la surface totale de l'image de la source et ne peut donc dépasser l'unité même si la surface du détecteur A_D est plus grande que celle de l'image de la source $A_{S,M}$.

$$\text{Couplage détecteur} = K_D = \frac{A_D}{A_R} \leq 1 \quad (19)$$

L'amélioration du couplage se déduit de la comparaison entre un système à couplage par lentille et un système à couplage direct.

$$\frac{\phi_L}{\phi_{n-L}} = \frac{\text{O.N.}_L^2 \cdot T}{\text{O.N.}_R^2} ; \quad \text{O.N.}_R^2 = \frac{A_D}{\pi (d_S + d_R)^2}$$

O.N._R étant calculé à partir de l'équation (7), en posant $d = d_S + d_R$

$$\frac{\phi_L}{\phi_{n-L}} = \frac{(0,5)^2 \cdot 0,95}{4,47 \times 10^{-5}} = 5,3 \times 10^3$$

Ce qui correspond à un gain de 37 dB.

Les réflecteurs

Certaines applications des détecteurs optiques comme la lecture codes-barres, la détection de bord d'une feuille de papier, la tachymétrie optique, utilisent les propriétés réfléchissantes de l'objet ou de l'élément à détecter.

La réflexion du flux incident peut être spéculaire ou diffuse. Un réflecteur spéculaire (ou à miroir) est un réflecteur pour lequel l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence. Ainsi, si un rayon arrive sur le réflecteur sous un angle incident de 20° par rapport à sa normale, il sera réfléchi sous un angle de 20° par rapport à cette normale et de 40° par rapport à l'angle incident. Un réflecteur spéculaire peut être constitué par un miroir ou une surface métallique polie (comme une roue codeuse, par exemple). Un réflecteur est caractérisé par son coefficient de réflexion, ρ , inférieur ou égal à l'unité. Son ouverture numérique O.N.R.S, est identique à celle de la source. Le flux réfléchi est égal au flux incident multiplié par le coefficient de réflexion.

$$\phi_{\text{SORTIE}} = \phi_{\text{ENTREE}} \frac{\text{O.N.L}^2}{\text{O.N.RS}^2} \times \rho \text{ avec O.N.RS} = \text{O.N.L}$$

$$\phi_{\text{SORTIE}} = \phi_{\text{ENTREE}} \times \rho \quad (20)$$

On suppose le coefficient de réflexion constant sur l'éventail de longueur d'ondes utilisé. Si cela n'est pas possible, il faut tenir compte du coefficient de réflexion en fonction de la longueur d'onde $k\rho(\lambda)$, pour corriger les résultats suivant le spectre émis.

Un réflecteur diffusant parfait se caractérise par son diagramme de rayonnement Lambertien. Le rapport entre le flux réfléchi (en sortie) et le flux reçu est égal à :

$$\frac{\phi_{\text{SORTIE}}}{\phi_{\text{ENTREE}}} = \frac{(\text{O.N.RECEPTEUR})^2}{(\text{O.N.REFLECTEUR})^2} \times \rho \quad (21)$$

Dans la plupart des applications typiques, les deux O.N. sont égales. De plus, l'O.N. de la surface diffusante est égale à l'unité. Dans ce cas, l'équation (21) devient :

$$\frac{\phi_{\text{SORTIE}}}{\phi_{\text{ENTREE}}} = \text{O.N.L}^2 \times \rho \quad (22)$$

Les réflecteurs ne sont jamais parfaitement réfléchissants ni parfaitement diffusants. Un réflecteur diffusant peut paraître réfléchissant à une longueur d'onde particulière et diffusant à une autre. Les propriétés réfléchissantes peuvent se modifier avec l'angle d'incidence.

Il peut être intéressant de calculer le rapport relatif de la réflexion entre un réflecteur réfléchissant et un réflecteur diffusant dans une application comme le détecteur optique. En supposant que dans les deux cas ϕ_{ENTREE} est égal et que l'on utilise la même lentille, on obtient en utilisant les équations (20) et (21) le rapport suivant :

$$\frac{\phi_{\text{SORTIE (REFLECHISSANT)}}}{\phi_{\text{SORTIE (DIFFUSANT)}}} = \frac{\rho_S}{\text{O.N.L}^2 \rho_D} \quad (23)$$

C'est ainsi que si le réflecteur a une ouverture O.N.L = 0,3, le gain obtenu avec un miroir réflecteur sera supérieur de 10,45 dB à celui d'un réflecteur diffusant.

Couplage à l'aide de deux lentilles de même focale

Nous avons montré précédemment que la surface de la source pouvait être agrandie ou réduite par l'intermédiaire d'une lentille. Il est ainsi possible, en utilisant deux lentilles de même focale, de réduire les images de la source et du récepteur et de les faire se superposer sur un même plan situé à une certaine distance entre la source et le récepteur.

La figure 6 montre comment focaliser ces deux images au même point à l'aide de deux lentilles plan-convexes. En utilisant les données fournies précédemment au paragraphe «Couplage», le rapport de transfert total peut se retrouver en suivant la marche ci-après :

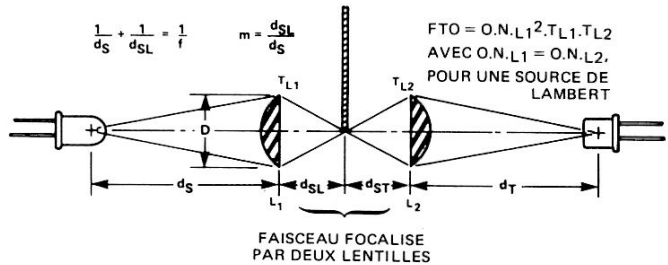


FIGURE 6 — Focalisation intermédiaire du faisceau lumineux au moyen de deux lentilles plan-convexes

Etape 1 Flux dans la lentille 1

$$\frac{\phi_{L1}}{\phi_S} = \frac{\text{O.N.L}_1^2 \text{ d'entrée}}{\text{O.N.S}^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L1} \quad (24)$$

Etape 2 Flux dans la lentille 2

$$\frac{\phi_{L2}}{\phi_{L1}} = \frac{\text{O.N.L}_2^2 \text{ d'entrée}}{\text{O.N.L}_1^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L2} \quad (25)$$

Etape 3 Fonction de transfert optique

$$\text{FTO} = \frac{\phi_{L2}}{\phi_S} \quad (26)$$

$$= \frac{\text{O.N.L}_1^2 \text{ d'entrée}}{\text{O.N.S}^2 \text{ de sortie}} \cdot \frac{\text{O.N.L}_2^2 \text{ d'entrée}}{\text{O.N.L}_1^2 \text{ de sortie}} \cdot T_{L1} \cdot T_{L2}$$

Il est intéressant de noter que dans une telle fonction de transfert, chaque terme peut être évalué individuellement et que la fonction est égale au produit des termes.

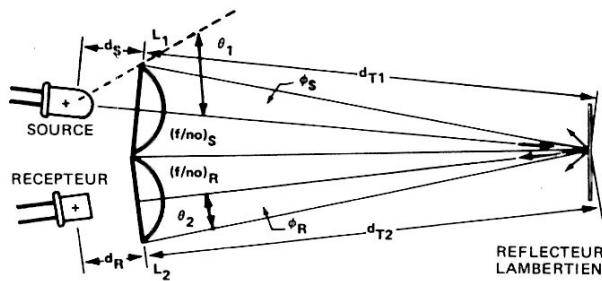
En pratique, l'ouverture numérique d'entrée de la lentille 1 est égale à celle de sortie de la lentille 2. Si l'on utilise une source répondant au diagramme de Lambert dans le cas de l'équation (24), l'équation se simplifie et la fonction de transfert devient :

$$FTO = \frac{\phi_{L2}}{\phi_S} = O.N.L_1^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \quad (27)$$

La dimension de l'image apparaissant à mi-distance des deux lentilles est déterminée par le facteur de grandissement $m = d_{SL}/d_S$. Il est ainsi possible d'amener l'image de la source et du récepteur à la dimension d'un point qui peut servir de référence pour détecter le bord d'un trou ou d'une feuille de papier.

Système réflecteur à couplage par lentilles

Si l'on place les deux lentilles du système précédent côte à côte avec une inclinaison permettant d'obtenir deux images superposées devant les lentilles, on obtient un détecteur à réflexion à couplage par lentilles, comme le montre la figure 7.



$$FTO = O.N.L_1^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \cdot O.N.L_2^2 \cdot \rho_{REFLECTEUR}$$

T_{L1}, T_{L2} - TRANSMITTANCE DES LENTILLES 1 ET 2

$$O.N.L_1 = \sin \theta_1$$

$$O.N.L_2 = \sin \theta_2$$

FIGURE 7 - Couplage par réflexion faisant appel à deux lentilles focalisées en un même point

Tout système mécanique suppose des tolérances d'alignement qui s'opposent à une superposition absolue des deux images focalisées en un même point. Le rapport de superposition, RS , est égal à :

$$RS = \frac{\left(\begin{array}{c} \text{SURFACE DE L'IMAGE} \\ \text{DE LA SOURCE QUI SE} \\ \text{SUPERPOSE A CELLE} \\ \text{DU RECEPTEUR} \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{c} \text{SURFACE} \\ \text{TOTALE DE} \\ \text{L'IMAGE DE} \\ \text{LA SOURCE} \end{array} \right)} \leq 1 \quad (28)$$

Ce rapport peut varier entre 0 et 1. A 0, il n'y a pas de couplage; à 1, le couplage est maximal. Si les deux images se superposent, le rapport de chevauchement est égal à 1. On a donc intérêt à avoir une image du récepteur de surface supérieure à celle de la source pour réduire les effets des tolérances d'alignement.

La quantité de flux couplé dépend du type et de la réflectance du réflecteur placé à l'endroit où les deux images se superposent et de l'O.N. des lentilles.

Les équations (26), (27), (22) et (28) permettent de calculer la fonction de transfert optique d'un réflecteur diffusant.

$$FTO = O.N.L_1^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \cdot O.N.L_2^2 \cdot \rho_D \cdot RS \quad (29)$$

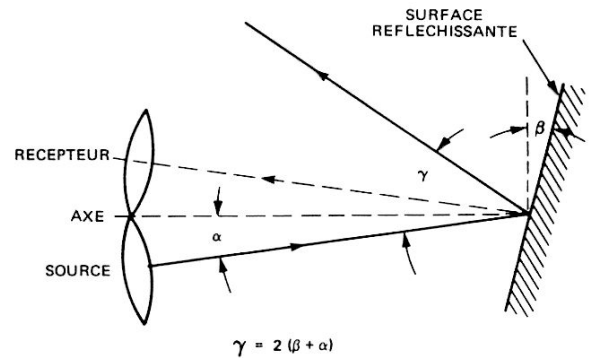
dans laquelle ρ_D = coefficient de réflexion du réflecteur diffusant, les autres termes étant définis figure 7.

FTO se calcule de façon similaire pour un réflecteur à miroir.

$$FTO = O.N.L_1^2 \cdot T_{L1} \cdot T_{L2} \cdot \rho_S \cdot RS \quad (30)$$

avec ρ_S = coefficient de réflexion du réflecteur.

En conclusion, on peut noter qu'un réflecteur à miroir fournit un flux supérieur à un réflecteur diffusant. Il a pourtant un défaut majeur : il suffit qu'il s'écarte de peu de sa position angulaire normale pour que le flux ne soit plus dirigé sur la cible comme le montre la figure 8.



TRAITS PLEINS = REFLECTEUR OBLIQUE PAR RAPPORT AU DETECTEUR
TRAITS HACHURES = REFLECTEUR NORMAL AU DETECTEUR

FIGURE 8 - Influence du positionnement lors de l'emploi d'une surface réfléchissante

Couplage par réflexion du HEDS-1000

La majorité des problèmes d'alignement que l'on trouve sur des systèmes similaires à éléments discrets sont éliminés dans le détecteur optique à réflexion de haute résolution HEDS-1000. Ce détecteur est constitué d'une source lumineuse et d'un récepteur focalisés avec des optiques 2f. Le système optique est constitué d'une double lentille asphérique dont l'ouverture numérique réelle est de 0,3. Tous ces éléments sont logés dans un boîtier T0-5 muni d'une fenêtre de verre comme le montre la figure 9.

Le flux émis, ϕ_e , est spécifié dans la fiche technique comme étant le flux couplé par la lentille de la source. Ceci signifie que pour développer la fonction de transfert optique, il suffit de connaître la fonction de transfert optique de la lentille du récepteur. Les fonctions de transfert optiques du HEDS-1000 et d'un réflecteur diffusant ressembleront à celles d'un système à lentille unique à laquelle on aura ajouté la transmittance de la fenêtre de verre, T_F , et la FTO du réflecteur.

(31)

$$FTO = \frac{\phi_{\text{RECEPTEUR}}}{\phi_{\text{REFLECTEUR}}} = T_L \times T_F \times RS \times \frac{A_R}{A_S}$$

La surface réceptrice du HEDS-1000, A_R , est égale à $0,160 \text{ mm}^2$ et celle de la source, A_S , à $0,023 \text{ mm}^2$. Le rapport A_R/A_S est supérieur à 1, ce qui signifie que dans l'opération de focalisation, RS , est égal à 1.

Les exemples qui suivent donnent des exemples de calcul du flux reçu par la photodiode dans le cas d'un réflecteur diffusant.

Etape 1 FTO du réflecteur diffusant (32)

$$FTO = O.N.L^2 \times \rho_D$$

Etape 2 FTO total du HEDS-1000 en utilisant le résultat de l'étape 1 et l'équation (31)

$$FTO = T_L \times T_F \times RS = O.N.L^2 \times \rho_D$$

Etape 3 En prenant

$$O.N.L = 0,3; \rho_D = 98\%;$$

$$\phi_e \text{ (FICHE TECHNIQUE)} = 9 \mu W;$$

$$T_F = 0,9; T_L = 0,8 \text{ et } RS = 1$$

$$FTO = (0,8) (0,9) (1) (0,3)^2 (0,98) = 0,064$$

Etape 4 $\phi_{\text{REFLECTEUR}} = \phi_e \text{ (FICHE TECHNIQUE)}$

$$\phi_{\text{RECEPTEUR}} = \phi_{\text{REFLECTEUR}} (FTO)$$

$$\phi_{\text{RECEPTEUR}} = 576 \text{ nW}$$

Si l'on avait utilisé un réflecteur non diffusant, le flux sur le récepteur aurait été le produit de la transmittance du verre, de la lentille, de l'O.N. et de la réflectance du réflecteur ρ_S , ce que montre l'équation (33).

(33)

$$\phi_{\text{RECEPTEUR}} = \phi_{\text{REFLECTEUR}} (T_L) (T_F) (RS) (\rho_S)$$

$$\rho_S = 0,95$$

$$\phi_{\text{RECEPTEUR}} = 9 \mu W (0,8) (0,9) (1) (0,95) = 6,16 \mu W$$

En utilisant l'ouverture numérique de la lentille du récepteur, il est possible de calculer la fonction de transfert optique et à partir de ce dernier, le flux reçu à la surface du récepteur. En partant de la courbe de réponse de la diode réceptrice, il est donc possible d'évaluer le photocourant.

PARAMETRES DES DETECTEURS OPTIQUES

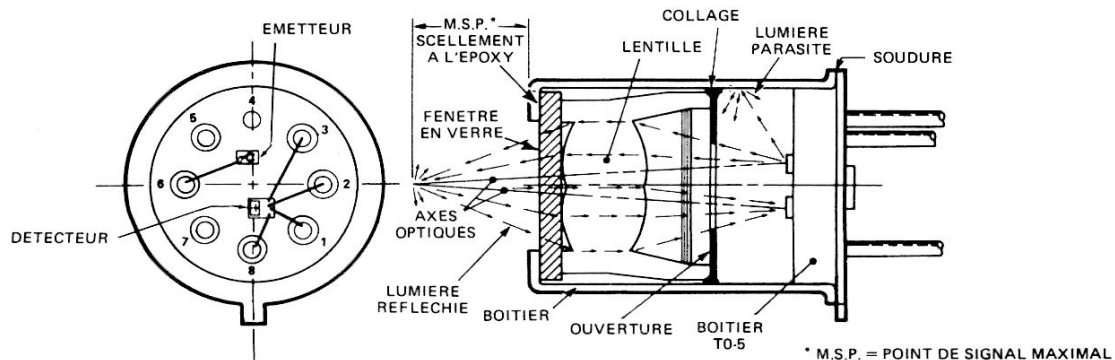
Introduction

La lecture des codes-barres, la détection de bord de feuilles, et les tachymètres optiques ont des caractéristiques spécifiques qui demandent des qualités de résolution optique et des performances électriques particulières au système de détection.

Les paragraphes qui suivent étudient la résolution optique et les performances du HEDS-1000 lorsque l'objet à détecter ne se trouve plus au point focal.

Fonction de transfert de modulation

La résolution optique d'un système optique à réflexion dépend du recouvrement de l'image focalisée sur la surface du réflecteur. Ceci peut être limité par la dimension de l'image du récepteur ou de la source (celles des deux qui est la plus petite). La résolution optique est définie comme étant la possibilité de distinguer entre elles, des lignes séparées ayant des facteurs de réflexion différents. La figure 10 montre une série de barres séparées par des blancs et la réponse à ce type de dessin lorsque l'on déplace latéralement un ensemble source-récepteur. On suppose que la réflectance, $\rho_{\text{REFLECTEUR}}$, est plus grande que celle des barres situées entre les réflecteurs. La conclusion que l'on peut tirer de ce dessin est que la possibilité du détecteur à distinguer des parties réfléchissantes séparées par des intervalles, I , augmente comme la largeur de I .



* M.S.P. = POINT DE SIGNAL MAXIMAL

FIGURE 9 – Constitution du détecteur par réflexion de haute résolution HEDS-1000

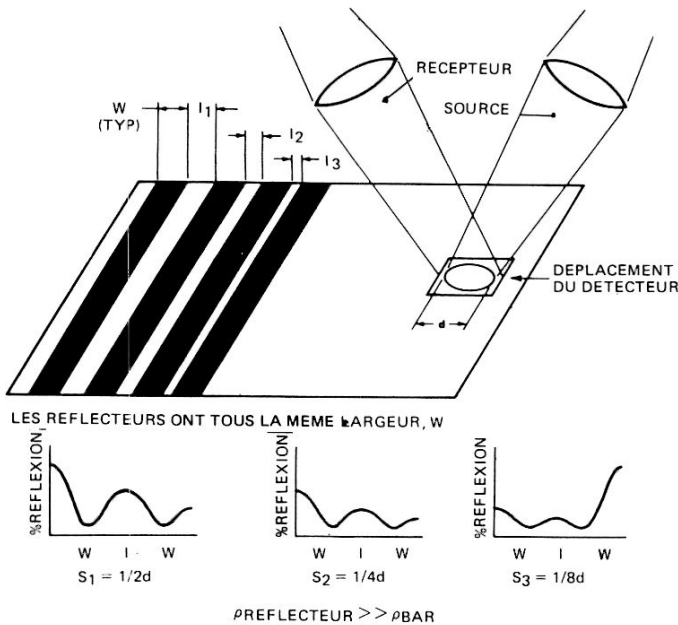


FIGURE 10 — Résolution d'un système de détection à réflexion optique

$$\text{Résolution} \propto \frac{s}{d} \quad (34)$$

La figure 11a, b montre un objet constitué de bandes alternativement blanches (réfléchissantes) et noires (non réfléchissantes) de même largeur. Lorsqu'un récepteur fournit une image circulaire de diamètre, d, qui se trouve entièrement sur une partie réfléchissante (blanche), on obtiendra le signal lumineux réfléchi au maximal ou à 100%. De même, lorsque l'image est entièrement contenue par une bande noire, la réflexion sera minimale ou de 0%. La différence entre la réponse max. et min. détermine la réponse de l'amplitude crête dans les conditions de largeur de ligne et de diamètre de l'image.

Si le point lumineux se déplace latéralement sur la transition noir-blanc, la réponse aura la forme d'une rampe dont la pente (% de REPONSE/distance latérale) dépendra du diamètre de l'image, ce que montre la figure 12a. Le point où la réponse est de 50% (figure 12b) lorsque l'image est à moitié sur un blanc et à moitié sur un noir. Lorsque le déplacement se poursuit sur la surface, la courbe de réponse, dans le cas de la figure 11a, est trapézoïdale (figure 11b).

Dans le cas de l'analyse de bandes noires et blanches de largeur inférieure au diamètre de l'image, la réponse min./max. a une amplitude réduite par rapport au cas précédent.

La figure 13 donne un exemple de ce cas. La réponse 0-100% a lieu pour $W_2 = 3$, alors que pour $W_1 = 1$, le rapport entre la réponse maximale et minimale n'est que de 33%, ce qui montre que la réponse est proportionnelle à la largeur des bandes. La comparaison entre les performances

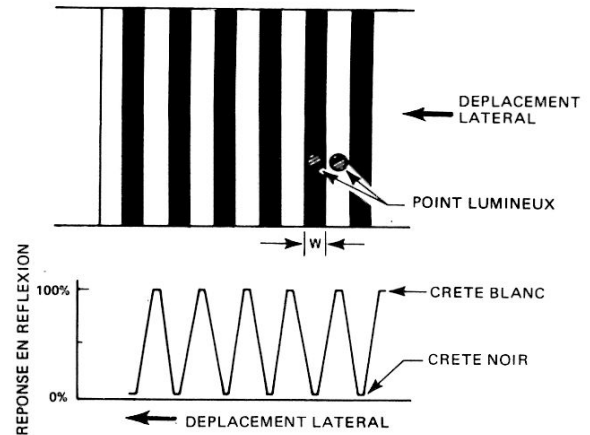
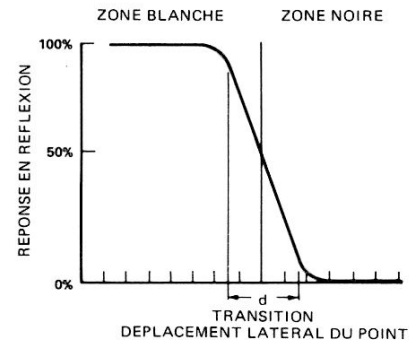
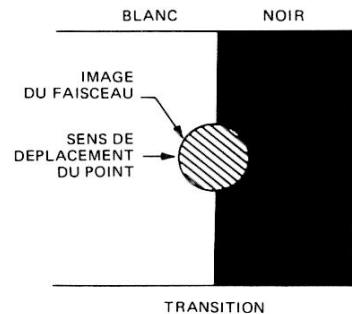


FIGURE 11a, b — Courbe de réponse pour des barres noires et blanches de même largeur

LES NIVEAUX 10%-90% CORRESPONDENT AU DIAMETRE



a) REPONSE A UNE TRANSITION



b) EMPLACEMENT DU POINT LUMINEUX A 50%

FIGURE 12 — Réponse sur une transition

- a) Courbe de réponse
- b) Emplacement du point lumineux pour une réponse de 50%

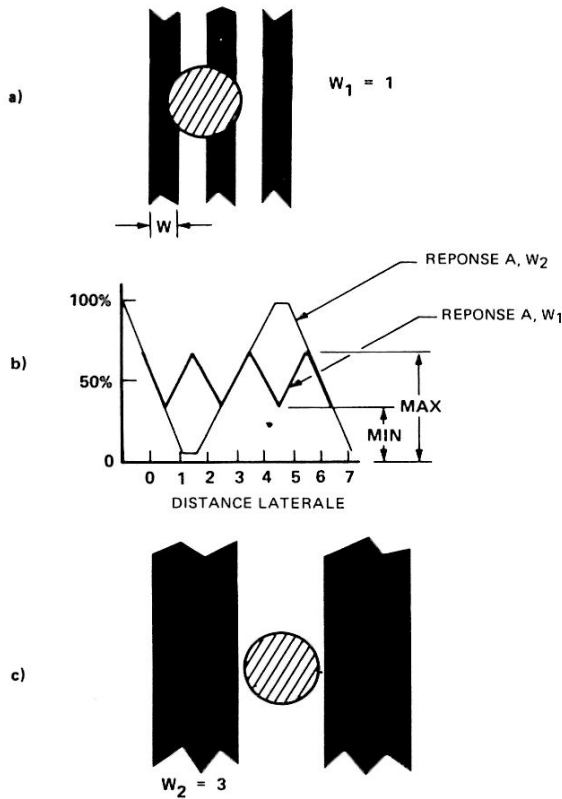


FIGURE 13 — Modulation de la réflexion pour différentes largeurs des barres et intervalles

lorsque les barres sont étroites et celles obtenues pour une réponse à 100%, fournit le rapport de modulations; il est obtenu en utilisant l'équation (35) à partir des données de la figure 13.

$$\text{Modulation} = \frac{\text{MAX} - \text{MIN}}{\text{MAX} + \text{MIN}} \quad (35)$$

Les valeurs de modulation en fonction de la largeur des paires de lignes pour une dimension fixe de l'image s'appelle fonction transfert de modulation ou FTM, de l'image optique : elle est définie comme une réponse en pourcentage à une densité de lignes particulière. La densité, D , est définie par le nombre de paires de bandes noires-blanches par mm (paires de lignes/mm). Cette densité est donnée par l'équation (36) :

$$D = \text{paires de lignes/mm} = \frac{1}{2 \text{ largeurs de ligne (mm)}} \quad (36)$$

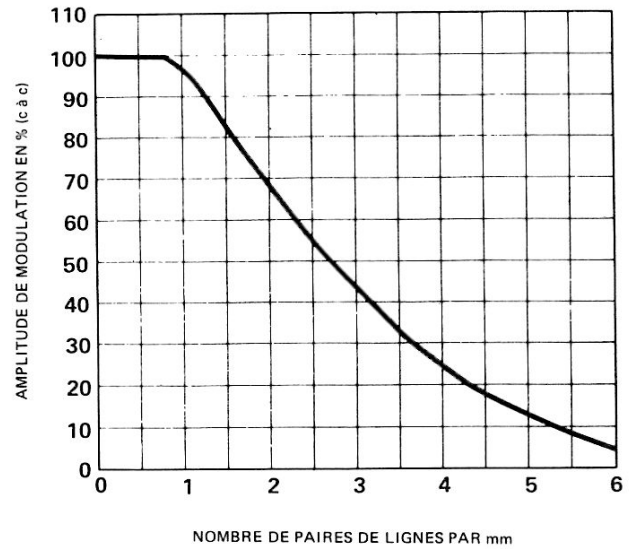


FIGURE 14 — Fonction de transfert de modulation du HEDS-1000

La figure 14 illustre une fonction transfert de modulation du HEDS-1000. Dans une application, comme l'analyse de codes-barres ou la mesure de vitesse par procédé optique (tachymètre), la densité se calcule à l'aide de l'équation (36). Si un ensemble de barres noir-blanc ayant une largeur de barres de 0,254 mm doit être analysé avec un HEDS-1000, les caractéristiques calculées à partir de l'équation (36) donnent une densité de 1,97 (paires de lignes/mm) et la fonction transfert de modulation lue sur la courbe de la figure 14 est de 70%.

La fonction transfert de modulation montre que si un réflecteur sur lequel est inscrit un ensemble de lignes est analysé avec un HEDS-1000, le flux réfléchi est plus faible que celui obtenu avec un réflecteur vierge. C'est pourquoi la fonction transfert de modulation doit compléter la fonction de transfert optique (équations (32) et (33)).

Profondeur de champ

La fonction transfert optique d'un système réfléchissant fait l'objet des paragraphes «Système réflecteur à couplage par lentilles et couplage par réflexion du HEDS-1000». Dans chaque cas, on a supposé que l'image de la source et celle reçue par le récepteur sont focalisées sur le même plan. Dans la plupart des applications, l'alignement mécanique du détecteur et de l'élément réfléchissant ne se trouvent pas au point de focalisation.

Au fur et à mesure que l'objet réfléchissant se déplace par rapport au foyer, l'image devient plus ou moins floue. Dans un système à réflexion, la défocalisation atteint à la fois l'image de la source et l'image reçue. Le rapport entre les surfaces des deux images qui se superposent définit une «fraction de chevauchement» inversement proportionnelle à la défocalisation.

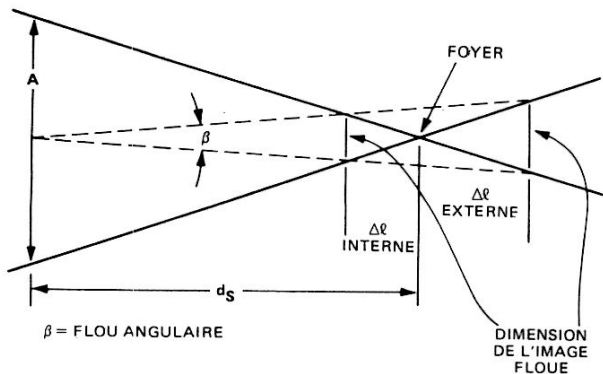


FIGURE 15 — Défocalisation en fonction de la profondeur de champ

La variation de netteté due à la défocalisation du couplage en fonction de la distance au réflecteur s'appelle la profondeur de champ, $\Delta\ell$. La figure 18 illustre la netteté relative en fonction de la distance au réflecteur. Noter la réponse dissymétrique selon que l'on se trouve en avant ou en arrière du foyer. La variation en % du photocourant I_p ($\Delta\ell$) en fonction de la variation de distance est plus faible entre le plan de référence et le point de signal maximal qu'entre ce dernier et un point situé au-delà du foyer. Ceci est dû au fait que le manque de netteté est moins important en-deçà du point de signal maximal qu'au-delà, ce que montre la figure 15. L'image floue pour un $\Delta\ell$ situé en avant du foyer est moins importante que pour un $\Delta\ell$ situé en arrière du foyer. Il en résulte qu'avec un système à lentilles comme celui de la figure 9, la fraction représentant le chevauchement RS est plus faible dans un cas que dans l'autre.

La défocalisation du système optique agit aussi sur la fonction de transfert de modulation. Au fur et à mesure que le système est défocalisé, la dimension de l'image croît provoquant une réduction du transfert de modulation pour une valeur spécifiée de paires/mm.

Fonction de transfert total du HEDS-1000

La fonction de transfert optique du HEDS-1000 est étudiée au paragraphe «Couplage par réflexion du HEDS-1000». D'après cette étude, les performances d'un détecteur à réflexion ont été définies comme le rapport entre le flux incident, ϕ_R , sur le récepteur et le flux incident, ϕ_e , sur le réflecteur, c'est-à-dire que $FTO = \phi_R/\phi_e$. L'utilisateur a d'autre part besoin de connaître la relation qui lie le courant fourni à l'émetteur I_F et le photocourant I_{PR} délivré par le détecteur. Cette relation s'appelle fonction de transfert électrique du détecteur ou encore fonction de transfert total, FTT.

FTT est le produit de la fonction de transfert optique par le flux issu de l'émetteur ϕ_e et la réponse au flux R_ϕ de la photodiode. L'équation de la fonction de transfert total est la suivante (37) :

$$FTT = \frac{I_{PR}}{I_F} = R_\phi \cdot FTO \cdot \phi_e(I_F) \cdot K \quad (37)$$

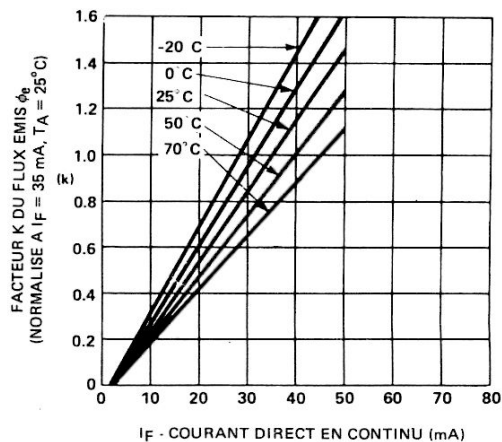


FIGURE 16 — Facteur K de ϕ_e en fonction du courant direct en continu dans la DEL

La réponse au flux R_ϕ de la photodiode à 700 nm a pour valeur 0,22 A/W. R_ϕ est considérée comme constante dans les calculs. Le flux émis ϕ_e issu de la source dépend du courant à travers la DEL émettrice. Le facteur K reliant le flux ϕ_e et le courant direct de la DEL, I_F , est indiqué à la figure 17. Cette courbe est normalisée pour 35 mA et 25°C. La valeur typique de 9 μ W indiquée dans la fiche technique correspond donc à ces données.

L'exemple suivant indique comment utiliser la fonction de transfert total dans le cas d'un lecteur de codes-barres.

Données : $I_F = 45$ mA
 ϕ_e (à 35 mA) = 9 μ W
 $T_A = 25^\circ\text{C}$
 Réflecteur = Lambertien
 $\rho_D = 0,85$ à 700 nm
 Largeur d'une barre = 0,254 mm
 Profondeur de champ = $\Delta\ell = 0,6$ mm
 O.N. = 0,3
 $T_F = 0,9$
 $T_L = 0,8$
 $R_\phi = 0,22$ A/W

La fonction transfert totale est donc égale à

$$FTT = \frac{I_{PR}}{I_F} = R_\phi \cdot T_L \cdot T_F \cdot \text{O.N.} \cdot L^2 \cdot \rho_D \cdot RS(\Delta\ell) \times \text{MFT} \cdot \phi_e \cdot K \quad (38)$$

La première étape consiste à évaluer la valeur du chevauchement $RS(\Delta\ell) = \% I_{PR}(\Delta\ell)$ qui dépend de la profondeur de champ, $\Delta\ell$. La figure 19 permet de retrouver que $\% I_{PR}(\Delta\ell) = 50\% = 0,5$; ce qui donne RS.

La deuxième étape permet de déterminer la fonction de transfert de modulation, FTM, pour une largeur de barre

de 0,254 mm et une profondeur de champ de 0,6 mm. L'équation (36) nous permet de calculer $F = 1,97$ paire de lignes/mm et la courbe de la figure 14 nous permet de constater que pour cette valeur, FTM est égal à 70%.

Enfin, la troisième étape consiste à déterminer le facteur K. En se reportant à la figure 16, on voit que pour $I_F = 45$ mA, $K = 1,3$ à 25°C.

Les valeurs ainsi trouvées sont introduites dans l'équation (38) pour trouver le photocourant réfléchi, I_{PR} .

$$I_{PR} = 0,22 \text{ A/W} \cdot 0,8 \cdot 0,9 \cdot (0,3)^2 \cdot 0,85 \cdot 0,5 \cdot 0,7 \cdot 9 \mu\text{W} \cdot 1,3$$

$$\text{soit } I_{PR} = 49,6 \text{ nA}$$

La conclusion que l'on peut tirer de cet exemple est que de nombreux facteurs influent sur la fonction de transfert total.

Interface logique du HEDS-1000

Le détecteur optique à réflexion HEDS-1000, de haute résolution, permet de réaliser des dispositifs à détection optique. Il est constitué d'un émetteur à DEL travaillant à 700 nm d'une lentille double asphérique et d'un photodétecteur. La cathode de l'émetteur à DEL et le substrat du photodétecteur sont reliés électriquement au boîtier. Le photodétecteur peut être utilisé en photodiode simple ou en photodiode suivie d'un amplificateur à transistor.

Interconnexion de la photodiode

La photodiode, intégrée au photodétecteur, est isolée du substrat du boîtier par les diodes constituées par le substrat. Ces diodes apparaissent entre la cathode de la photodiode et le collecteur du transistor et le substrat du boîtier qui leur est commun.

La figure 17 indique comment réaliser les interconnexions lorsque l'on désire n'utiliser que la photodiode. Il faut prendre soin de polariser les diodes de substrat en inverse pour ne pas créer un court-circuit qui détruirait le substrat des autres éléments.

La photodiode fonctionne comme une source de courant qui, sous l'effet d'un flux optique, génère un photocourant en fonction de sa réponse au flux, R_ϕ , qui est approximativement de $0,22 \mu\text{A}/\mu\text{W}$ à 700 nm. Le photocourant total, I_P , généré par cette photodiode, est la somme de deux courants, le photocourant réfléchi, I_{PR} , et le photocourant parasite, I_{PP} , d'où $I_P = I_{PR} + I_{PP}$.

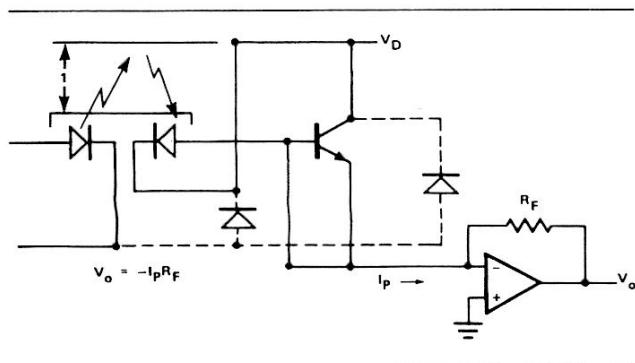


FIGURE 17 — Amplificateur de photodiodes à transrésistance

Photocourant parasite, I_{PP}

Le photocourant parasite résulte du flux produit par d'autres sources que la surface du réflecteur qui atteint le détecteur. Le flux parasite est dû en majeure partie aux réflexions sur les parois du boîtier produites par les rayons divergents issus de la DEL émettrice. La lumière ambiante peut aussi être une source de photocourant parasite, mais cette source d'erreur a été en grande partie éliminée par l'usage d'un filtre optique de grande longueur d'onde. Ce filtrage est obtenu en colorant en rouge la lentille double.

Rapport $I_{PR} - I_{PP}$

La grandeur du photocourant parasite dû aux réflexions internes est directement proportionnelle au courant direct, I_F , dans la DEL et au rendement relatif de l'émetteur. Lorsque l'émetteur fonctionne en courant continu, le photocourant parasite au repos est en relation directe avec les spécifications et le cas le plus défavorable, ou avec les valeurs typiques de I_P (MIN) et de I_P (MAX) liées au rapport du photocourant parasite I_{PR}/I_{PP} . Le photocourant spécifié pour le HEDS-1000 est le photocourant total, I_P , égal à la somme de I_{PR} et de I_{PP} . Le rapport I_{PR}/I_{PP} est appelé facteur de qualité du détecteur (facteur Q). Ainsi, si Q croît pour un I_P donné, la valeur du courant parasite, I_{PP} , décroît. Une analyse du cas le plus défavorable de I_{PP} , avec un Q minimal égal à 4 et un courant de DEL de 35 mA, produit un I_{PP} (MIN) de 20 nA si I_P (MIN) = 100 nA et un courant I_{PP} (MAX) de 50 nA si I_P (MAX) = 250 nA. Une valeur de Q = 6,5 typique fera varier I_{PP} de 13 nA à 33 nA.

L'équation (39) donne les relations entre le facteur de qualité Q et I_P , I_{PP} et I_{PR} :

$$Q = \frac{I_{PR}}{I_{PP}} \quad I_P = I_{PP} + I_{PR} \quad (39)$$

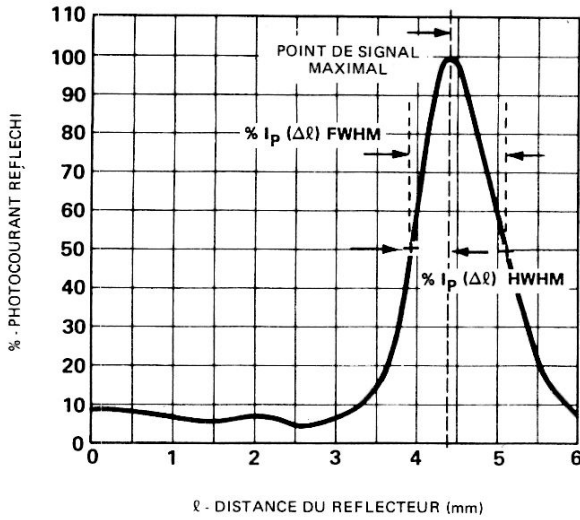
$$I_{PR} = I_P [Q/(Q + 1)] \quad I_{PP} = I_P [1/(Q + 1)]$$

- avec
- Q = facteur de qualité
 - I_P = photocourant total
 - I_{PR} = photocourant réfléchi
 - I_{PP} = photocourant parasite

Profondeur de champ en fonction du point de signal maximal

La figure 18 montre que le photocourant, I_{PR} , maximal est réfléchi à 100% à l'endroit distant du plan de référence appelé «point de signal maximal». Elle montre ainsi que la valeur du photocourant réfléchi, I_{PR} , diminue si le réflecteur est déplacé de part et d'autre de ce point de signal maximal. La réponse de I_{PR} sur le HEDS-1000 est relativement symétrique en fonction de la distance, ℓ , de ce point. La profondeur de champ de ce système est définie comme la distance, $\Delta\ell$, qui sépare deux points correspondants à un pourcentage identique de la réponse de part et d'autre du point de signal maximal. La réponse correspondant à un I_{PR} de 50% définit la profondeur de champ correspondant à la moitié du maximum. La profondeur de champ, $\Delta\ell$, que l'on trouve sur la figure correspond alors à 1,2 mm. Ainsi, si le réflecteur est déplacé de la moitié de cette distance

$$I_{PR}(\Delta\ell) = \%I_{PR}(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P(I_F) \cdot Q/(Q+1) \cdot 1/O.N.L^2 \quad (41)$$



FWHM = LARGEUR A 50% DE PHOTOCOURANT REFLECHI
HWHM = 1/2 LARGEUR A 50% DE PHOTOCOURANT REFLECHI

FIGURE 18 — Profondeur de champ en fonction du point de signal maximal

totale, $\Delta\ell$, par rapport au point de signal maximal, le point où I_{PR} est égal à 50% est situé à 0,6 mm de part et d'autre. Le photocourant I_{PR} réfléchi a une réponse, pour une certaine profondeur de champ, définie en % de $I_{PR}(\Delta\ell)$. Cette valeur ne peut être qu'inférieure ou égale à 100%.

La valeur spécifique de I_{PR} dépend du flux émis et du type de réflecteur et du coefficient de réflexions de ce dernier, ρ . Le paragraphe sur les réflecteurs a montré que les surfaces réfléchissantes à miroir ont un pouvoir réfléchissant très supérieur à celui d'une surface diffusante.

Avec un réflecteur diffusant, la valeur du photocourant réfléchi, I_{PR} , pour une profondeur de champ déterminée, $\Delta\ell$, est le produit de la réponse de I_{PR} en % à cette profondeur de champ, $\%I_{PR}(\Delta\ell)$ par le coefficient de réflexion, ρ , du réflecteur, multiplié par le photocourant total mesuré au point du signal maximal à partir d'un réflecteur diffusant pour un courant de DEL déterminé $I_P(I_F)$ multiplié enfin par le rapport de qualité $Q/Q+1$. Cette relation est indiquée ci-dessous :

$$I_{PR}(\Delta\ell) = \%I_{PR}(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P(I_F) \cdot Q/(Q+1) \quad (40)$$

Avec un réflecteur poli, un coefficient supplémentaire doit être pris en considération. Les performances du HEDS-1000 sont données pour un réflecteur diffusant, c'est pourquoi avec un miroir réflecteur, on obtient un meilleur facteur comme le montre l'équation (23). Ce facteur indique que l'amélioration de I_{PR} pour $P_S = P_D$ est inversement proportionnelle au carré de l'ouverture numérique de la lentille. La réponse $I_{PR}(\Delta\ell)$ est donnée par l'équation (41).

La valeur espérée de $I_{PR}(\Delta\ell)$ avec réflecteur diffusant ayant une réflectance de 75%, une profondeur de champ de 1,2 mm, un courant de DEL de 35 mA et un facteur de qualité $Q = 6,5$, se calcule à partir de l'équation (40). La profondeur de champ de 1,2 mm (0,6 mm de part et d'autre) correspond à un $\%I_{PR}(\Delta\ell)$ de 50% et à un I_P courant typique I_P (à 35 mA) = 140 nA. $I_P(\Delta\ell)$ dans ces conditions est égal à 45,5 mA. Avec un miroir comme réflecteur $I_{PR}(\Delta\ell) = 506$ nA en utilisant l'équation (41) si $O.N.L = 0,3$.

Ces deux équations sont très utiles pour déterminer la variation de I_{PR} pour un réflecteur et pour une profondeur de champ déterminés. Ces éléments du système sont particulièrement importants dans la lecture des codes-barres et la détection de bord de feuille pour laquelle la qualité du réflecteur et la profondeur de champ sont essentiellement variable.

Amplification

Chaque application détermine le type d'interface électrique nécessaire et le genre de réflecteur utilisé. L'amplitude du courant généré par la photodiode est en général trop faible pour attaquer directement une porte logique, ce qui implique l'usage d'un amplificateur. Les performances de l'amplificateur comme le gain en courant et en tension, et le type de liaison dépendent de la famille logique qu'il doit attaquer, de l'application et de la valeur du photocourant réfléchi.

Les miroirs sont en général utilisés en tachymétrie et pour détecter optiquement des limites, les réflecteurs diffusants sont plus couramment trouvés dans la lecture des codes-barres et la détection de bord de feuilles.

La relation entre le photocourant réfléchi, I_{PR} , et le photocourant parasite, I_{PP} , a une grande influence sur les caractéristiques de l'amplificateur continu à réaliser. La première étape dans le développement de l'amplificateur est de calculer la valeur du photocourant parasite, I_{PP} , dans le cas le plus défavorable. C'est cette valeur de I_{PP} qui devient le courant de polarisation d'entrée au repos et fixe le seuil de la tension de sortie de l'amplificateur continu.

Interface TTL à transrésistance

L'amplificateur à courant continu communément utilisé avec les photodiodes est l'amplificateur de type à transrésistance. Son schéma le plus simple est donné figure 17. La configuration du circuit correspondant à la fonction transfert électrique $V_O = I_P R_F$ est souvent appelé convertisseur courant-tension. Un amplificateur transrésistance d'alimentation est illustré figure 19. La photodiode se trouve raccordée à l'entrée inverseuse et la tension de décalage, obtenue à partir de V_{CC} et déterminée par le diviseur de tension, $1 + R_2/R_1$, est appliquée à l'entrée non inverseuse. La fonction de transfert électrique s'écrit :

$$V_O = \frac{V_{CC}}{1 + R_2/R_1} - I_P R_F \quad (42)$$

dans laquelle $I_P = I_{PR} + I_{PP}$

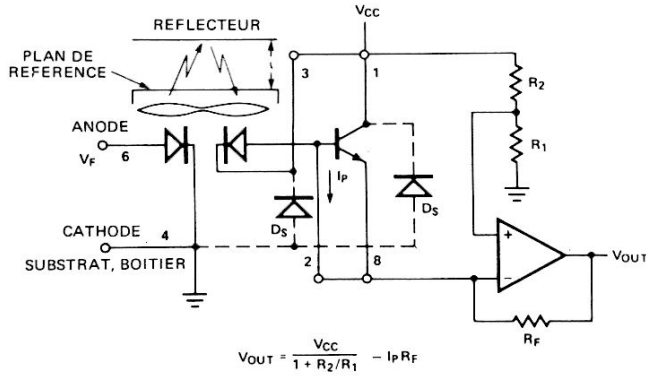


FIGURE 19 – Amplificateur de photodiodes à transrésistances avec décalage de tension

L'équation (43) montre que pour un courant réfléchi nul, $I_{PR} = 0$, la tension de sortie, V_O , sera égale à la tension de décalage diminuée de la tension résultant du photocourant parasite, I_{PP} , multiplié par la transrésistance, R_F . La relation pour $I_{PR} = 0$ devient alors :

$$V_O = \frac{V_{CC}}{1 + R_2/R_1} - I_{PP} R_F \quad (43)$$

Lorsque l'amplificateur à transrésistance de la figure 19 est utilisé comme interface avec un dispositif à logique TTL, la tension de sortie, V_O , de l'amplificateur passe de 2 V en logique haute, V_{IH} , à 0,8 V en logique basse, V_{IL} . Pour améliorer l'immunité au bruit de l'interface, il est nécessaire d'augmenter la différence entre V_{IH} et V_{IL} qui doivent passer respectivement à 2,4 V et à 0,4 V. La tension de décalage et la valeur de la résistance de transrésistance, R_F , sont choisies pour que le photocourant maximal, $I_{PP}(\text{MAX}) = 50 \text{ nA}$, ne provoque pas la chute de la tension de sortie, V_O , au-dessous de $V_{IH} = 2,4 \text{ V}$ et que le photocourant total minimal, $I_P(\text{MIN}) = 100 \text{ nA}$, amène V_O au niveau $V_{IL} = 0,4 \text{ V}$.

Il est peu probable que $I_{PP}(\text{MAX}) = 50 \text{ nA}$ et $I_P(\text{MIN}) = 100 \text{ nA}$ se produisent simultanément. Un dispositif ayant un $I_{PP}(\text{MAX})$ de 50 nA peut avoir un $I_P(\text{MIN})$ de 250 nA. De même, un dispositif ayant un $I_P(\text{MIN})$ de 100 nA peut avoir un $I_{PP}(\text{MAX})$ de 20 nA.

La figure 20 permet de résoudre graphiquement la fonction de transfert électrique de l'équation (42). Les conditions d'interface de $[I_{PP}(\text{MAX}), V_{IH}]$ et $[I_P(\text{MIN}), V_{IL}]$ décrivent une droite dont l'intersection avec l'axe des y détermine la tension de décalage, V_{Offset} , et la pente la valeur de R_F . La tension de décalage et la transrésistance peuvent être alors calculées en utilisant les équations (44) et (45).

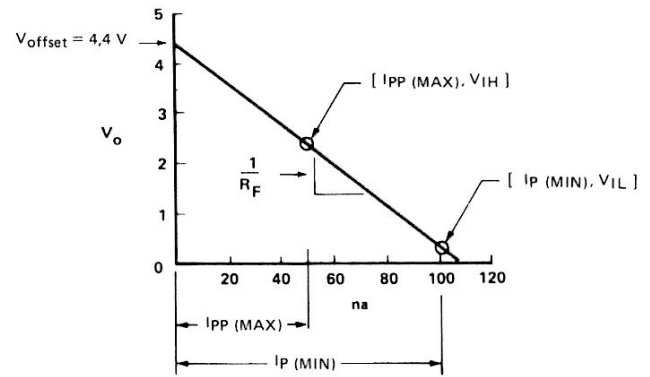


FIGURE 20 – Résolution graphique de la réalisation d'un amplificateur à transrésistance

$$V_{\text{Offset}} = \frac{V_{IL} I_{PP}(\text{MAX}) - V_{IH} I_P(\text{MIN})}{I_{PP}(\text{MAX}) - I_P(\text{MIN})} \quad (44)$$

$$R_F = - \frac{V_{IH} - V_{IL}}{I_{PP}(\text{MAX}) - I_P(\text{MIN})} \quad (45)$$

Les valeurs de V_{Offset} et R_F qui satisfont aux conditions d'interface TTL se calculent aussi à partir des équations (44) et (45). Dans l'exemple, $V_{\text{Offset}} = 4,4 \text{ V}$ et $R_F = 40 \text{ M}\Omega$.

L'exemple d'interface photodiode-logique montre qu'il faut tenir compte de certains paramètres dans le choix de l'amplificateur opérationnel de mesure. L'amplificateur doit avoir un très faible courant de décalage à l'entrée pour permettre de détecter de très petites valeurs de I_P . Il doit avoir un gain bien supérieur à celui de l'interface. Par exemple, le gain en courant de l'amplificateur photodiode-TTL est d'environ 85 dB, il faut donc un amplificateur ayant un gain en boucle ouverte de 100 dB. L'amplificateur à transrésistance peut avoir un dV/dt plus lent que celui nécessaire à la liaison TTL; dans ce cas, il peut être nécessaire de prévoir une bascule de Schmitt comme élément de liaison.

Interface CMOS

Le transistor interne du HEDS-1000 peut s'utiliser comme un des éléments d'un amplificateur à un ou plusieurs étages. La figure 21 donne un exemple de liaison entre la photodiode et un étage tampon constitué d'un circuit CMOS, CD4049, utilisant le transistor interne comme amplificateur.

Comme nous l'avons montré précédemment, I_{PP} et I_P peuvent varier d'un dispositif à l'autre pour des valeurs de I_F , des types de réflecteur et des distances, ℓ , identiques. Il en est de même pour le gain des transistors. L'amplificateur entre la photodiode et son transistor et la porte logique CMOS devra être étudié en fonction des variations de I_{PP} , de I_P et du gain du transistor lorsque l'on désirera un couplage direct. La figure 21 donne un schéma d'interface entre le HEDS-1000 et un circuit CMOS. Il est nécessaire, en premier lieu, de calculer le photocourant parasite dans le plus mauvais cas, $I_{PP}(\text{MAX})$ qui devient le courant de base du transistor qui multiplié par le gain max. détermine le courant collecteur maximal produit par le photocourant parasite. Il ne faut pas que dans ce circuit le courant collecteur découlant de $I_P(\text{MAX})$ produise une tension de sortie collecteur inférieure à 4V niveau haut de l'entrée logique. C'est pourquoi, la valeur maximale de la résistance de charge se choisit en fonction de $I_{PP}(\text{MAX})$ et du gain du détecteur.

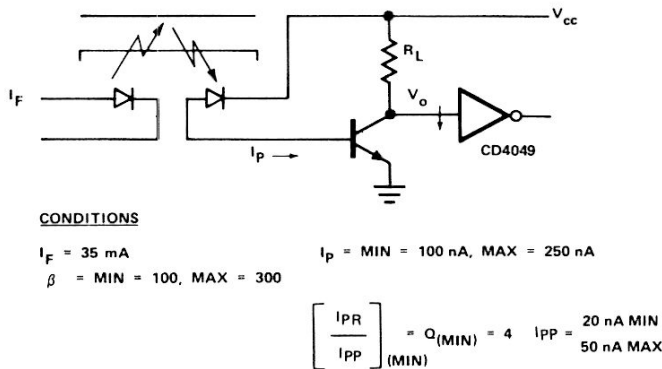


FIGURE 21 — Interfaces HEDS-1000 - porte CMOS

Il est prudent dans ce type d'interface d'avoir un rapport de 2 à 1 entre $I_{PP}(\text{MAX})$ et $I_P(\text{MIN})$. Une telle précaution permet de situer les contraintes correspondant au type de réflecteur, à la profondeur de champ, etc. de façon que β soit situé entre $\beta(\text{MIN})$ et $\beta(\text{MAX})$. Les équations (40) et (41) permettent de calculer $I_P(\Delta\ell)$ pour un $I_P(\text{MIN})$ le plus défavorable quand la profondeur de champ est de 1,2 mm. On obtiendra ainsi un $I_P(\text{MIN})$ de 37,5 nA avec un réflecteur diffusant et un $I_P(\text{MIN})$ de 416 nA avec un réflecteur non diffusant. En utilisant le critère $I_P(\Delta\ell)/I_{PP}(\text{MAX}) \geq 2$ ($I_P(\Delta\ell)$ étant évalué pour $I_P(\text{MIN})$), on voit qu'il faut utiliser un miroir comme réflecteur.

A l'étape suivante, on détermine la valeur minimale de R_L correspondant à $I_P(\Delta\ell)$ et $\beta(\text{MIN})$ qui provoque la chute de la tension collecteur au-dessous de V_{IL} du circuit CMOS.

L'analyse du cas le plus défavorable du tableau 1 montre qu'il y a peu de marge entre $R_L(\text{MAX})$ et $R_L(\text{MIN})$. Si la profondeur de champ était plus faible, la marge serait meilleure.

Tableau 1 - Calcul de l'interface HEDS-1000/CMOS

Etape 1 Photocourant parasite maximal

$$I_{PP}(\text{MAX}) = \frac{I_P(\text{MAX})}{Q_{\text{MIN}} + 1} = \frac{250 \text{ nA}}{4 + 1} = 50 \text{ nA}$$

$$Q_{\text{MIN}} = \frac{I_{PR}(\text{MIN})}{I_{PP}(\text{MAX})}$$

Etape 2 $R_L(\text{MAX})$ pour V_{IH}

$$R_L(\text{MAX}) = \frac{V_{CC} - V_{IH}}{\beta(\text{MAX}) \cdot I_{PP}(\text{MAX})} = \frac{5 - 4}{300 \cdot 50 \times 10^{-9}} = 66,7 \text{ k}$$

Etape 3 Photocourant minimal avec un miroir réflecteur à $\Delta\ell = 1,2 \text{ mm}$

En partant de l'équation (41)

$$I_P(\Delta\ell) = \%I_P(\Delta\ell) \cdot \rho \cdot I_P \left[\frac{\text{O.N. (SURFACE)}}{\text{O.N. (LENTILLE)}} \right]^2$$

$$I_P(\Delta\ell) = 0,5 \cdot 0,75 \cdot 100 \text{ nA} \left[\frac{1}{0,3} \right]^2 = 416 \text{ nA}$$

$$\rho = 75\%; \quad I_P(\text{MIN}) \text{ à } I_F = 35 \text{ mA} = 100 \text{ nA}$$

$$\text{O.N. (SURFACE)} = 1; \quad \text{O.N. (LENTILLE)} = 0,3$$

$$\%I_P(\Delta\ell), \Delta\ell 1,2 \text{ mm} = 0,5$$

Etape 4 $R_L(\text{MIN})$ pour V_{IL} à $\Delta\ell$

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{IL}}{\beta(\text{MIN}) \cdot I_P(\Delta\ell)} = \frac{5 - 2,25}{100 \times 416 \text{ nA}} = 66,1 \text{ k}$$

Etape 5 Choisir $R_L = 66,2 \text{ k } 1\%$

Amplificateur à contre réaction en courant

Un autre problème consiste à interfacer l'amplificateur de photodiode à transistor à un comparateur différentiel de la famille LM311. Le but à atteindre est similaire à celui de la figure 21 mais la stabilité de la tension de sortie, V_O ,

doit être bien supérieure. L'utilisation d'un amplificateur à contre-réaction en courant comme celui de la figure 22 permet de réduire dans de fortes proportions les variations de V_O dues à $\Delta\beta$ et à ΔI_{PP} . Dans le calcul de l'amplificateur, les paramètres importants sont le gain tension/courant, la stabilité et dV/dt . Si le rapport R_F/R_L tend vers 1, la stabilité de V_O s'améliore mais avec une perte de gain sur le signal. La différence entre I_{PP} et I_P (ΔI) détermine un courant qui provoque un changement de V_O . Lorsque l'on veut une excursion de V_O plus importante, la valeur de R_L doit être augmentée, selon la formule $\Delta V_O \propto (I_P - I_{PP}) R_L$. Cependant, si R_L croît, dV/dt décroît. Les tableaux 2 et 3 donnent un exemple de calcul lorsque $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ et $R_F = 10 \text{ M}\Omega$. Le seuil du comparateur différentiel de la figure 22 est déterminé par le rapport R_1/R_2 et doit être égal à 1,25. Cette valeur est inférieure à $V_O = 1,3 \text{ V}$, valeur minimale au repos, due aux variations de β et de I_{PP} . La modification de la tension de repos, provoquée par des valeurs variables de β , peut se calculer à l'aide du facteur de stabilité désigné par s'' . Ce facteur correspond aux variations différentielles de I_C dues aux variations différentielles de β , c'est-à-dire que :

$$s'' = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \right) \text{ pour } I_P = 0 \quad (46)$$

La stabilité de V_O est inversement proportionnelle à s'' . La variation différentielle de V_O , pour le circuit de la figure 22, se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$\Delta V_O = - \Delta \beta \left[s'' R_L + \frac{\delta^2 V_O}{\delta \beta \delta I_P} \right] \quad (47)$$

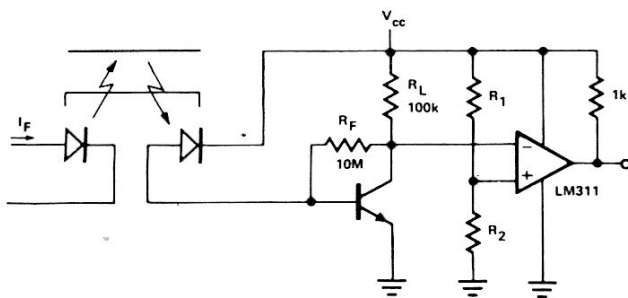


FIGURE 22 — Interface entre un amplificateur à contre-réaction en courant et un comparateur analogique

Tableau 2 - Calcul d'un amplificateur à contre réaction en courant

TENSION DE SORTIE, V_O

$$V_O = \frac{V_{CC} \left(\frac{R_F}{\beta R_L} \right) + V_{BE} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) - R_F I_P}{\left(\frac{R_F}{\beta R_L} \right) + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)}$$

$$\text{FACTEUR DE STABILITE, } s'' = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}$$

$$s'' \approx \frac{(R_L + R_F) (V_{CC} - V_{BE})}{(R_F + R_L + R_L \beta)^2}$$

Tableau 3 - Exemple pratique de réalisation

$$\beta (\text{MIN}) = 100; \beta (\text{MAX}) = 300;$$

$$I_{PP} (\text{MAX}) = 41 \text{ nA}; R_L = 100 \text{ k}\Omega; R_F = 10 \text{ M}\Omega;$$

$$V_{CC} = 5 \text{ V}; V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

	$\beta = 100$	$\beta = 300$
V_O	2,60 V	1,39 V
s''	$1,1 \times 10^{-7}$	

Le paramètre s'' est important dans les amplificateurs couplés en continu car la variation de V_O provoquée par $\Delta\beta$ risque d'amener les étages d'amplification montés en cascade à saturation.

Amplificateur à contre réaction courant-tension

Quand on désire une stabilité de la tension de sortie encore meilleure, il peut être nécessaire d'employer un amplificateur à contre réaction courant-tension modifié. Le système de polarisation utilisant R_F et R_N comme le montre la figure 23, provoque une tension de base, V_B , qui détermine I_C en fonction du rapport V_B/R_E . Ce circuit peut donner un facteur de stabilité s'' dix fois supérieur à celui d'un circuit à contre réaction en courant. Ce circuit est tel que pour une variation de β de 100 à 300, V_O ne variera que de 0,3 V, alors que pour le montage de la figure 22, la variation de V_O est de 1,2 V.

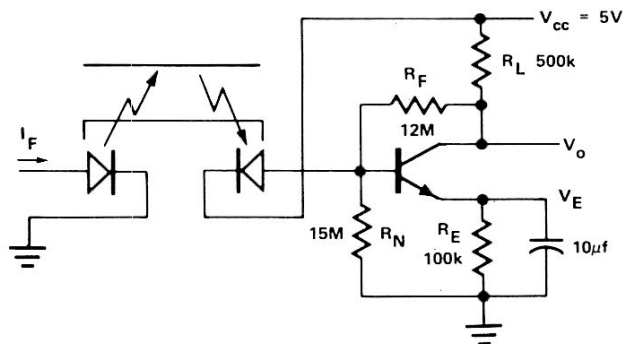


FIGURE 23 — Amplificateur à contre-réaction courant-tension

Le tableau 4 donne un exemple d'un tel circuit. Ici, V_O est réglé à 2,5 V et s'' est égal à $7,5 \times 10^{-9}$. V_O passe de sa valeur centrale 2,5 V à $(V_O - s'' \Delta \beta R_L) = 2,25$ V dans le plus mauvais cas. Ceci nécessite un niveau de seuil du comparateur réglé à un niveau de 1,55V. Cet amplificateur présente une transrétistance de 8 MΩ, ce qui signifie que pour un I_P ($\Delta \ell$) de 100 nA, la tension de sortie V_O tombera à 1,5 V, ce qui est suffisant pour faire changer d'état logique le LM311.

Tableau 4 - Equations permettant le calcul d'un amplificateur à contre réaction courant/tension

Etape 1 Calcul de R_L Données : V_O et I_C

$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_O)}{I_C} = \frac{2,5V}{5\mu A} = 500k$$

Etape 2 Calcul de R_E Données : V_E et I_E

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{0,5}{4,91 \times 10^{-6}} = 101k \approx 100k$$

Etape 3 Calcul de R_N Donnée : I_N

$$R_N = \frac{V_E + V_{BE}}{I_N} = \frac{0,5 + 0,6}{75 \text{ nA}} = 14,6M\Omega \approx 15M\Omega$$

Etape 4 Calcul de R_F

Données : I_N et I_B

$$R_F = \frac{V_O - V_E - V_{BE}}{I_N + I_B} = \frac{2,5 - 0,5 - 0,6}{75 \text{ nA} + 50 \text{ nA}}$$

$$= 11,2M\Omega \approx 12M\Omega$$

Etape 5 Calcul du facteur de stabilité, s''

$$s'' = \frac{\left[V_{CC} - V_{BE} \left(1 + \frac{R_F + R_L}{R_N} \right) \right] (g + 1)}{R_F [1 + (1 + \beta) g]^2}$$

$$\text{avec } g = \frac{R_E}{R_N} \left(1 + \frac{R_L}{R_F} \right) + \frac{R_E + R_L}{R_F}$$

$$s'' = 7,5 \times 10^{-9}$$

Interface LSTTL

Les circuits précédents concernaient les interfaces avec CMOS et comparateurs. La figure 24 donne le schéma d'un amplificateur à deux transistors pour interface avec LSTTL. Le couplage indiqué est un couplage direct bien qu'il puisse être alternatif. L'étude du circuit est similaire à celle de celui de la figure 21, mais on lui a ajouté l'étude du second étage.

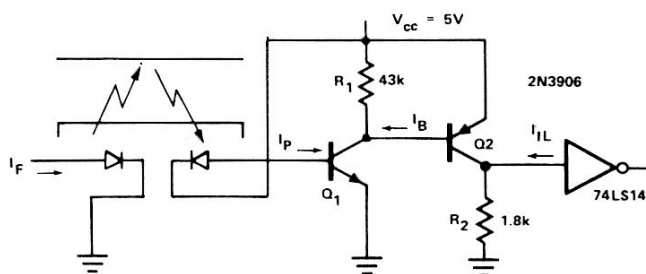


FIGURE 24 — Interface entre un HEDS-1000 et un LSTTL couplés continus

Le premier transistor, Q_1 , polarisé par la photodiode est monté en émetteur commun. Dans les conditions I_{PP} (MAX), le collecteur de Q_1 est amené à 0,5 V de V_{CC} , bloquant ainsi Q_2 . Cette condition détermine la valeur de R_1 . Quand apparaît un photocourant, le courant I_C dans Q_1 résulte de

la combinaison du courant à travers R_1 et de I_B de Q_2 . R_1 doit avoir une valeur suffisante pour que le courant débité par Q_1 (dépendant de β et I_P) provoque un courant base de Q_2 , I_B , dont la valeur amène Q_2 à saturation.

En l'absence de photocourant, Q_1 et Q_2 sont tous les deux normalement bloqués. Dans ces conditions, la résistance de charge, R_2 , doit être capable de laisser passer le courant I_{IL} de la porte du LSTTL pour V_{IL} donné. Pour satisfaire à la condition logique voulue, R_2 doit être inférieure à V_{IL}/I_{IL} . La valeur minimale de R_2 est déterminée par le débit en courant que peut fournir Q_2 en fonction de I_B . Le courant collecteur de Q_2 doit produire une chute de tension dans R_2 supérieure à V_{IH} de la porte. Il est recommandé d'utiliser un transistor PNP à grand gain et faibles fuites genre 2N3906 pour Q_2 .

La vitesse à laquelle change la tension de sortie de Q_2 est en relation directe avec la vitesse à laquelle la surface réfléchissante se déplace dans le plan de réflexion du détecteur. Dans de nombreuses applications, la vitesse à laquelle se modifie V_O , dans la région de commutation du LSTTL, est si faible qu'il peut y avoir des instabilités du niveau logique en sortie de la porte. Dans ce cas, il est recommandé d'utiliser une bascule de Schmitt du genre 74LS14.

APPLICATIONS DES DETECTEURS A REFLEXION

Compte-tours

Un détecteur à réflexion peut servir de transducteur pour connaître la vitesse de rotation d'un moteur. Un tel système peut être réalisé en utilisant un disque sur le pourtour duquel sont alternativement placés des secteurs réfléchissants et des secteurs absorbants. Le nombre de paires de lignes/tour donnera un nombre précis d'impulsions/tour.

La plupart des applications nécessitent une grande densité de paires de secteurs sur un disque de petit diamètre. Les performances du détecteur à réflexion sont déterminées par le FTM pour la densité donnée, D , des paires de lignes sur le disque. La densité est égale à :

$$D = \frac{\text{lignes/tour}}{4 \pi r} \quad (48)$$

Sur la figure 25, la densité peut se calculer en supposant que le rayon se trouve au centre du réseau de secteurs noirs et blancs. Si le rayon $r = 10$ mm et qu'il y a 220 lignes, la densité est de 1,75 paires de lignes/mm. Si l'on emploie un HEDS-1000 comme détecteur avec cette roue codeuse, la fonction transfert de modulation (FTM) sera de 75% en se reportant à la figure 14.

La roue codeuse est montée sur un axe creux enfilé sur l'arbre d'un moteur. Le détecteur de réflexion est placé perpendiculairement au disque à une distance telle que le point de signal maximal se trouve sur le plan du disque supportant les secteurs. Le photocourant maximal, I_{PR} , réfléchi s'obtient quand la surface est un miroir, ce qui peut être réalisé en déposant, par photolithographie, des secteurs noirs sur un disque métallique poli. Une roue codeuse diffusante doit être utilisée lorsque les tolérances mécaniques d'alignement axial du HEDS-1000 par rapport à la normale à l'axe dépassent 10° .

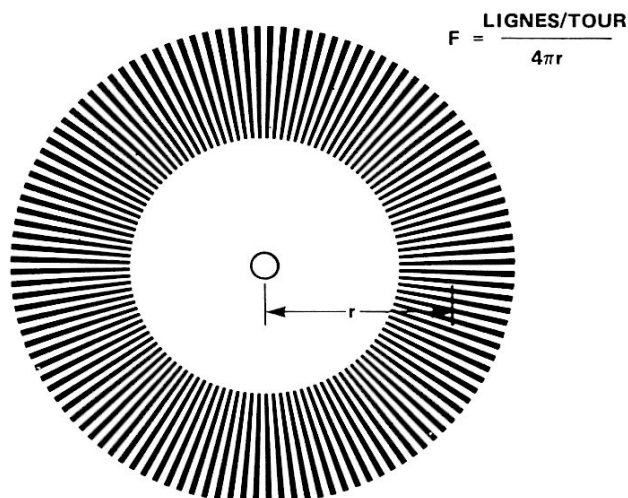


FIGURE 25 — Densité d'une roue codeuse

Cette application nécessite l'utilisation d'un amplificateur à couplage alternatif comme celui de la figure 22. Le couplage alternatif de la sortie du HEDS-1000 élimine les variations de la tension de décalage de la sortie continue dues aux photocourants parasites.

Compte-tours analogique

Le HEDS-1000 peut s'utiliser comme transducteur sur compte-tours à grande vitesse. La figure 26 illustre un tel système utilisant le détecteur à réflexion comme source d'impulsions destinée à un convertisseur fréquence/tension.

Le HEDS-1000 est monté en amplificateur à contre réaction de courant couplé en alternatif à un convertisseur courant-tension LM2907. Le transistor Q₁ sert de source fournissant le courant I_F à la DEL.

Le détecteur à réflexion donne n impulsions par tour, n étant le nombre de paires de lignes/tour. La fréquence, f, appliquée à l'entrée du convertisseur est égale à n fois le nombre de tours/mn. C'est la relation qui donne l'équation (49).

$$n = \frac{\pi r}{\text{largeur de ligne}} = \frac{2 \pi r}{\text{largeur paire de lignes}} \quad (49)$$

$$f = n \text{ tours/mn} \times \frac{1}{60} \frac{\text{mn}}{\text{s}} \quad f \text{ étant donné en Hz}$$

Le condensateur, C, est l'élément principal déterminant la tension de sortie maximale, nécessaire à l'indication à pleine échelle. La valeur de sa capacité pour la fréquence correspondant à cette pleine échelle se calcule à l'aide de l'équation (50)

$$C = \frac{V_{\text{OUT PLEINE ECHELLE}}}{R \cdot V_{\text{cc}} \cdot f \text{ PLEINE ECHELLE}} \quad (50)$$

Un compte-tours, ayant une tension de sortie à pleine échelle de 1 V et capable de mesurer de 0 à 25.000 tr/mn, peut être réalisé à partir d'une roue codeuse ayant un rayon de 20 mm et une largeur de ligne de 0,6 mm. Son calcul consiste à déterminer la fréquence maximale à pleine échelle à partir de l'équation (49) puis à calculer C avec l'équation (50). La fréquence pleine échelle est de 41,5 kHz et C a pour valeur 57 pF que l'on peut remplacer sans inconvénient par un condensateur normalisé de 62 pF.

Le convertisseur F-T répond à une excursion minimale du signal de 250 mV. Le niveau d'entrée peut être assuré par un miroir réflecteur. Dans le paragraphe traitant de la fonction transfert totale, on montre que dans ce cas I_{PR}

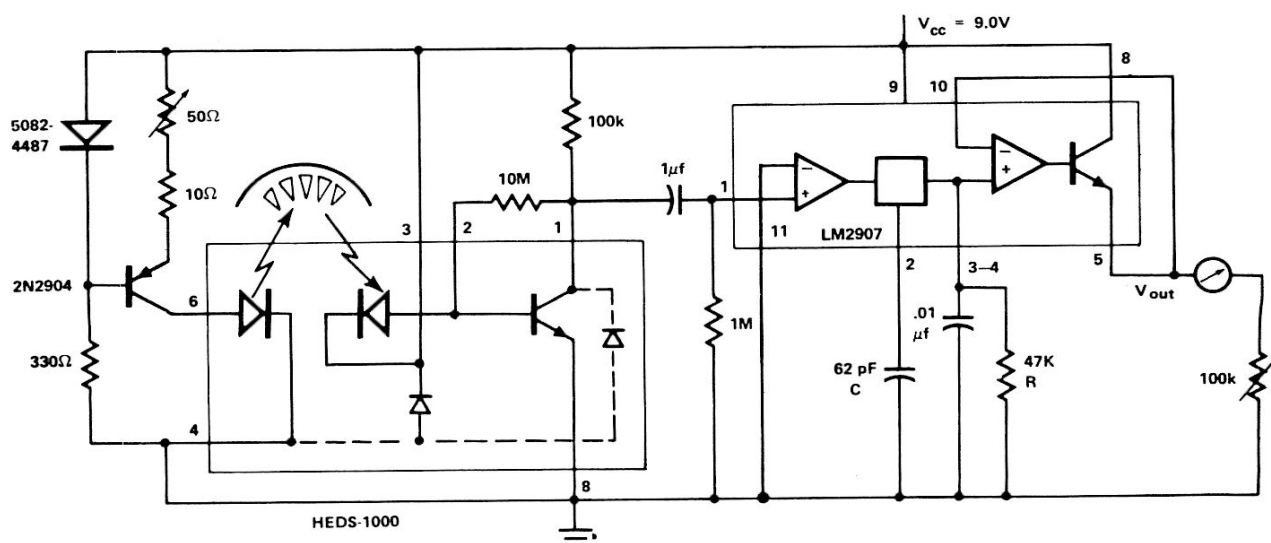


FIGURE 26 — Circuit pour tachymètre analogique

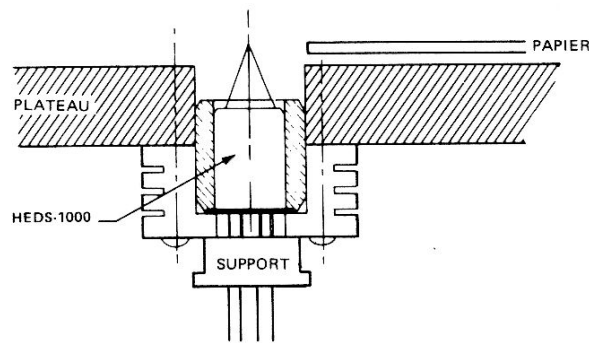


FIGURE 27 — Détecteur du bord de feuille à réflexion

augmente de 10,45 dB par rapport à un réflecteur diffusant. La seule réserve provient de ce qu'avec un miroir réflecteur, l'inclinaison du HEDS-1000 par rapport à la normale au disque ne doit pas dépasser 10° . Au-dessus de 10° , l'image n'est plus transmise au détecteur.

Détection de bord de feuille

Le bord d'une feuille de papier peut être détecté avec une très grande précision par le HEDS-1000. Si l'éventail des coefficients de réflexion du papier est connu, on peut choisir soit un système à réflexion, soit un système à occultation. Lorsque le papier est très réfléchissant, il est préférable d'utiliser la réflexion : dans ce cas, le détecteur doit être positionné pour que le point de signal maximal se trouve sur la surface du papier, comme le montre la figure 27. Lorsque le papier a un pouvoir de réflexion faible, il est préférable d'utiliser le système à occultation de la figure 28.

La précision de la détection de la position dépend de l'endroit où se situe le point lumineux par rapport au système mécanique. Le point lumineux fourni par le HEDS-1000 se trouve dans une fourchette de $\pm 0,51$ mm sur l'axe du boîtier.

Avec le système de détection par occultation l'amplificateur à transistors de la figure 24 fournit une puissance continue suffisante pour attaquer un circuit logique de la famille 74LS. Avec le système à réflexion, il est préférable d'utiliser un amplificateur à transrésistance comme celui de la figure 19.

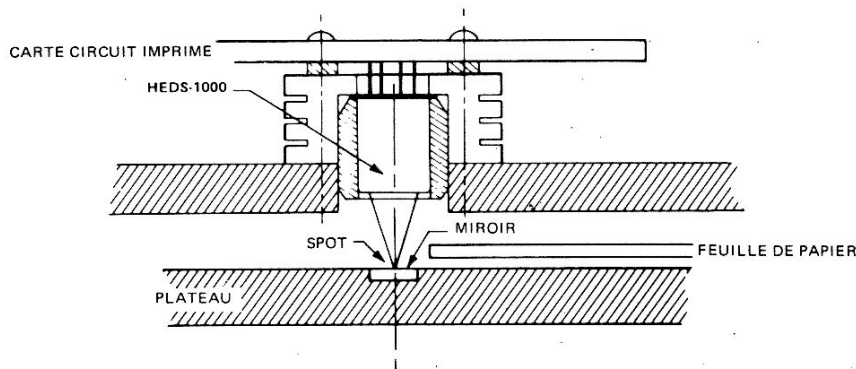


FIGURE 28 — Détecteur de bord de feuille à occultation

Lecteur de codes-barres

Le détecteur à réflexion peut s'utiliser comme transducteur sur un lecteur de codes-barres. Les codes-barres sont un système de stockage de données codées en binaire. La différence relative d'écartement entre barres et espaces définit le schéma du codage à espacement différentiel. C'est le format de données utilisé dans le code universel de produits (UPC).

Le détecteur fournit en sortie des impulsions électriques dont la largeur dépend de celles des barres et des espaces, leur amplitude dépendant du coefficient de réflexion des barres et des espaces.

Le système de codage à espacement différentiel nécessite que la largeur de l'impulsion en sortie, de barre à barre ou d'espace à espace, soit une représentation la plus fidèle possible de la distance par unité de temps. La précision de l'analyse en sortie s'améliore si l'image du rayon lumineux (spot) à réfléchir est plus petite que la largeur minimale d'une barre ou d'un espace. Plus le point lumineux est fin plus la transition barre/espace est abrupte.

L'amplitude du signal en sortie est définie par la différence du pouvoir réfléchissant entre une barre et un espace. Le rapport entre le signal maximal et minimal est directement proportionnel au rapport entre la réflectance d'une barre et d'un espace.

L'amplificateur qui suit le détecteur doit avoir une très importante gamme dynamique pour pouvoir s'adapter à différents types de réflecteurs et fournir des signaux

suffisamment différents en fonction de la différence de réflexion entre les barres et les espaces.

La figure 13 illustre un train d'impulsions trapézoïdales obtenu en analysant des barres et des espaces de largeurs égales. Au fur et à mesure que croît la défocalisation, l'amplitude du train d'impulsions diminue pour donner des signaux triangulaires. Il est souhaitable que le changement d'amplitude du signal ait lieu au même endroit que la transition barre-espace.

La figure 29 donne le schéma d'un système d'amplification assurant la conversion des largeurs de barres et d'espaces en signaux logiques compatibles TTL. Le circuit utilise un CA3130 comme amplificateur à transrétistance de la photodiode du HEDS-1000. La sortie de l'amplificateur attaque un détecteur de crêtes positives (LM124-1) et un détecteur de crêtes négatives (LM124-2). Les résistances R_1 et R_2 définissent, à l'entrée du comparateur de code (LM124-3), une tension de référence (décroissante), dont la valeur se trouve à mi-chemin entre la crête positive et la crête négative, le seuil de commutation se plaçant donc à 50% de la modulation crête-à-crête. Une porte (LM124-4) compare la crête négative à une tension correspondant à la tension crête diminuée de la différence de tension apportée par les deux diodes, D_1 et D_2 . Ainsi, à moins que l'amplitude crête-à-crête dépasse la chute de tension dans ces deux diodes, l'entrée G du 74LS75 reste à l'état bas et la sortie Q reste à un niveau fixe sauf si les excursions en sortie du CA3130 ont une amplitude suffisante (chute de tension dans les deux diodes) sur laquelle le bruit n'aura pas d'influence.

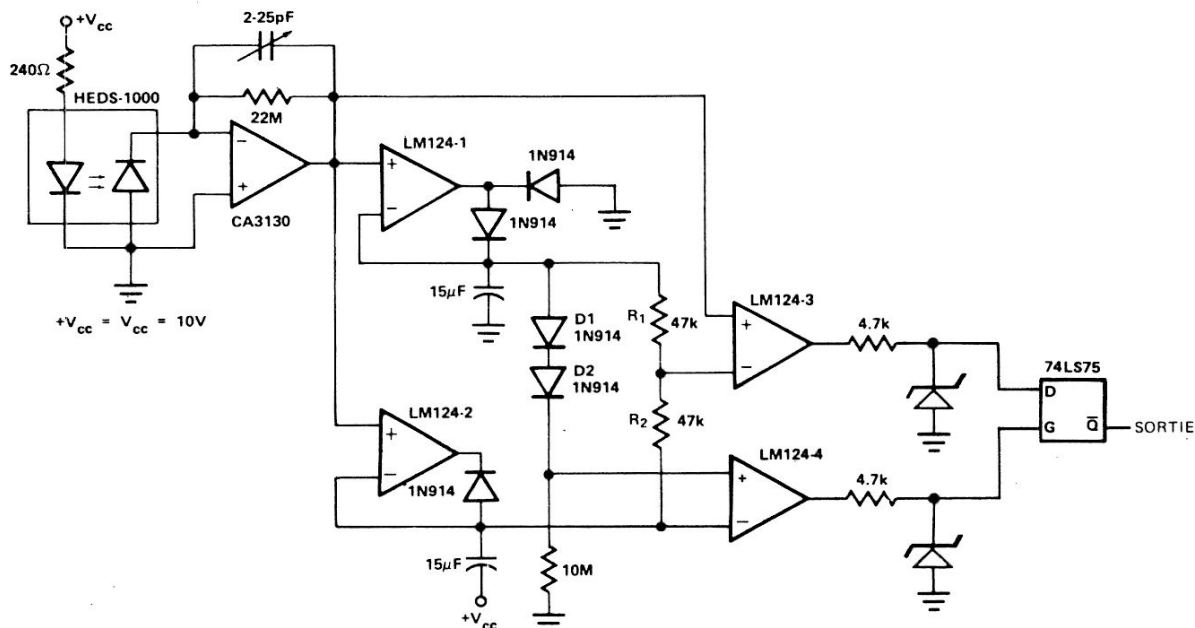


FIGURE 29 — Circuit électronique pour lecteur de codes-barres



Réalisation de réseaux de transmission avec le système de liaison par fibres optiques HFBR-0500

La transmission de signaux à courte distance par réseau économique à fibre optique a de nombreuses applications. La présente note a pour but de décrire la mise en oeuvre de réseaux numériques selon le concept Hewlett-Packard utilisant un système de câble à connecteurs enfichables de conception originale.

La note décrit en outre les techniques de mesure, le mode de calcul des paramètres ainsi que le type d'interfaces à utiliser avec ce type de câble.

REALISATION D'UN RESEAU

Lorsqu'il s'agit de concevoir un système de liaison par fibres optiques, le premier critère se rapporte au prix du câble. Il est donc normal de prévoir pour une liaison peu coûteuse un câble de faible prix. De nombreuses fibres en plastique qui rentrent dans cette catégorie sont déjà utilisées depuis un certain temps comme conduits de lumière ou en automobile, les câbles à fortes pertes fournissent cependant une solution intéressante aux liaisons de faible longueur.

On choisit un émetteur dont la longueur d'onde correspond aux plus faibles pertes dans la fibre et dont la surface émissive est adaptée au diamètre du coeur de la fibre pour lui fournir le flux lumineux maximal. Le rendement maximal du détecteur doit se trouver sur la même longueur d'onde et sa zone sensible doit avoir une surface égale ou supérieure à celle du coeur de la fibre pour réduire les tolérances de couplage. Les contraintes ci-dessous sont propres au système. Une fois le câble adéquat sélectionné, les autres domaines sont ouverts à l'innovation.

LE SYSTEME HEWLETT-PACKARD

Le système de liaison par fibre optique HFBR-0500 est conçu pour utiliser une fibre optique en plastique et transmettre des données numériques à courte distance. Il présente de nombreuses innovations : ses modules émetteur et récepteur de couleurs différentes reçoivent un boîtier de circuit intégré contenant le châssis métallique supportant la puce de l'émetteur ou du récepteur. Le brochage des modules est conforme au brochage dual-in-line avec sorties 6 et 7 supprimées pour permettre le passage du port optique.

Le raccordement des modules au câble est réalisé par des connecteurs enfichables de conception originale : leur tenue

est assurée par une fente réalisée dans le module, l'élasticité du plastique assurant le maintien du connecteur. Ce dernier est muni à son extrémité d'un chanfrein qui s'enfonce dans le logement conique du module pour assurer l'alignement optique.

Le montage d'un connecteur sur fibre optique est souvent fastidieux et long pour un monteur sans expérience. Les connecteurs de la série HFBR-4500 ont été étudiés pour être montés rapidement sans colle et avec un minimum d'outillage.

Un jeu de lentilles moulées faisant partie du circuit intégré réduit les défauts d'alignement et améliore l'adaptation des surfaces actives au coeur de la fibre.

Les modules émetteurs HFBR-1500 et -1501, de couleur grise, contiennent un émetteur à DEL de grande dimension fonctionnant à 665 nm, facilement excité par des portes logiques classiques. Dans le cas de liaisons nécessitant un flux lumineux plus important, un amplificateur de ligne standard peut fournir le courant nécessaire. L'accès direct à l'anode et à la cathode facilite l'implantation et permet d'utiliser divers systèmes pour améliorer les performances.

La commande série de la diode émettrice qui réduit le courant d'alimentation est recommandée pour exciter plusieurs DEL. Il faut alors tenir compte du V_{OL} du transistor de commande dans le calcul de R_I qui détermine le courant de DEL (figure 1).

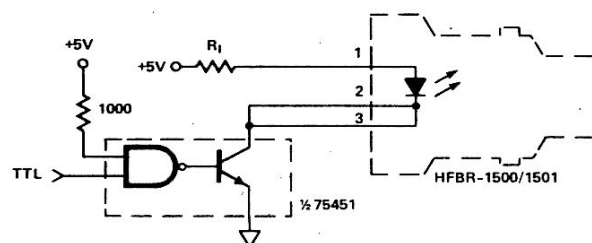


FIGURE 1 — Emetteur attaqué en série

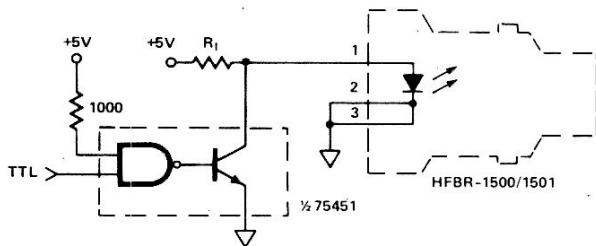


FIGURE 2 — Emetteur attaqué en parallèle

La commande en parallèle a l'avantage de débiter un courant permanent et de limiter le bruit de l'alimentation dont la tension peut être plus réduite. Ce circuit est recommandé lorsqu'il s'agit d'exciter une seule DEL (figure 2).

Le boîtier est muni à l'intérieur d'un épais châssis métallique servant de radiateur à la diode émettrice, son efficacité thermique est améliorée si l'on prévoit une zone de dissipation supplémentaire au niveau des pattes 2 et 3 correspondant aux sorties cathode. L'excitation shunt favorise cette dissipation, les cathodes étant reliées au circuit de masse présentant en général une assez grande surface.

Le circuit intégré du détecteur est disposé dans le module récepteur bleu HFBR-2500, il est suivi d'un amplificateur à courant continu à large bande et d'un transistor Schottky à collecteur ouvert. Les systèmes nécessitant une interface avec une logique câblée OU ou un bus peuvent s'interfacer directement en sortie. Une résistance interne intégrée de 1000 Ω , connectée au + Vcc permet si on le désire de sortir sur résistance de charge. La bande passante du circuit intégré rend possible la transmission de données à très grande vitesse. L'amplificateur couplé continu peut détecter et amplifier des données asynchrones que leur niveau de repos soit bas ou haut. Le couplage continu du récepteur peut permettre de réaliser des circuits interrupteurs ou de verrouillage, un signal à niveau constant indiquant la présence d'éléments d'intrus (figure 3).

Malgré de nombreux avantages, un amplificateur couplé continu présente plus de distorsion lorsqu'il est surexcité : il faut donc prévoir dans l'étude du système l'analyse complète non seulement du flux minimal nécessaire au récepteur (réduction du taux d'erreurs ou de la largeur des impulsions) mais du flux maximal transmis pour éviter toute surcharge.

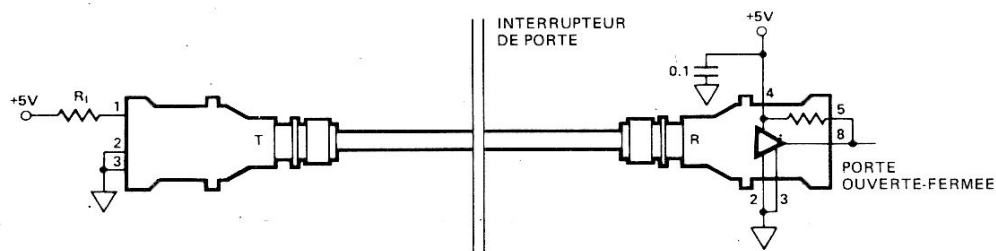


FIGURE 3 — Circuit de sécurité de porte

Les systèmes de liaison par fibres optiques du fait de leurs propriétés diélectriques sont utilisables dans les milieux fortement perturbés par les interférences électromagnétiques ou radio. Les modules, prévus pour fonctionner dans de telles circonstances, sont blindés pour éliminer les erreurs. C'est ainsi que le récepteur HFBR-2500 est constitué d'un amplificateur et d'un détecteur monolithiques dont les circuits blindés procurent une protection contre les interférences électromagnétiques.

Le module récepteur requiert une tension d'alimentation + 5 Vcc ce qui le rend compatible avec les familles logiques + 5 Vcc.

DESCRIPTION MECANIQUE

Les modules de faible hauteur sont prévus pour être soudés sur carte. Leur brochage est compatible dual-in-line (8 broches). Il est recommandé de les monter à angle droit comme sur la figure 4, lorsque le câble mesure 10 cm, ce procédé éliminant les contraintes internes au câble, provenant des tolérances de longueur + 10%, - 0%.

Pour que le découplage reste efficace, la longueur des pattes du condensateur (0,01 à 0,1 μ F), monté aux bornes 3 et 4 du récepteur, ne doit pas dépasser 20 mm au total, pattes du récepteur comprises.

Il est recommandé d'insérer sur le module, avant soudage, un connecteur pour éviter que le flux ou les vapeurs ne voilent l'optique interne.

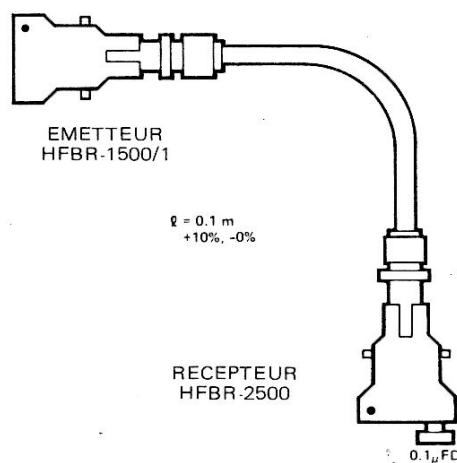


FIGURE 4 — Montage d'un ensemble câble-connecteur de 0,1 m pour limiter les contraintes dues aux tolérances

MESURE DU FLUX OPTIQUE

Le flux optique à l'extrémité d'une fibre série HFBR-3500 se mesure avec un flux-mètre genre EG et G-550, Photodyne 88XL ou United Detector Technology S550 étalonnés à 665 nm.

La tête de détection du flux-mètre peut être adaptée en la perçant d'un trou de 4 mm pour permettre l'introduction d'un connecteur dont l'extrémité doit toucher la surface sensible du détecteur (figure 5).

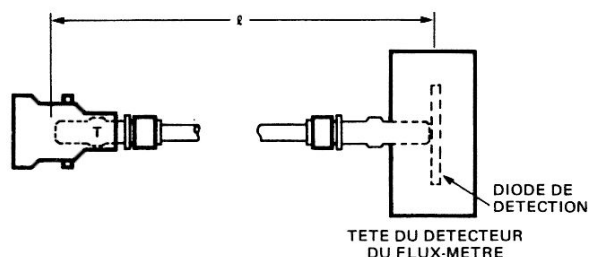


FIGURE 5 — Mesure du flux avec détecteur de grande surface

Le flux optique de référence correspond à celui disponible à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m attaqué par un récepteur HFBR-1500 ou 1501. Il se mesure avec un appareil ayant un détecteur de grande surface. La sensibilité en continu d'un récepteur HFBR-2500 se mesure en ajustant le flux pour qu'il n'y ait plus de signal en sortie du récepteur, puis en mesurant le flux à l'extrémité du câble récepteur débranché.

En impulsions, les mesures se font en mesurant le flux en sortie du câble lorsque les impulsions en sortie de l'émetteur présentent le taux de distorsion maximal admissible par insuffisance de flux, puis en mesurant le flux pour le taux de distorsion maximal en surcharge (la différence entre les deux lectures représente la gamme dynamique du récepteur).

Les mesures de pertes se font en comparant le flux en sortie d'un câble de 0,5 m et du câble en cours d'essai, le même émetteur servant dans les deux cas. Le rapport entre les deux flux correspond approximativement aux pertes dans le câble (cette mesure ne donne qu'une très bonne approximation des pertes réelles; elle n'est pas exacte pour les raisons suivantes : les pertes de couplage émetteur-câble et les pertes linéiques peuvent être différentes dans les deux cas, enfin les pertes du câble de 0,5 m ne sont pas soustraites du câble plus long).

BILAN D'UNE LIAISON

Pour déterminer le rendement d'un système à fibre optique, il faut en faire le bilan. Il se calcule en tenant compte du flux en sortie de l'émetteur, de la sensibilité du récepteur et des pertes des éléments de raccordement. Pour que l'ensemble fonctionne de façon satisfaisante, ses pertes totales ne doivent pas être supérieures à la différence entre le flux en sortie de l'émetteur et le flux correspondant à la sensibilité du récepteur ou rapport de flux. La différence entre le rapport de flux et les pertes du système s'appelle marge de flux. Pour que le système soit fonctionnel, elle doit être supérieure à zéro, ce qui s'exprime comme suit :

$$\alpha_M = \alpha_{FR} - \alpha_{SL}$$

avec

α_M = marge de flux en dB

α_{SL} = pertes d'insertion en dB

α_{FR} = rapport de flux en dB

α_{FR} = flux en sortie émetteur, ϕ_T (dBm) – Sensibilité récepteur, ϕ_R (dBm)

α_{SL} = Σ pertes du système (câble, raccords, connecteurs, interface)

Le calcul de la marge de flux permet par ailleurs de déterminer la gamme dynamique du système. La marge de flux se calcule d'abord pour le rapport de flux maximal et les pertes minimales, la différence entre les deux correspondant à la gamme dynamique du récepteur.

$$\alpha_{M1} \text{ (dB)} = \alpha_{FR} \text{ (dB) max.} - \alpha_{SL} \text{ (dB) min.}$$

$$\alpha_{M2} \text{ (dB)} = \alpha_{FR} \text{ (dB) min.} - \alpha_{SL} \text{ (dB) max.}$$

$$\text{Gamme dynamique (dB)} = \alpha_{M1} \text{ (dB)} - \alpha_{M2} \text{ (dB)}$$

En modifiant l'équation du flux pour pouvoir soustraire les pertes dues aux éléments intermédiaires placés sur le câble, du flux de sortie, ϕ_T , de l'émetteur, il est possible de calculer le flux à l'extrémité du câble ou, ce qui est équivalent, le flux à l'entrée du récepteur (figure 6).

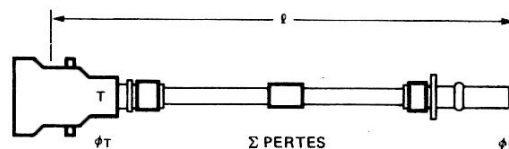


FIGURE 6 — Mesure du flux en extrémité de câble, tenant compte de toutes les pertes du système

$$\phi_T - \alpha_{SL} = \phi_L$$

avec

ϕ_L = flux à l'extrémité du câble en dBm

ϕ_T = flux en sortie de l'émetteur en dBm

α_{SL} = Σ des pertes intermédiaires en dBm

L'équation de base du bilan de flux du système de liaison à connecteur enfichable avec câble HFBR-3500 est identique, mais les pertes intermédiaires n'ont qu'un seul terme, les pertes dans le câble.

$$\phi_T - (\alpha_0 \cdot l) = \phi_R \quad (1)$$

avec

ϕ_T = flux en sortie de l'émetteur en dBm, fonction du courant de commande si

α_0 = atténuation linéique du câble en dB/m

l = longueur du câble en m

ϕ_R = sensibilité du récepteur en dBm

Paramètres		Symbole	Min.	Typ.(1)	Max.	Unité	Conditions de mesure	Notes
Flux à l'entrée du HFBR-2500 en logique «0»		ϕ_R	8		56	μW	Source HFBR-1500/1 $V_{OL} = 0,5 V$ $I_{OL} = 8 mA$	2, 3
			− 21		− 12,5	dBm		
Flux optique en sortie de l'émetteur	HFBR-1500	ϕ_T	24	80	105	μW	$I_F = 60 mA$	3, 4
			− 16,2	− 11	− 9,8	dBm		
	HFBR-1501		33,1	101	144	μW		
			− 14,8	− 9,9	− 8,4	dBm		
Atténuation du câble HFBR-3500		α_0	0,3	0,4	0,63	dB/m	Source 665 nm ON 0,5	

Notes .

- Données typiques à 25°C, $V_{cc} = 5 V$
- Mesuré à l'extrémité d'un câble optique HFBR-3500, avec un détecteur de grande surface
- Pour convertir le μW en dBm, le flux optique a pour référence le $mW = 1000 \mu W$

$$\phi \text{ (dBm)} = 10 \log \frac{\phi \text{ (}\mu W\text{)}}{\phi_0} \quad (\phi_0 = 1000 \mu W)$$

- Mesuré à l'extrémité d'un câble HFBR-3500 de 0,5 m, avec un détecteur de grande surface.

FIGURE 7 — Spécifications d'un système à fibre optique à connecteurs encliquetables

Pour mesurer la valeur de courant la plus défavorable et déterminer les performances du câble, les termes de l'équation (1) doivent être remplacés par les valeurs minimales et maximales fournies par le tableau de la figure 7.

$$\phi_T \text{ max.} - \alpha_0 \text{ min.} (l - 0,5)^* \leq \phi_R \text{ max.} \quad (2)$$

$$\phi_T \text{ min.} - \alpha_0 \text{ max.} (l - 0,5)^* \geq \phi_R \text{ min.} \quad (3)$$

* ϕ_T tient compte d'une longueur de 0,5 m de câble.

L'équation (2) évite la surcharge du récepteur et l'équation (3) lui assure un flux à l'entrée suffisant. Pour que le système fonctionne correctement, les deux équations doivent être satisfaites simultanément.

Les courbes de la figure 9 résultent de la combinaison des équations (2) et (3) et les conditions d'excitation de l'émetteur de la courbe de la figure 8.

La figure 9 permet de déterminer graphiquement pour le cas le plus défavorable les limites du courant d'excitation nécessaire pour une longueur de câble particulière ou inversement à partir d'un courant déterminé les longueurs de câble admissibles.

CONSTITUTION D'UNE LIAISON

Le système de câble optique à connecteurs encliquetables Hewlett-Packard a de multiples applications dans les liaisons point à point. Certaines de ces applications nécessitent des

connecteurs intermédiaires, des traversées de cloison ou des prolongateurs.

Lorsque les modules sont installés dans une enceinte fermée (figure 10), il est nécessaire d'utiliser une traversée de cloison, que vous pouvez vous procurer chez AMP, sous la référence 530570-1 et des connecteurs de même fabrication, référence 530954-2 (rouge).

Si l'on veut pouvoir réaliser des mesures indépendantes sur le câble et les modules, il est possible d'équiper le câble HFBR-3500 d'un prolongateur AMP, référence 530523-1, dans lequel on insère les connecteurs d'extrémité du câble, ce qui facilite dépannage et contrôle. On peut en effet séparer les deux éléments de câble pour détecter ou injecter les signaux optiques standard correspondant au mode de mesure de chaque module (figure 11).

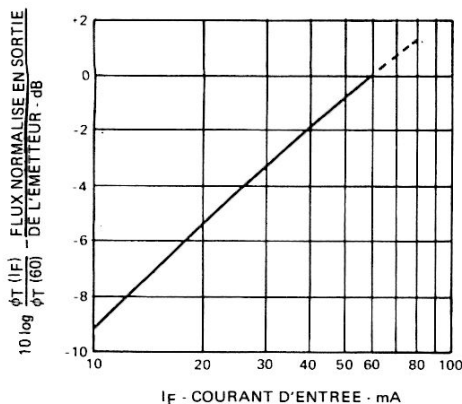


FIGURE 8 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur en fonction du courant d'entrée

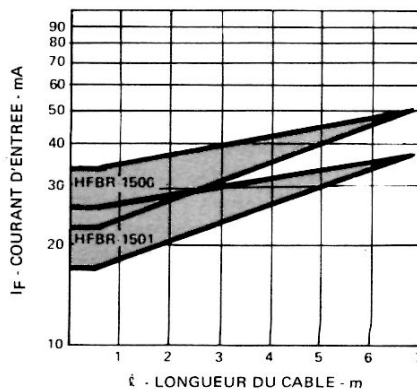


FIGURE 9 — Performance de la liaison avec récepteur HFBR-2500 et émetteur non compensé en température

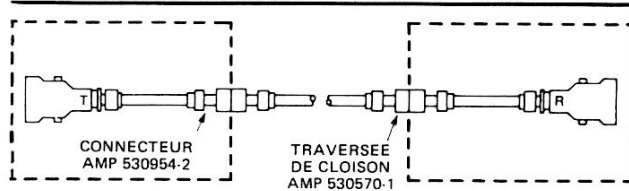


FIGURE 10 — Liaison comportant un câble et des connecteurs de cloison intermédiaires

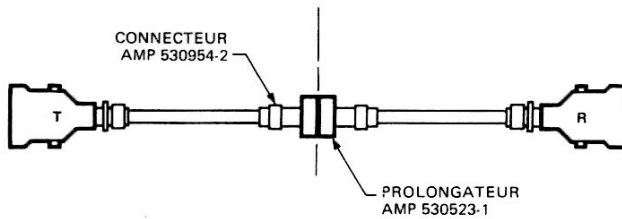


FIGURE 11 — Raccordement de deux segments de câbles d'une liaison par prolongateur

Comme dans tout montage, il est nécessaire d'établir le bilan de la liaison en tenant compte de toutes les pertes donc de mesurer les pertes réelles apportées par les éléments d'interconnexion.

Exemple : si l'on considère l'émetteur dans une liaison optique de 4 m possédant un connecteur intermédiaire (en supposant $\alpha_{CC} = 1,5$ dB), il doit émettre un flux maximal que l'on calcule à partir des équations (2) et (3).

La formule générale a pour expression lorsque l'on ajoute les pertes d'insertion du raccord :

$$\begin{aligned}\phi_T (If) - \alpha_{CC} - \alpha_0 (l - 0,5) &= \phi_R \text{ d'où} \\ \phi_T (If) \text{ max.} &= \phi_R \text{ max.} + \alpha_{CC} + \alpha_0 \text{ min.} (4 - 0,5) \\ &= -12,5 + 1,5 + 0,3 \cdot 3,5 \\ &= -9,95 \text{ dBm} \\ \text{et } \phi_T (If) \text{ min.} &= \phi_R \text{ min.} + \alpha_{CC} + \alpha_0 \text{ min.} (4 - 0,5) \\ &= -21 + 1,5 + 0,63 \cdot 3,5 \\ &= -17,3 \text{ dBm}\end{aligned}$$

Avec un HFBR-1501, le courant d'entrée (60 mA) doit être réduit pour limiter le flux de sortie maximal de l'émetteur à $-9,95$ dBm au lieu du maximum de $-8,4$ dBm indiqué sur la fiche technique. Cette réduction de $1,55$ dB correspond à 44 mA sur la figure 8.

Pour déterminer le courant de commande au niveau bas, soustraire les $-17,3$ dBm correspondant à $\phi_T \text{ min.}$ du minimum indiqué par la fiche technique soit $[-17,3 \text{ dBm} - (-14,8 \text{ dBm})] = -2,5$ dB. Cette réduction du flux en sortie de l'émetteur est obtenue en l'excitant sous 35 mA au lieu de 60 mA (figure 8).

A 4 m avec un connecteur intermédiaire dont les pertes α_{CC} sont de $1,5$ dB, le courant dans le cas le plus défavorable peut être compris entre 35 et 44 mA avec un émetteur HFBR-1501 et un récepteur HFBR-2500.

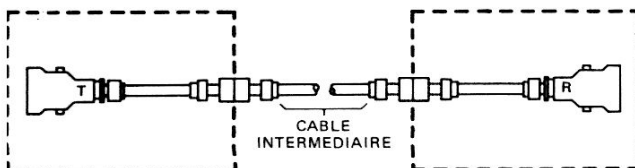


FIGURE 12 — Paramètres des pertes d'interconnexion

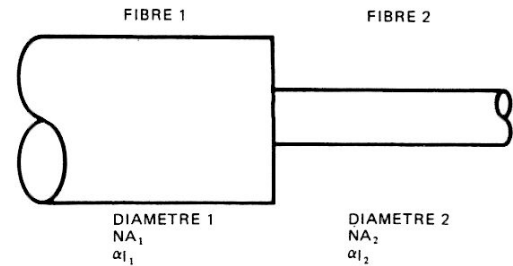


FIGURE 13 — Liaison constituée de deux câbles de diamètres différents

Il existe encore une méthode graphique pour calculer le courant d'entrée. On détermine tout d'abord les limites du courant nécessaire pour une liaison de 4 m sur la figure 9, puis à partir du graphique de la figure 8, on recherche la valeur du courant permettant d'accroître le flux optique de $1,5$ dB pour compenser les pertes du connecteur.

Certains systèmes font appel à un type de câble optique intermédiaire différent sur la portion principale de la liaison, les câbles HFBR-3500 servant d'adaptateurs (figure 12). Les différences de caractéristiques entre deux types de câble peuvent être la source de pertes importantes aux interfaces (figure 13).

La figure 14 donne un tableau des pertes d'interface et l'atténuation linéique de quelques câbles : on peut ainsi évaluer leur aptitude à servir de liaison intermédiaire. Les pertes aux interfaces sont dues aux facteurs suivants :

1. à la désadaptation des indices de réfraction, α_I en dB

$$\alpha_I = 10 \log \frac{1 + \frac{2}{\alpha_2}}{1 + \frac{2}{\alpha_1}}$$

2. à la désadaptation due aux différences de diamètre, α_A en dB

$$\alpha_A = 20 \log \frac{D_1}{D_2}$$

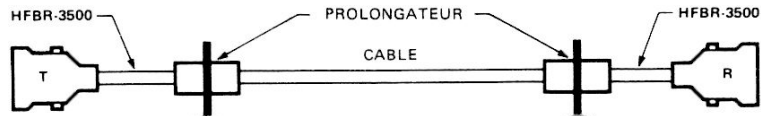
3. à la désadaptation due aux ouvertures numériques NA différentes, α_{NA} en dB

$$\alpha_{NA} = 20 \log \frac{NA_1}{NA_2}$$

Le calcul des pertes d'insertion totales à l'interface entre fibres ne dépend que de ces trois facteurs. Mis à part les deux raccords servant à relier les deux câbles HFBR-3500, il n'y a pas à tenir compte du désalignement des fibres dans le connecteur. A l'interface entre fibres de différents diamètres, les pertes sont essentiellement provoquées par la désadaptation des surfaces et les tolérances sur les connecteurs ne sont pas critiques. Dans le présent exemple, les sections de câble HFBR-0550 ont une longueur de $0,5$ m. Dans les systèmes sur lesquels ces longueurs sont supérieures, les pertes supplémentaires dans le câble HFBR-3500 doivent être ajoutées.

La colonne « Pertes d'insertion totales » (figure 14) est la somme de toutes les pertes de désadaptation des câbles aux interfaces. Ces nombres théoriques permettent de calculer la longueur d'un câble particulier situé entre les modules émetteur et récepteur.

NOTE : Les valeurs fournies sont des valeurs typiques pour différents câbles, il est donc préférable d'utiliser les spécifications typiques de l'émetteur plutôt que les spécifications correspondant au min.-max. dans le cas le plus défavorable.



Type de câble	α_I	ϕ coeur mm	ON	Désadaptation			Att. par unité de longueur α_0 (dB/m)	Désadaptation			Pertes d'insertion totales (dB)
				Indice α_I (dB)	ϕ α_A (dB)	ON α_{NA} (dB)		Indice α_I (dB)	ϕ α_A (dB)	ON α_{NA} (dB)	
Source HFBR-3500	100	1000	0,5	0	0	0	0,4	0	0	0	0
Galite 2000	100	1140	0,66	—	—	—	0,7	0	1,1*	2,4	3,5
DuPont PIR-140	100	368	0,5	0	8,7	0	0,25	—	—	—	8,7
Belden 221001	100	300	0,22	0	10,5	7,1	0,012	—	—	—	17,6
DuPont S120	100	200	0,42	0	14	1,5	0,035	—	—	—	15,5
Maxlite MSC200A	100	200	0,4	0	14	2	0,01	—	—	—	16
H-P HFBR-3200	10	100	0,3	0,71	20	4,4	0,022	—	—	—	24,4

* Pertes dues au foisonnement (0,71 dB) non compris.

FIGURE 14 — Pertes d'interconnexion du câble

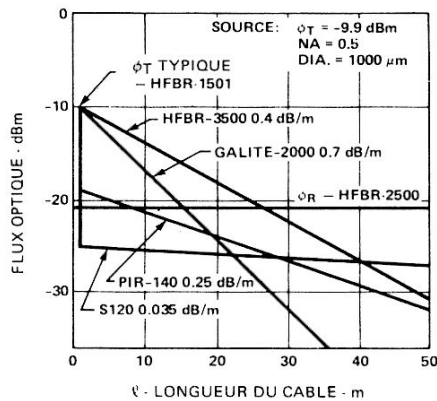


FIGURE 15 — Atténuation typique de différents types de câbles avec émetteur HFBR-1501

La figure 15 donne graphiquement les pertes d'interface typiques entre les fibres de différentes marques et l'émetteur HFBR-1501. Ces pertes sont constituées de l'atténuation due à la longueur des câbles (le câble HFBR-3500 est représenté sans connecteur intermédiaire). Elle indique en outre le flux minimal nécessaire au récepteur HFBR-2500.

Lorsque la liaison est constituée de câbles intermédiaires dont les fibres ont des diamètres différents comme sur la figure 12, et que l'on utilise des câbles HFBR-3500 en sortie de l'émetteur et en entrée du récepteur, les pertes amenées par les connecteurs intermédiaires doivent être prises en compte.

Les pertes d'insertion totales doivent être inférieures au rapport des flux pour que le système fonctionne. Le rapport

des flux typiques dans un système constitué d'un émetteur HFBR-1501 et d'un récepteur HFBR-2500 doit être de :

$$-9,9 \text{ dBm} - (-21,1 \text{ dBm}) = 11,1 \text{ dB}$$

Considérons les trois câbles suivants du tableau de la figure 14 :

1. le câble Hewlett-Packard HFBR-3500
2. le câble Galite 2000
3. le câble DuPont PIR-140

L'atténuation du câble PIR-140 est plus faible que celle du câble HFBR-3500. Pour déterminer la distance de transmission typique, on utilise la formule du bilan de flux. La marge de flux est égale au rapport des flux moins la somme des pertes :

$$\alpha_M = \alpha_{FR} - (\alpha_{SL} + \alpha_0 l)$$

avec

α_{SL} = pertes totales en dB

α_0 = atténuation du câble en dB/m

l = longueur du câble en m

La longueur du câble en supposant $\alpha_{FR} = 11,1 \text{ dB}$ est de

$$l = \frac{\alpha_{FR} - \alpha_{SL}}{\alpha_0}$$

ce qui donne pour le câble PIR-140 :

$$l = \frac{11,1 - 8,7}{0,25} = 9,6 \text{ m}$$

pour le câble Galite 2000 :

$$l = \frac{11,1 - 3,5}{0,7} = 10,9 \text{ m}$$

et pour le câble HFBR-3500 :

$$l = \frac{11,1 - 3}{0,4} = 20,3 \text{ m}$$

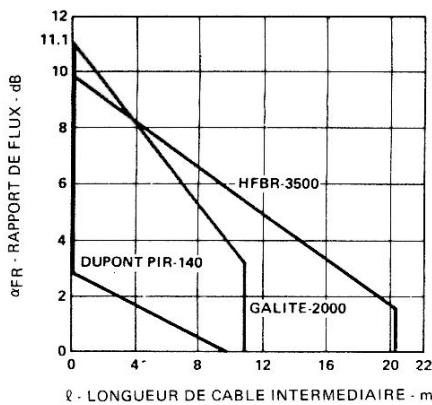


FIGURE 16 — Niveaux de flux pour différentes marques de câble

Les équations du bilan de flux permettent de tracer les graphes qui donnent les pertes d'insertion à l'interface des deux connecteurs et l'atténuation du câble (figure 16).

EXTENSION DES POSSIBILITES DU SYSTEME

La longueur d'une liaison dans le système HFBR-0500 est limitée par la gamme dynamique du récepteur. L'émetteur fournit un flux important qu'il est nécessaire de réduire pour éviter de saturer l'entrée du récepteur dont le niveau d'entrée est limité à $-12,5$ dBm.

Surexcité, le récepteur HFBR-2500 provoque des distorsions d'impulsions et du fait que l'on travaille en niveau crête pour obtenir un temps de réponse court, l'amplificateur génère une suroscillation parasite.

Bien que les spécifications limitent le flux d'entrée pour éviter la saturation du récepteur, il est possible d'attaquer le récepteur sous des niveaux supérieurs aux limites fixées sans que ces effets se produisent. La suroscillation qui se produit toujours sur une transition bas-haut peut être éliminée (figure 17).

L'un des moyens utilisé consiste à prolonger le temps de descente du flux optique à l'entrée du récepteur en plaçant un condensateur de 1500 pF aux bornes de la DEL de l'émetteur, ce qui retarde la transition bas-haut en sortie du récepteur de 150 ns. Ces 150 ns allongent le temps de propagation (tp_{LH}) qui devient asymétrique et le système ne peut être utilisé qu'à des vitesses de transmission rela-

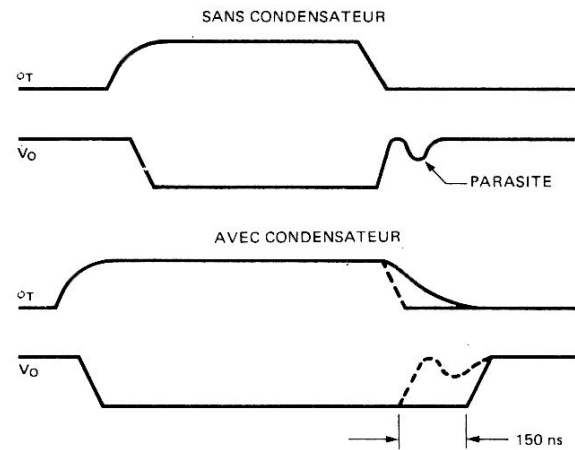


FIGURE 17 — Compensation du parasite sur le HFBR-2500

vement faibles pour lesquelles le temps de propagation ne représente qu'un faible pourcentage de l'intervalle entre impulsions (figure 18).

Les caractéristiques de la liaison ne sont plus alors limitées par le flux à l'entrée du récepteur mais par sa sensibilité.

Pour calculer la longueur du câble dans le cas le plus défavorable, lorsque l'on emploie un condensateur pour limiter la bande passante d'un émetteur HFBR-1501, utiliser l'équation (3). Dans ce cas, la vitesse de transmission des données doit être inférieure à 1 Mbits/s :

$$-14,8 - 0,63 \cdot (\ell - 0,5) > 21$$

$$\ell = 10,3 \text{ m}$$

COMPENSATION EN TEMPERATURE

Les spécifications des émetteurs HFBR-1500 et 1501 indiquent des variations de flux de $6,4$ dB dans le cas le plus défavorable pour compenser les écarts de fonctionnement, les tolérances en sortie, les effets de la température et les variations de couplage.

Dans le calcul des performances dans le plus mauvais cas d'un système quelconque, les tolérances et la gamme dynamique de chaque constituant amènent des éléments défavorables à la distance de transmission. Bien que la plupart des tolérances soient dues au processus de fabrication, certaines d'entre elles peuvent être réduites, en particulier celles dues aux effets de la température.

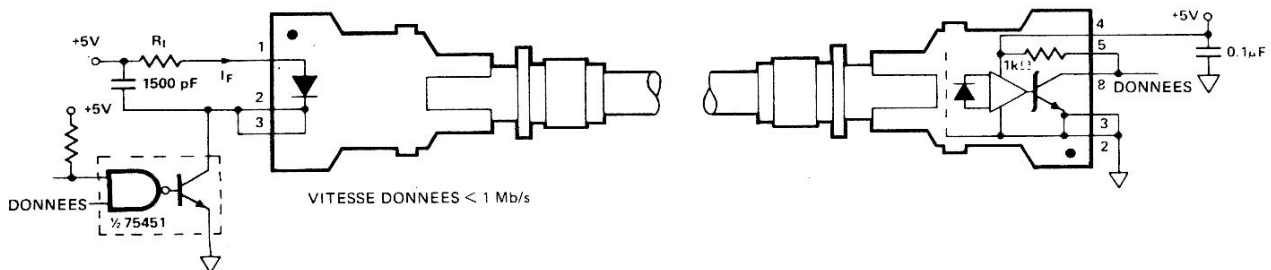


FIGURE 18 — Emetteur HFBR-1500 et -1501 avec condensateur de compensation (parasites)

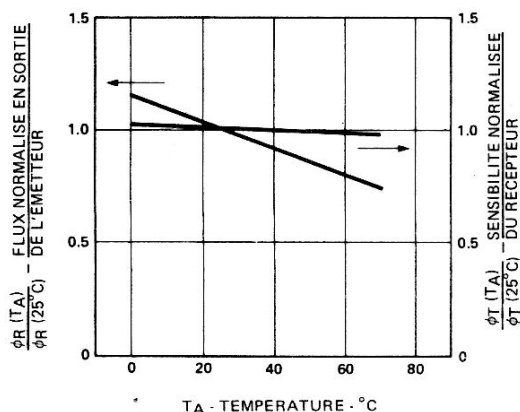


FIGURE 19 — Flux normalisé en sortie de l'émetteur et sensibilité normalisée du récepteur en fonction de la température

La figure 19 montre que les effets de la température entrent en ligne de compte pour plus de 2 dB, soit le tiers de la variation de flux en sortie de l'émetteur; un circuit de commande compensé en température réduisant les variations de flux de 2 dB à 0,6 dB permet d'allonger la liaison de 4,5 m (1,5 dB/33 dBm/m) dans le cas le plus défavorable.

NOTE : L'influence de la température sur le câble et le récepteur est minime.

Une des méthodes de compensation consiste à utiliser la jonction base-émetteur d'un transistor dont le coefficient de température soit de $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ pour commander le courant dans la diode émettrice (figure 20).

Le courant collecteur du transistor a un coefficient de température positif qui peut être supérieur à celui du flux fourni par la diode. En ajustant la valeur de la résistance d'émetteur, il est possible de réduire le coefficient de température du flux en sortie (figure 21).

Sur les circuits de la figure 22, une résistance d'émetteur de $3,9 \Omega$ a permis de réduire les variations dues à la température de 2,5 dB à 0,6 dB (figures 22, 23 et 24).

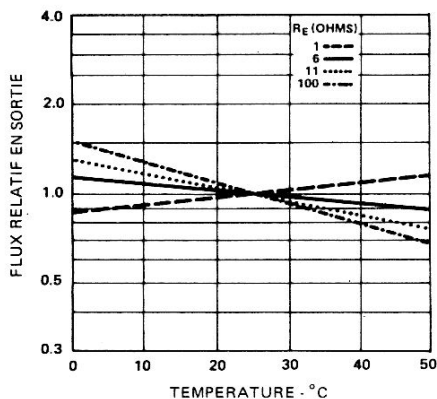
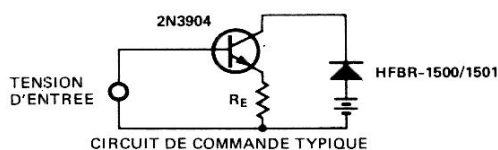


FIGURE 20 — Flux relatif en sortie en fonction de la température

Un autre système consiste à utiliser une résistance CTN pour compenser en température le flux en sortie de la DEL. Le schéma en est indiqué figure 25. La résistance fixe et la valeur de résistance de la CTN à 25°C déterminent le courant dans la diode. La résistance variable maintient le flux en sortie de la diode à un niveau constant malgré les variations de température. La diode au silicium en série avec le circuit inverseur de commande produit une tension résiduelle aux bornes de la DEL lorsque la porte logique conduit, permettant ainsi d'utiliser un circuit à collecteur ouvert.

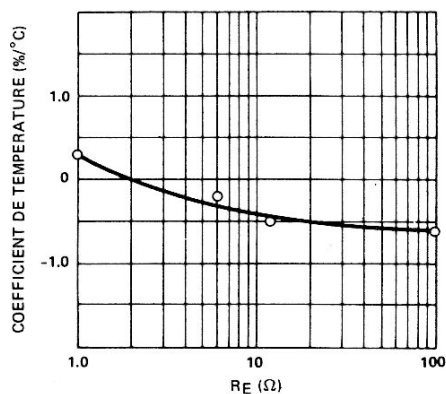


FIGURE 21 — Coefficient de température du transistor avec résistance d'émetteur

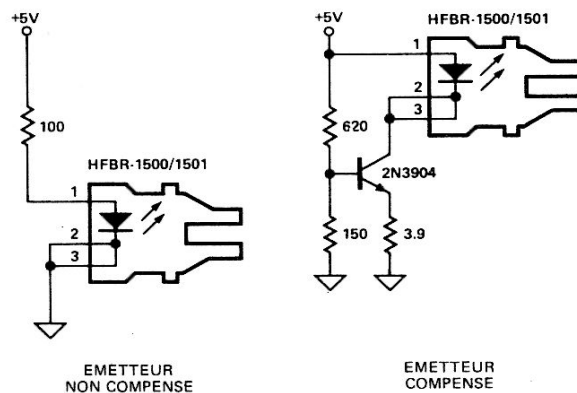


FIGURE 22 — Compensation en température

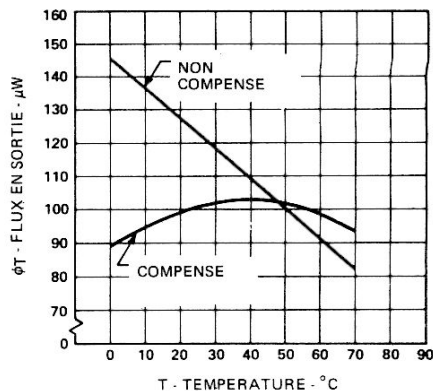


FIGURE 23 — Flux en sortie de l'émetteur en fonction de la température

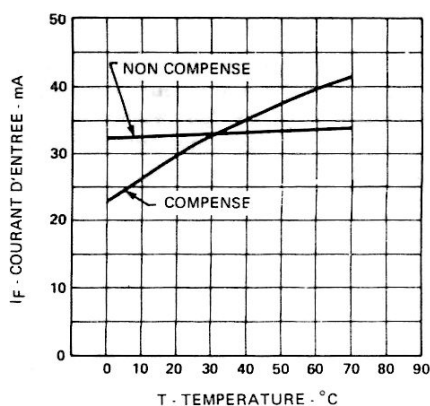


FIGURE 24 — Courant d'entrée de l'émetteur en fonction de la température

MONTAGE DES CONNECTEURS SUR LE CÂBLE

Les connecteurs se montent sur le câble à l'aide du kit de polissage Hewlett-Packard HFBR-4595, constitué d'un outil de polissage et de papier abrasif n° 600. La fixation du connecteur sur le câble se fait sans colle et le connecteur est immédiatement utilisable une fois l'extrémité de la fibre polie.

L'installation des connecteurs est facilitée par les outils de montage disponibles. La réalisation d'un câble équipé nécessite :

1. un câble à fibre optique HFBR-3590
2. un kit de polissage HFBR-4595 constitué de papier abrasif à grain fin de 600 et d'un outil de polissage
3. un connecteur gris HFBR-4501 avec sa ferrule à sertir
4. un connecteur bleu HFBR-4511 avec sa ferrule à sertir
5. une lame de rasoir
6. une pince à dénuder jauge 16 (1,32 mm²)
7. une pince à sertissage AMP, référence 90364-1 ou 69876

Après avoir coupé la longueur voulue du câble HFBR-3590, enlever la gaine de protection sur environ 7 mm à chaque extrémité à l'aide de la pince à dénuder.

ATTENTION : Le cœur de la fibre optique est recouvert d'une gaine transparente qui, détériorée ou enlevée, laisse passer la lumière par ses parois. Dans un montage correct, cette gaine ne doit être ni rayée ni enlevée. Ceci est facilement vérifiable en dirigeant un faisceau lumineux dans l'axe de la fibre, tout défaut étant signalé par un point de lumière brillant sur la paroi. Aucun point brillant n'est toléré.

Introduire l'extrémité dénudée du câble dans la ferrule et le connecteur. La fibre optique doit dépasser l'embout du connecteur de 3 mm environ. Glisser la ferrule sur le connecteur (sans chevauchement sur le câble) et la sertir à l'aide de la pince.

NOTE : Le connecteur gris correspond à l'extrémité émetteur du câble, le connecteur bleu à l'extrémité récepteur.

La partie de fibre en excès doit être coupée à la lame de rasoir en la laissant dépasser d'environ 1,5 mm.

Insérer alors le connecteur à fond dans l'outil de polissage. S'en servir pour imprimer un mouvement en 8 à la fibre sur le papier abrasif jusqu'à ce que le connecteur affleure l'outil de sertissage; le polissage est alors terminé. L'extrémité de la fibre doit être plane sans irrégularités importantes.

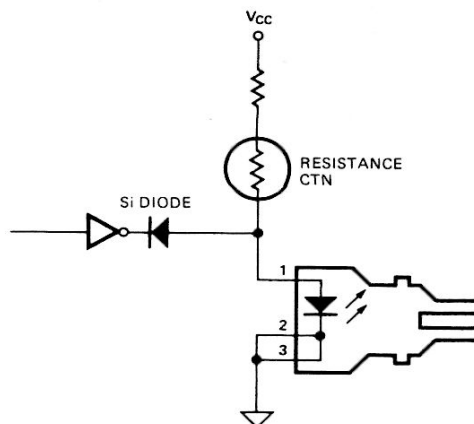


FIGURE 25 — Emetteur compensé en température par CTN

NOTE : Les quatre points sous l'outil servent d'indicateur d'usure, remplacer l'outil dès que l'un des points a disparu.

L'outil de polissage doit être maintenu propre pour conserver les tolérances.

Le câble est alors utilisable.

Les pertes d'insertion des câbles restent constantes en polissant la fibre avec du papier abrasif n° 600. Le polissage peut être terminé avec du film de polissage à grains de 0,5 µm sur une plaque de verre. Le flux optique se trouve alors amélioré d'environ 10%, mais les variations de flux lumineux entre différents connecteurs peuvent être beaucoup plus grandes.

Il est possible d'utiliser de l'eau pour lubrifier le papier abrasif, on évite ainsi le bourrage et on prolonge sa durée.

Il est possible d'équiper le câble de connecteurs d'autres fabricants, ils doivent être montés selon les directives de ces derniers pour obtenir le meilleur résultat.

APPLICATIONS

Les DEL des émetteurs peuvent être commandées par des circuits TTL standard à collecteur ouvert, tels que les circuits 7407 qui peuvent débiter un courant I_{OL} de 40 mA. Si le courant nécessaire dépasse cette valeur, utiliser un circuit de la série 75450 (figure 26).

L'interface avec des circuits CMOS nécessite un amplificateur de commande compatible à fort courant, tel que le National DS3631N. La tension d'alimentation du récepteur doit être de + 5 Vcc, elle peut être fournie par une alimentation régulée par Zener ou un régulateur de tension à trois pattes de faible puissance (figure 27).

Il arrive dans certaines applications, qu'il faille transmettre des signaux analogiques sur un réseau optique numérique. Dans le cas de signaux analogiques à faible bande passante, un montage comme celui de la figure 28, constitué d'un VCO suivi d'un circuit d'interface à niveau TTL (74S124), permet de moduler la DEL de l'émetteur. Le signal analogique est reconstitué en sortie du récepteur par un discriminateur ou un circuit compatible TTL, tel que le NE560. Avec une modulation FM au lieu d'une modulation par impulsions à temps variable ou par impulsions de largeur variable, on élimine les effets des distorsions d'impulsions sur le récepteur.

Les interfaces standard en télécommunication, telles que le V24, sont facilement adaptables aux réseaux numériques à fibres optiques à l'aide de circuits intégrés d'interface standard. Les figures 29 et 30 donnent des schémas d'interface électrique. Tous les signaux de gestion nécessaires à l'échange des communications doivent répondre aux spéci-

fications propres au bus utilisé (EIA, RS232C, V24, etc.).

L'échange de données peut aussi se faire entre stations équipées de plusieurs émetteurs et de plusieurs récepteurs câblés OU. Les figures 31 à 34 donnent plusieurs schémas de circuits utilisables dans de tels réseaux équipés de notre système de fibre optique à connecteurs enfichables.

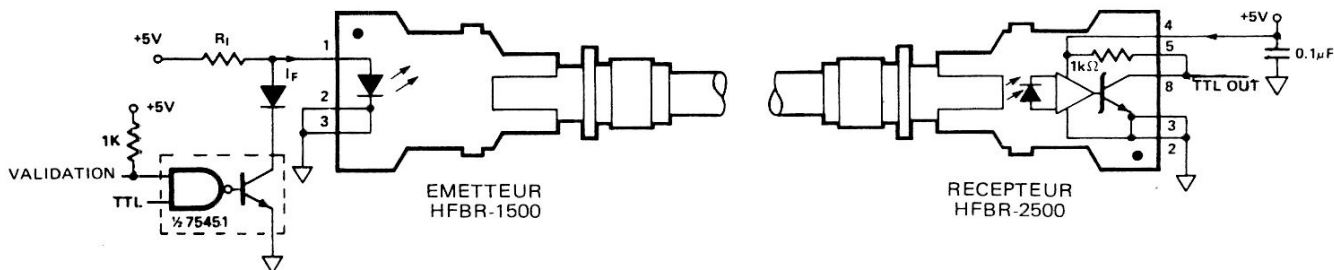


FIGURE 26 — Réseau compatible TTL

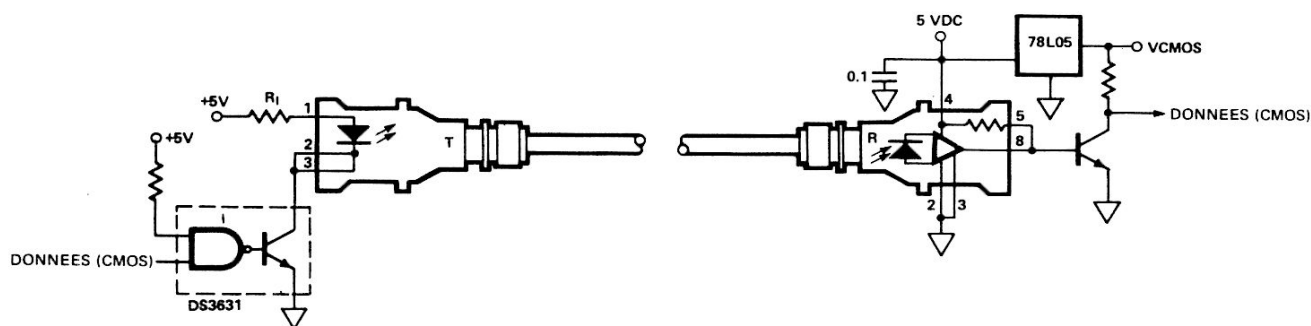


FIGURE 27 — Réseau compatible CMOS

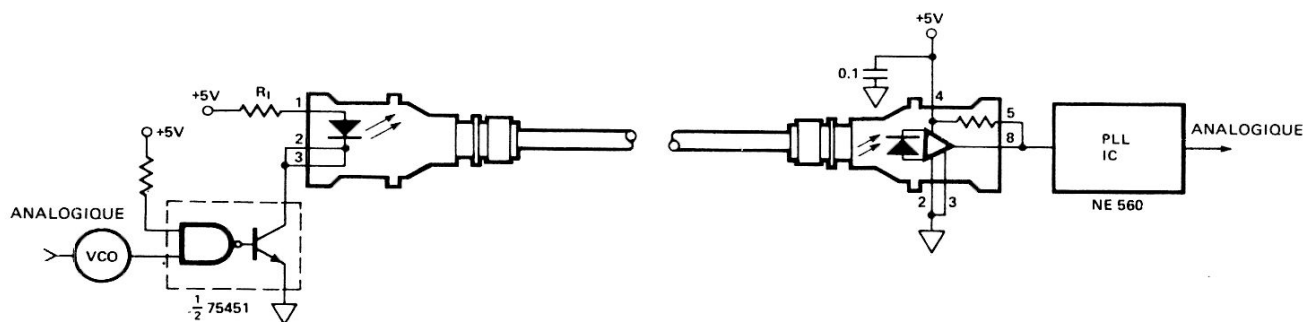


FIGURE 28 — Transmission de signaux analogiques

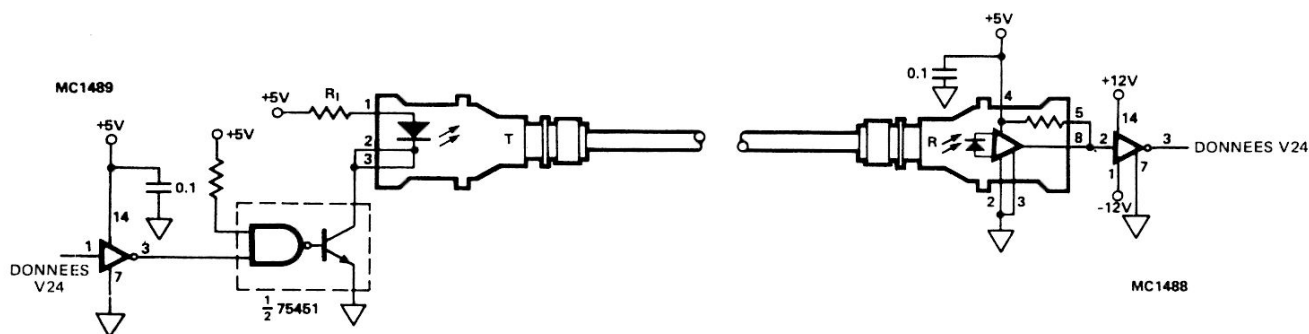


FIGURE 29 — Interface données V24

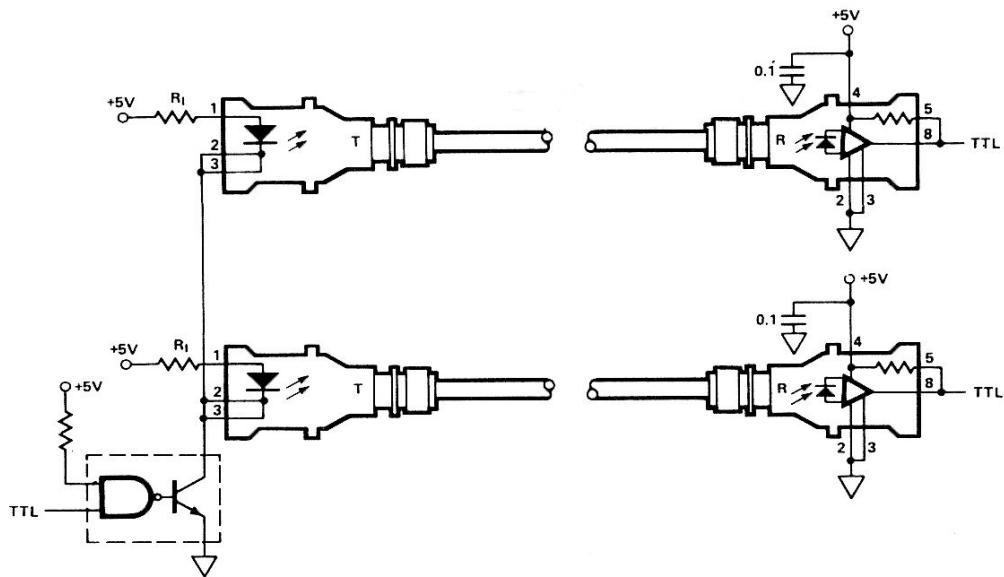


FIGURE 33 — Emetteurs multiples attaqués en série

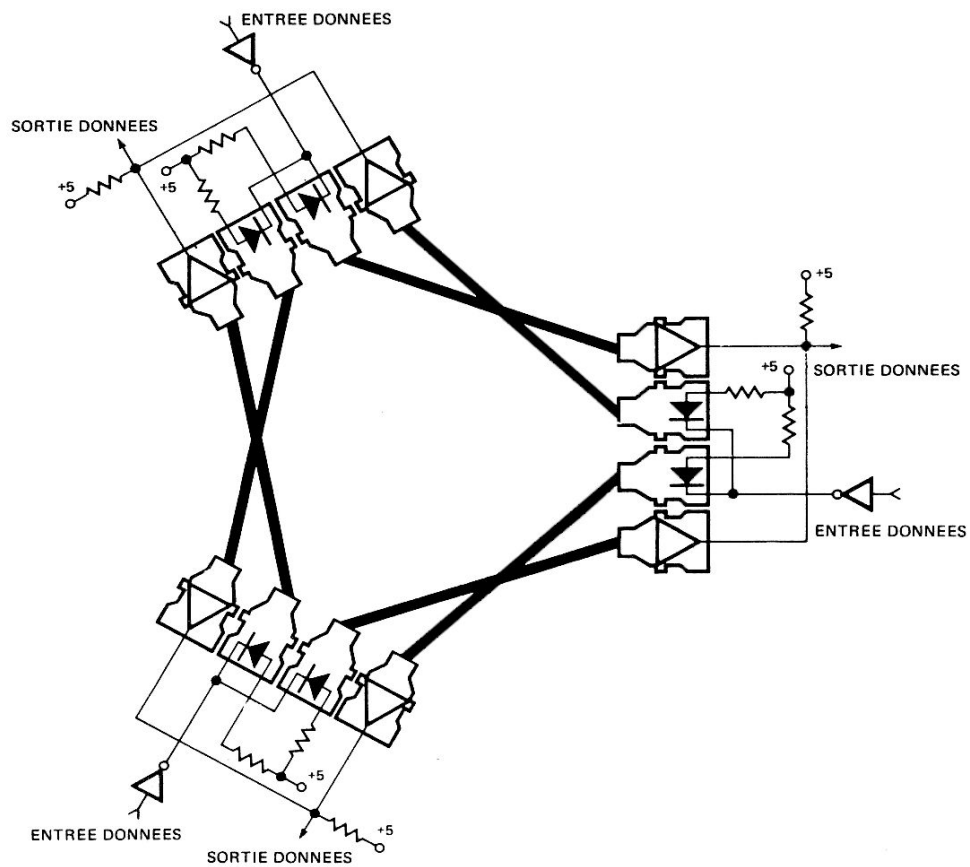


FIGURE 34 — Emetteurs multiples attaqués en série et récepteurs câblés OU dans un réseau de trois stations entièrement interconnectées



Conception et mise en œuvre du codeur incrémentiel HEDS-5000

INTRODUCTION

Un codeur d'arbre est un dispositif qui permet de transformer le mouvement circulaire d'un axe en signaux électriques.

La présente note concerne en particulier le codeur modulaire incrémentiel Hewlett-Packard HEDS-5000. Les explications qui suivent lui sont donc spécifiques et nécessitent une connaissance préalable du principe et des circuits connexes de ce type de codeur.

En première partie, la note analyse brièvement la conception et la théorie de fonctionnement du HEDS-5000. Dans sa deuxième partie, elle traite des impératifs de conception et analyse les différentes erreurs avec une étude détaillée des relations existant entre les paramètres mécaniques du moteur et l'accumulation des erreurs de codage. Plusieurs montages donnent des exemples pratiques d'utilisation des techniques présentées. Un paragraphe «Montage» traite du mode d'assemblage des différentes parties constitutives, des procédures d'essai, du dépannage et de la remise en état du codeur. En deuxième partie, est décrit un certain

nombre de circuits et de logiciels utiles à l'interface entre le codeur et des systèmes numériques ou à base de microprocesseur. En annexe enfin, un guide de sélection présente les avantages et inconvénients de différents codeurs et un tableau donne un choix préférentiel des moteurs convenant à l'entraînement du codeur HEDS-5000.

DESCRIPTION

Un codeur d'arbre utilisé dans un système, comme une commande à servomoteur, permet de constituer une boucle à partir de composants numériques comme par exemple un microprocesseur, au lieu d'un amplificateur à servomécanisme, réduisant ainsi le coût du circuit. La figure 1 illustre une boucle d'asservissement numérique typique.

Un codeur optique présente un certain nombre d'avantages par rapport aux autres systèmes de codeurs : il n'y a pas de contacts mécaniques, le système est donc dénué de frottements d'où moindre inertie et fonctionnement plus sûr. La vitesse de codage est grande et l'influence du bruit est extrêmement faible.

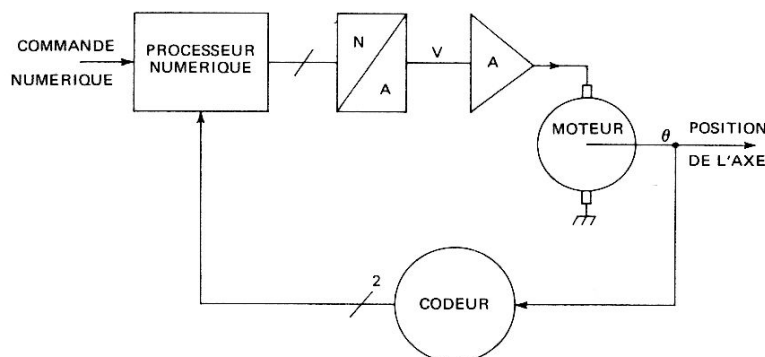


FIGURE 1 — Schéma de principe de la commande numérique du moteur

Le HEDS-5000 correspond à un type particulier de codeur incrémentiel modulaire. Deux voies similaires fournissent des signaux en quadrature (déphasés de 90°) permettant de déterminer vitesse et sens de rotation. Le signal numérique en sortie est compatible avec les logiques LSTTL.

Le kit du codeur modulaire comprend trois parties à assembler :

1. Le corps du codeur contenant la platine de mise en phase, les détecteurs et les circuits intégrés.
2. La roue codeuse à monter sur l'axe.
3. Le sous-ensemble émetteur, comportant deux sources de lumière (DEL), qui s'encliquette sur le corps pour constituer un ensemble à l'abri de la poussière.

Le codeur assemblé a un diamètre d'environ 28 mm et une longueur de 18 mm. Les raccordements électriques sont réalisés à l'aide d'un câble en nappe de 60 cm de longueur.

Les paramètres électriques et dimensionnels sont fournis dans la fiche technique du HEDS-5000.

THEORIE DE FONCTIONNEMENT

Un codeur optique est basé sur l'occultation cyclique d'un faisceau lumineux par une roue codeuse animée d'un mouvement rotatif. Pour obtenir une résolution supérieure pour un diamètre donné, à celle atteinte par une méthode d'occultation directe du faisceau, un masque, constitué par une platine de mise en phase, est placé sur le chemin du faisceau lumineux devant les détecteurs de lumière. La

disposition des fenêtres de la platine de mise en phase et de la roue codeuse est similaire : lorsque ces fenêtres sont observées en enfilade, il se produit un effet de moirage. La lumière émise par une DEL n'atteint les détecteurs que lorsque les fenêtres de la roue codeuse et de la platine de mise en phase sont alignées, et comme la roue codeuse tourne, le détecteur reçoit des impulsions lumineuses séparées par des noirs.

L'augmentation de la résolution du codeur et la réduction de l'intervalle entre les fenêtres de la roue rendent le fonctionnement correct du codeur très sensible à la collimation de la lumière émise à travers la roue codeuse et la platine de mise en phase, et à l'écartement de ces dernières. Pour rendre plus sûr le fonctionnement, le codeur est équipé d'émetteurs de lumière ponctuels et d'un système de lentilles de collimation ayant de très faibles aberrations ce qui permet un plus grand écart entre la roue codeuse et la platine de mise en phase tout en rendant le codeur moins sensible au jeu longitudinal de l'axe.

Chaque voie comporte deux photodétecteurs disposés de telle façon que l'un soit éclairé et l'autre non. Les courants qu'ils fournissent sont amplifiés par un amplificateur différentiel (push-pull) qui limite la sensibilité du système aux variations de niveau lumineux des DEL et évite ainsi l'emploi d'un système de réglage de gain. Le signal numérique est obtenu sur chaque voie par l'entremise d'un comparateur qui se commute lorsque les valeurs analogiques sont égales. Ce comparateur fournit un signal compatible LSTTL.

Le schéma de principe du HEDS-5000 est illustré figure 2.

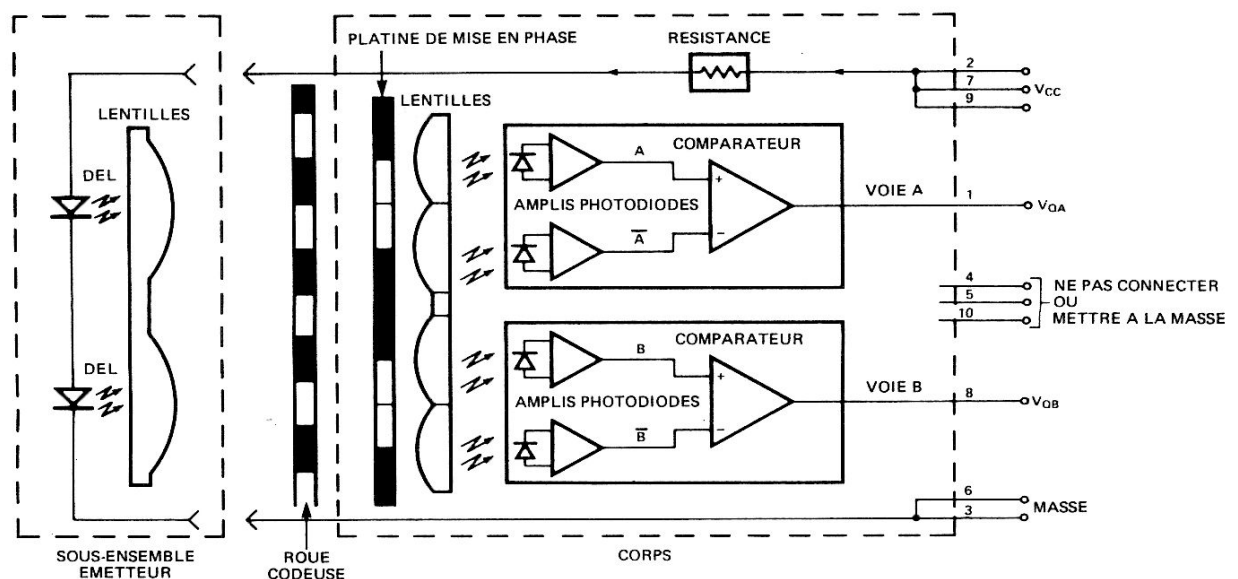


FIGURE 2 — Constitution du HEDS-5000

REMARQUES SUR LE CHOIX DES CODEURS ET LES CAUSES D'ERREUR

Dans la majorité des systèmes de mesure, le procédé de codage n'est pas exempt d'erreurs dont il est important de connaître les causes et de comprendre les effets pour pouvoir choisir le codeur approprié et définir les caractéristiques mécaniques auxquelles doit répondre l'axe du moteur sur lequel doit être monté le codeur.

DEFINITIONS

Degré d'angle :

Unité mécanique de rotation de l'axe : une révolution = 360 degrés.

Capacité de comptage de la roue codeuse (N) :

Correspond au nombre de paires fenêtre-intervalle sur la périphérie de la roue codeuse, c'est-à-dire : $N = 500$ pour le HEDS-5000.

Cycle :

Portion de la forme d'onde en sortie correspondant à la période de passage et d'occultation de la lumière sur une paire de détecteurs : il y a N cycles par tour d'axe.

Degré électrique :

Unité de mesure de la forme d'onde en sortie : 1 cycle = 360 degrés électriques = $360/N$ degrés d'angle.

Durée des impulsions et des états logiques :

Voir les définitions données par la figure 3.

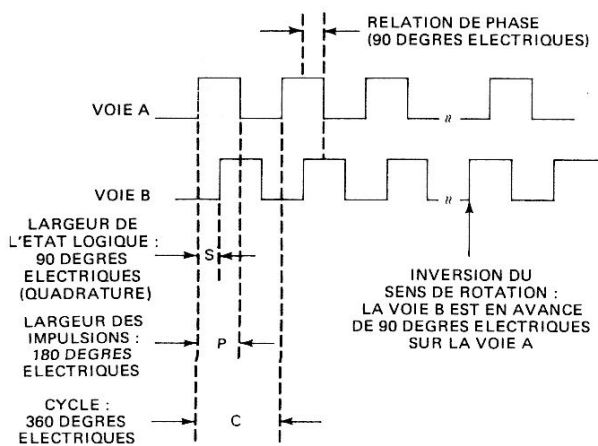


FIGURE 3 — Formes d'ondes en sortie

Phase :

Angle en degrés électriques entre le centre de l'impulsion de la voie A et le centre de l'impulsion correspondante de la voie B.

Résolution :

Le plus petit écart angulaire détectable. Peut s'exprimer soit en nombre de transitions en sortie pour un tour complet, soit par l'écart angulaire entre deux transitions successives.

CARACTERISTIQUES DE CODAGE

Chaque révolution correspondant à 500 cycles, il existe 500 valeurs pour chaque paramètre de codage. Les erreurs de codage indiquées dans la fiche technique du HEDS-5000 sont déterminées de la façon suivante :

Erreur typique :

Correspond à la valeur moyenne (pour un grand nombre de codeurs) de l'erreur maximale observée pour un tour sur chaque codeur.

Erreur maximale :

La plus forte erreur observée sur le lot de codeurs ci-dessus.

NATURE STATISTIQUE DES ERREURS

Sur un codeur modulaire, les caractéristiques de codage d'un dispositif particulier ne peuvent être mesurées directement qu'une fois celui-ci assemblé dans un système. Il est utile de pouvoir en prévoir les performances, mais les erreurs n'étant pas déterminables avec certitude, leur étude statistique donnera en général une approximation suffisante sur le comportement d'un lot important. La distribution des caractéristiques des composants est en général gaussienne et peut être déterminée par sa moyenne ($\bar{E}$) et l'écart type (σ). Dans le cas du codeur, $\bar{E}$ se définit comme étant la moyenne des valeurs absolues des erreurs.

Lorsque deux ou plusieurs facteurs se combinent pour en générer un supplémentaire, leurs erreurs peuvent s'additionner soit vectoriellement, soit algébriquement. Si la combinaison est vectorielle, l'erreur résultante peut être supérieure ou inférieure à l'erreur originelle (quelque fois nulle). Par exemple, l'excentricité résultant du montage de la roue codeuse, qui possède elle-même une certaine excentricité, et de l'excentricité propre à l'axe est une combinaison vectorielle. Une combinaison algébrique se produit quand deux erreurs ont une erreur résultante de valeur toujours plus grande, comme c'est le cas lorsqu'une erreur sur une largeur d'impulsion se combine avec une erreur sur la phase pour donner l'erreur sur la durée des états logiques.

Lorsque l'on estime que la distribution d'une erreur découle de telles combinaisons, utiliser les formules suivantes :

1. La nouvelle moyenne correspond :

a. soit à la somme algébrique des moyennes

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 + \dots + \bar{E}_n$$

b. soit à la racine carrée de la somme vectorielle des carrés

$$\bar{E}_T = \sqrt{\bar{E}_1^2 + \bar{E}_2^2 + \dots + \bar{E}_n^2}$$

2. Le nouvel écart type découle de l'équation :

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2}$$

CONCEPTION DU CODEUR

Sur un codeur d'arbre modulaire, les performances dépendent plus de l'assemblage et des tolérances axiales que sur un codeur tout monté ayant son axe propre et ses paliers propres. Ces facteurs, joints à la vitesse de rotation de l'axe, à la température et à d'autres paramètres, s'ajoutent aux caractéristiques intrinsèques du codeur pour affecter sa précision résultante. Une étude quantitative des relations entre l'environnement et la précision ne peut se faire que sur un type de codeur particulier (le HEDS-5000 dans notre cas), bien que le concept puisse être appliqué à d'autres types de codeurs.

Le tableau 1 résume les relations entre les paramètres de codage et les phénomènes extérieurs qui les affectent. Les croix indiquent le paramètre affecté. Comme on le voit, l'uniformité du cycle est pratiquement indépendante des facteurs extérieurs au codeur, alors que la durée des états logiques qui correspond à la somme de toutes les transitions dépend de presque tous.

Excentricité et jeu radial

L'excentricité joue surtout sur les erreurs de position, de phase et d'états logiques. L'étude quantitative de ce facteur se trouve au paragraphe «Erreurs intrinsèques aux codeurs».

L'excentricité de l'arbre qui affecte les performances du codeur provient de la combinaison des quatre facteurs indépendants suivants :

1. L'excentricité, désaxement cyclique dans la rotation de l'axe.
2. Le jeu radial, mouvement aléatoire provenant des tolérances sur les paliers et du balourd.
3. Les tolérances de sous-dimensionnement du diamètre de l'axe provoquant un désaxement cyclique dû au montage de la roue codeuse sur un arbre de diamètre faible quoique dans les tolérances.

4. Le montage de la roue codeuse sur son axe creux amenant un désaxement cyclique de la roue codeuse dû au décentrage de la roue codeuse par rapport à son axe creux.

Jeu axial de l'arbre

Ce jeu agit principalement sur la phase (ou la quadrature) entre les deux voies du codeur et de moindre façon sur la largeur des impulsions. En plus de considérations sur la gigue de phase, le jeu doit être limité à moins de 0,5 mm à cause des contraintes mécaniques du codeur. Le processus de montage préconisé permet de maintenir l'axe au plus près de la platine de mise en phase assurant ainsi la protection de cette dernière et de la roue codeuse. Le déplacement se fait donc toujours dans le sens de l'accroissement de l'intervalle roue codeuse-platine de mise en phase, améliorant ainsi la sécurité sans altérer les tolérances sur la largeur des impulsions. Lorsque le jeu maximal admissible est dépassé, l'axe creux peut venir en contact avec le sous-ensemble émetteur ce qui, sans être catastrophique, n'est pas recommandé.

Vitesse de rotation et température

Les mesures de précision en position et en cycle sont réalisées entre deux transitions concordantes des formes d'ondes en sortie et sont pratiquement indépendantes de la vitesse de rotation. Le comptage des cycles (par déclenchement d'un compteur TTL, par exemple) ne nécessite qu'un intervalle très court entre deux transitions logiques, la fréquence de comptage peut atteindre typiquement 200 kHz avant de perdre sa validité.

D'un autre côté, la largeur des impulsions est mesurée entre deux transitions différentes et la précision se trouve réduite par toute variation du temps de propagation des transitions. Cette différence de durée devient une partie prépondérante de la largeur de l'impulsion au fur et à mesure que la fréquence croît. Le temps de propagation est en outre légèrement affecté par les variations de température.

Tableau 1

CARACTERISTIQUES DE CODAGE	FACTEURS NON CONTROLABLES PAR LE FABRICANT				
	EXCENTRICITE	JEU AXIAL	VITESSE DE ROTATION	TEMPERATURE	MONTAGE
Précision en position	X				
Uniformité des cycles	X				
Largeur d'impulsion			X	X	
Phase	X	X			X
Largeur de l'état	X	X	X	X	X

Montage

Le montage du HEDS-5000 ne nécessite qu'un seul réglage qui consiste à ajuster au mieux la phase entre les deux voies. Cette mise en phase consiste à aligner l'axe de la platine de mise en phase avec celui de la roue codeuse. La phase moyenne doit être ajustée à 90 degrés. L'erreur sur cette valeur peut être limitée à 10 degrés en visualisant les signaux de sortie sur un oscilloscope. Le réglage peut être affiné en utilisant le phasemètre à moyenne dont le schéma est donné figure 11.

ERREURS DUES AU CODEUR

Les caractéristiques de chaque codeur sont entachées d'erreurs du fait des relations intervenant entre les composants internes et l'environnement. Comme nous avons montré précédemment, les erreurs de codages sont réduites par plusieurs facteurs extérieurs. L'étude qui suit énumère ces défauts du codeur, détermine les principaux facteurs contribuant aux erreurs et donne des exemples de calcul si nécessaire.

Erreur en position

L'erreur en position s'exprime en minutes d'arc ou en degrés électriques, elle se définit comme étant la différence entre la position réelle de l'arbre et sa position théorique en observant le signal en sortie du codeur. La figure 4 représente l'erreur de position d'une roue codeuse ayant 8 cycles par révolution. L'erreur de positionnement provient tout d'abord de l'excentration de la roue codeuse en rotation par rapport à l'axe de la platine de mise en phase et aux détecteurs. L'effet de l'excentricité est inversement proportionnel au diamètre de la roue codeuse. L'erreur en position résultante, $\Delta\theta$, se calcule avec la formule :

$$\Delta\theta = \frac{kE}{R} \text{ en degrés}$$

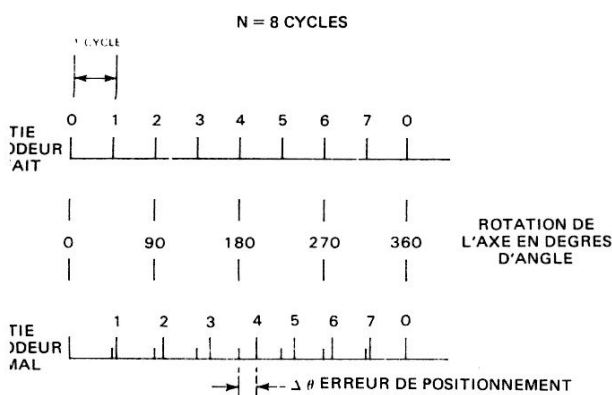


FIGURE 4 — Ecart en position du codeur en fonction de l'angle de rotation

$$\text{où } k = \frac{360}{2\pi}$$

E = excentricité en mm

R = rayon de la roue codeuse (10,9 mm
(10,9 mm pour le HEDS-5000))

Un facteur de sensibilité, Q_p , peut être déterminé pour évaluer la contribution de l'excentricité à l'erreur de position.

$$Q_p = \frac{k}{R} = 5,3 \text{ degrés d'angle par mm d'excentricité pour le HEDS-5000}$$

La gravure de la roue codeuse et de la platine de mise en phase contribue elle aussi à l'erreur de positionnement, mais les erreurs étant très faibles, ce facteur peut être négligé.

L'erreur en position n'intervient que dans les systèmes exigeant une très grande résolution de positionnement. L'exemple qui suit permet d'évaluer cette erreur sur un HEDS-5000 dont la roue codeuse est animée d'un mouvement de rotation excentré.

Calcul de l'erreur en position

- Facteurs contributifs : le tableau 2 donne les valeurs des facteurs contributifs, en accord avec les conditions de fonctionnement recommandées du HEDS-5000 (voir fiche technique). L'influence du montage de la roue codeuse sur son axe creux est évaluée empiriquement.

Tableau 2

FACTEUR CONTRIBUTIF	MOYENNE $\bar{E}$	ECART TYPE σ
Roue codeuse-axe creux	0,040 mm	0,015 mm
Excentricité de l'axe	0,020 mm	0,005 mm
Sous-dimensionnement du diamètre de l'axe	0,015 mm	0,010 mm

Le jeu axial n'est pas pris en compte du fait de sa nature aléatoire. Les trois facteurs mis en jeu produisent des erreurs cycliques prévisibles s'additionnant vectoriellement. Le jeu radial amène des erreurs sur la phase et sur la largeur des états logiques, comme on le verra plus loin.

- Additionner les erreurs selon la méthode indiquée précédemment (nature statistique des erreurs) pour calculer la somme vectorielle des moyennes :

$$\bar{E}_T = \sqrt{\bar{E}_1^2 + \bar{E}_2^2 + \bar{E}_3^2} = 4,7 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

Calculer l'écart type :

$$\sigma_T = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2} = 1,9 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

- *3. Pour déterminer la précision du codeur, il est nécessaire de multiplier $\bar{E}_T$ et σ_T par le facteur d'excentricité, Q_p , qui permet d'évaluer l'erreur en position, or

$$Q_p = 5,3 \text{ degrés d'angle par mm d'excentricité}$$

sur le HEDS-5000. L'erreur de position moyenne, $\Delta\theta$, est alors de :

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\theta} &= \bar{E}_T Q_p \\ &= (4,7 \times 10^{-2} \text{ mm}) (5,3 \text{ degrés d'angle/mm}) \\ &= 0,25 \text{ degrés d'angle} \\ &\text{soit 15 minutes d'arc,}\end{aligned}$$

et l'écart type de :

$$\begin{aligned}\sigma(\Delta\theta) &= \sigma_T Q_p \\ &= (1,9 \times 10^{-2} \text{ mm}) (5,3 \text{ degrés d'angle/mm}) \\ &= 0,1 \text{ degré d'angle} \\ &\text{soit 6 minutes d'arc.}\end{aligned}$$

L'erreur maximale de positionnement, $\Delta\theta_{\max}$, a pour valeur approximative :

$$\begin{aligned}\Delta\theta_{\max} &= \Delta\bar{\theta} + 2 [\sigma(\Delta\theta)] \\ &= 0,25 + 2 (0,1) \text{ degrés d'angle} \\ &= 0,45 \text{ degrés d'angle} \\ &\text{soit 27 minutes d'arc} \\ &\text{soit 225 degrés électriques}\end{aligned}$$

(98% de la distribution normale se retrouvera dans $\bar{x} + 2\sigma$)

La relation entre l'excentricité de l'arbre et la précision du fonctionnement est indiquée figure 5. L'erreur résiduelle sur le positionnement (excentricité de l'arbre = 0, figure 5) indique la contribution de l'ensemble roue codeuse-axe creux à l'erreur en position. Pour les autres valeurs d'excentricité, la courbe tient compte à la fois de l'excentricité de

l'arbre et de son sous-dimensionnement. $\bar{E}_T + 2\sigma_T$ dans notre exemple indique une excentricité max. de 0,085 mm ce qui correspond à environ 27 minutes d'arc sur la courbe typique. La courbe de percentile 99 donne une indication sur la distribution en cours de fabrication, elle donne l'accroissement de l'erreur de la position résiduelle.

Erreurs sur le cycle

Chaque cycle comporte 360 degrés électriques. Cependant, le nombre de degrés mécaniques correspondant à chaque cycle peut s'écarter de sa valeur idéale, 360/N. L'erreur sur un cycle, ΔC , est exprimée en général en degrés électriques, d'où l'erreur équivalente en degrés d'angle :

$$\text{Erreur angulaire sur un cycle} = \frac{\Delta C}{500}$$

La qualité de la gravure de la roue et de la platine de mise en phase est le facteur primordial agissant sur l'erreur sur le cycle. Les valeurs de ce paramètre sont indiquées dans la fiche technique du HEDS-5000. L'excentricité a une incidence insignifiante sur l'erreur sur le cycle ce qui permet de ne pas la calculer.

Erreurs sur la largeur d'une impulsion

L'erreur sur la largeur d'une impulsion correspond à l'écart maximal entre sa largeur réelle et sa largeur théorique de 180 degrés électriques.

Bien que l'usage d'amplificateurs différentiels réduise la sensibilité aux tolérances sur les composants et les circuits, certaines erreurs résultent de l'impact irrégulier de la lumière sur les détecteurs différentiels ou du déséquilibre entre les éléments de l'amplificateur différentiel. Une erreur supplémentaire peut s'observer si dans la plage de température préconisée, le codeur tourne à grande vitesse. Cet effet est dû aux retards de propagation inégaux des fronts montants et descendants des trains d'impulsions numériques. Comme pour la plupart des paramètres des circuits intégrés, cette différence entre temps de propagation dépend de la température. Presque égaux à 25°C, ces temps de propagation ne le sont plus, que la température croisse ou décroisse. Les équations qui suivent montrent l'influence de la température et de la fréquence sur la largeur des impulsions.

$$\Delta P = \alpha \times \Delta T \times f$$

où ΔP (degrés électriques) = variations de largeur de l'impulsion dues aux conditions de fonctionnement

$$\Delta T (^{\circ}\text{C}) = T_{\text{fonctionnement}} - 25$$

$$\begin{aligned}f (\text{Hz}) &= \text{fréquence de sortie} \\ &= \left[\frac{\text{vitesse de rotation (t/mn)}}{60} \right] 500\end{aligned}$$

α = coefficient de température (fourni par la fiche technique)

α a une valeur typique de 10^{-5} degrés électriques/ $^{\circ}\text{C} \times \text{Hz}$, mais ce paramètre peut atteindre une valeur maximale de $2,5 \times 10^{-5}$ degrés électriques/ $^{\circ}\text{C} \times \text{Hz}$.

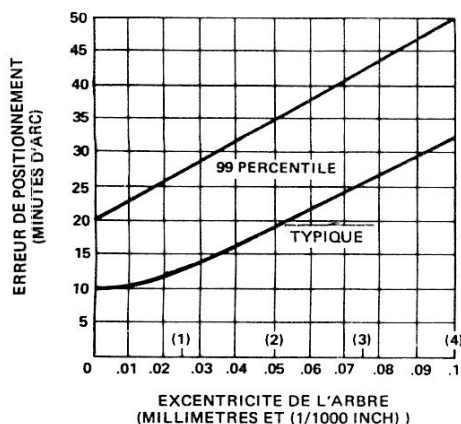


FIGURE 5 — Erreur de positionnement en fonction de l'excentricité de l'arbre

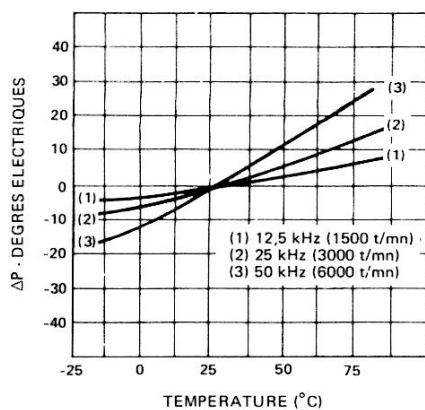


FIGURE 6 — Variation de la largeur des impulsions en fonction de la température

La figure 6 indique les effets de la température et de la vitesse de rotation sur la largeur des impulsions.

Erreur sur la phase

L'erreur sur la phase correspond à l'écart maximal du déphasage entre les voies A et B par rapport à leur déphasage théorique de 90 degrés électriques.

La phase, à strictement parler, n'est pas un paramètre de codage, puisqu'elle n'atteint pas la valeur de deux transitions. Mais comme elle contribue directement à l'erreur sur la largeur des états logiques, il est important de connaître son mécanisme.

La phase moyenne de la plupart des systèmes de codeurs est réglée au cours du montage pour s'approcher au plus près de sa valeur théorique de 90 degrés. Ceci permet de moyenner plus facilement les variations cycliques de la phase pendant la rotation de l'axe. C'est pourquoi, l'intérêt du modèle concerne en priorité la valeur de la variation de la phase due aux mouvements aléatoires de l'arbre pendant sa rotation.

L'instabilité de phase entre les deux voies du codeur est due aux déplacements radial, axial et à l'excentricité des fenêtres de la roue codeuse par rapport à la platine de mise en phase.

Erreurs sur la phase dues au jeu radial

Le jeu radial et l'excentricité vont modifier la phase d'une valeur inversement proportionnelle au carré du rayon de la roue codeuse.

$$\Delta\phi_R = \frac{K_2 NE}{R^2}$$

On peut définir un facteur de sensibilité, Q_e , pour permettre d'évaluer la contribution du jeu radial et de l'excentricité sur l'erreur sur la phase.

$$Q_e = \frac{K_2 N}{R^2}$$

= 500 degrés électriques par mm
(typique sur le HEDS-5000)

La contribution de l'erreur sur la phase à l'erreur sur la largeur de l'état logique est calculée dans l'exemple de calcul de l'erreur sur la largeur de l'état, elle se partage entre l'excentricité cyclique et le jeu radial aléatoire de l'axe.

Erreur sur la phase due au jeu axial

Le jeu axial provoque une modification de la phase lorsque les faisceaux lumineux éclairant les deux voies ne sont pas parfaitement parallèles. L'équation représentant cette variation de phase est la suivante :

$$\Delta\phi_A = \Delta G \times Q_{ma}$$

où ΔG = variation d'écartement roue codeuse-platine de mise en phase due au jeu axial (mm)

Q_{ma} = facteur de désalignement (degrés électriques/mm)

La valeur typique de Q_{ma} observée sur un lot de HEDS-5000 est de :

$$Q_{ma} = 20 \text{ degrés/mm}$$

Erreur totale sur la phase

L'erreur totale sur la phase est égale à la somme vectorielle des erreurs dues au jeu radial et aux déplacements axiaux :

$$\Delta\phi_T = \sqrt{\Delta\phi_R^2 + \Delta\phi_A^2}$$

Erreur sur la largeur de l'état logique

L'erreur sur la largeur de l'état logique est l'écart maximal observé entre sa valeur réelle et sa valeur théorique de 90 degrés électriques.

Puisque la largeur d'un état logique est la combinaison de toutes les transitions du codeur, tous les facteurs agissant sur la largeur de l'impulsion et sur l'erreur sur la phase, participeront à l'erreur sur la largeur de l'état logique. Ces contributions aux erreurs peuvent se classer en trois catégories. La première comprend la contribution de l'excentricité dont le résultat provoque des erreurs cycliques comme nous l'avons montré au paragraphe traitant des erreurs sur la position. La seconde concerne les facteurs produisant des erreurs aléatoires. La troisième comprend tous les facteurs dus à la conception du codeur comme la qualité des lentilles, les caractéristiques de commutation des circuits intégrés et leur hystérésis. Sur le HEDS-5000, l'influence d'ensemble de ces facteurs provoque une erreur moyenne de 12 degrés électriques.

L'étude quantitative des effets de ces facteurs sur l'erreur sur l'état logique fait l'objet des paragraphes suivants.

EXEMPLES DE CALCUL

Les exemples qui suivent ont pour but d'étudier l'erreur sur la largeur de l'état logique d'un lot de codeurs. La largeur de l'état logique est fondamentale dans les informations de direction. Il faut donc en conserver un minimum quelles que soient les conditions de fonctionnement. La valeur de ce minimum peut varier de 1 à 20 degrés électriques ou plus, elle dépend du type de circuit de comptage utilisé sur lequel

les informations de direction puissent être obtenues. Nous allons étudier deux types d'approches pour réaliser cette analyse. En premier, nous évaluerons la largeur de l'état logique à la température ambiante normale, sans tenir compte des vitesses extrêmes. Dans le second exemple, nous tâcherons de répondre à la question : « Quelles doivent être les conditions de mesure limites à l'ambiante pour conserver une largeur minimale aux états logiques lorsque l'on se trouve en extrémité de gamme de températures ou de vitesses ? ».

Les valeurs de paramètre nécessaires aux calculs ne sont pas toutes fournies par la fiche technique. Quand elles existent, on utilise celles données dans la fiche technique sinon, les données nécessaires ont été empiriquement évaluées à partir d'essais en production. Les valeurs relatives aux variables intéressant l'axe doivent être estimées ou mesurées par l'utilisateur. Les valeurs utilisées ci-après se rapportent à un lot d'un type de moteur particulier monté sur un HEDS-5000 fonctionnant dans les conditions recommandées. Les exemples supposent que la phase a été ajustée pendant le montage pour que l'erreur de phase moyenne sur 360 degrés mécaniques soit proche de zéro.

Toute erreur de phase provoque une erreur sur la largeur de l'état logique de grandeur égale. C'est pourquoi, les facteurs de sensibilité déjà calculés pour la phase sont utilisés dans le calcul de l'erreur sur la largeur de l'état logique.

Exemple d'analyse à la température ambiante normale

Excentricité, ΔS_1

L'excentricité totale des fenêtres de la roue codeuse a été évaluée dans l'exemple concernant l'erreur de position.

$$\text{Excentricité moyenne} = 4,7 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

$$\text{Ecart type sur l'excentricité} = 1,9 \times 10^{-2} \text{ mm}$$

L'effet de l'excentricité sur la largeur des états s'obtient en multipliant l'excentricité totale attendue par le facteur de sensibilité de phase $Q_e = 550$ degrés électriques/mm.

L'excentricité étant mesurée comme une valeur crête-à-crête (TIR)* et l'erreur de phase ayant été ajustée pour être proche de zéro, le déplacement maximal de la roue codeuse par rapport à la platine de mise en phase sera inférieur ou tout au plus égal à la moitié des valeurs de TIR spécifiées pour l'excentricité. Les écarts types et moyens sur l'excentricité utilisés dans le calcul de ΔS_1 sont à diviser par deux.

La contribution de l'excentricité ΔS_1 est donc de :

$$\overline{\Delta S_1} = \frac{(4,7 \times 10^{-2} \text{ mm})}{2} (550 \text{ degrés électriques})$$

$$= 12,9 \text{ degrés électriques}$$

$$\text{et } \sigma(\Delta S) = \frac{(1,9 \times 10^{-2} \text{ mm})}{2} (550 \text{ degrés électriques})$$

$$= 5,2 \text{ degrés électriques}$$

* TIR : lecture totale de l'instrument de mesure

Phase aléatoire, ΔS_2

Les facteurs contribuant à la phase aléatoire doivent s'évaluer en association avec le facteur de corrélation, Q, de leur influence sur l'erreur de largeur de l'état logique. Le tableau 3 indique ces facteurs. Les jeux radial et axial dans l'exemple ont été relevés sur un moteur type de 31,75 mm équipé de roulements à billes. On utilise à nouveau les facteurs de sensibilité de phase, Q_e et Q_{ma} , (décrits précédemment) pour calculer la contribution à l'erreur. Les valeurs indiquées pour les erreurs ont été relevées sur un lot de production typique à l'aide du phasemètre décrit au paragraphe « Procédures d'essai ».

Tableau 3

FACTEUR	UNITES	MOYENNE E	ECART TYPE σ	FACTEUR DE SENSIBILITE DE PHASE, Q
Jeu axial de l'axe	mm	0,1	0,06	Q_{ma} 20 deg.élect./ mm
Jeu radial de l'axe	mm	0,006	0,003	Q_e 550 deg.élect./ mm
Ajustage de l'ensemble	Degrés élect.	3	3	aucun

Multiplier la moyenne et l'écart type de chaque facteur par la valeur correspondante de Q. Ensuite, calculer la contribution moyenne totale en combinant vectoriellement les moyennes pondérées. L'écart type total est obtenu en combinant vectoriellement l'écart type correspondant à chaque facteur.

$$\overline{\Delta S_2} = \sqrt{[(0,1) 20]^2 + [(0,006) 550]^2 + 3^2}$$

$$= 4,9 \text{ degrés électriques}$$

$$\sigma(\Delta S_2) = \sqrt{[(0,06) 20]^2 + [(0,003) 550]^2 + 3^2}$$

$$= 3,6 \text{ degrés électriques}$$

Erreurs internes, ΔS_3

Les erreurs intrinsèques au HEDS-5000 (non imputables directement aux tolérances de montage et à l'axe) sont dues aux tolérances sur la qualité des lentilles, sur les caractéristiques de commutation des circuits intégrés et sur divers autres paramètres. Toutes additionnées, elles ont les valeurs approximatives suivantes :

$$\overline{\Delta S_3} = 12 \text{ degrés électriques}$$

$$\sigma(\Delta S_3) = 6 \text{ degrés électriques}$$

Ces résultats ont été obtenus à partir de lots échantillonnés en fabrication.

Distribution des erreurs

La distribution des erreurs sur la largeur des états logiques se calcule algébriquement en additionnant* les moyennes sur l'excentricité, la phase aléatoire et les erreurs internes. L'écart type s'obtient par addition vectorielle.

Largeur des états :

$$\begin{aligned}\text{Erreur moyenne } \bar{\Delta S_T} &= 12,9 + 4,9 + 12 \\ &= 30 \text{ degrés électriques}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{Ecart type } \sigma(\Delta S_T) &= \sqrt{5,2^2 + 3,6^2 + 6^2} \\ &= 8,7 \text{ degrés électriques}\end{aligned}$$

L'exemple ci-dessus permet de prévoir que l'erreur moyenne sur la largeur de l'état pour un lot de codeur sera de 30 degrés électriques lorsque l'on maintient les paramètres dans les limites préconisées pour que le codeur fonctionne dans les conditions recommandées par la fiche technique du HEDS-5000. L'erreur sur la largeur de l'état, pour 95% (1,65 σ) du lot, se calcule de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\Delta S_T &= \bar{\Delta S_T} + 1,65 [\sigma \Delta(S_T)] \\ &= 30 + 1,65 \times 8,7 \\ &= 44 \text{ degrés électriques}\end{aligned}$$

soit moins de 45 degrés électriques (noter que ces hypothèses ne contredisent pas l'erreur sur la largeur de l'état spécifiée dans la fiche technique du HEDS-5000).

Des codeurs et des moteurs aux caractéristiques semblables à l'exemple ont été montés et essayés. L'histogramme de l'erreur sur la largeur de l'état résultante est indiqué figure 7.

* Les contributions des erreurs sont additionnées algébriquement en vue d'obtenir les performances dans le cas le plus défavorable.

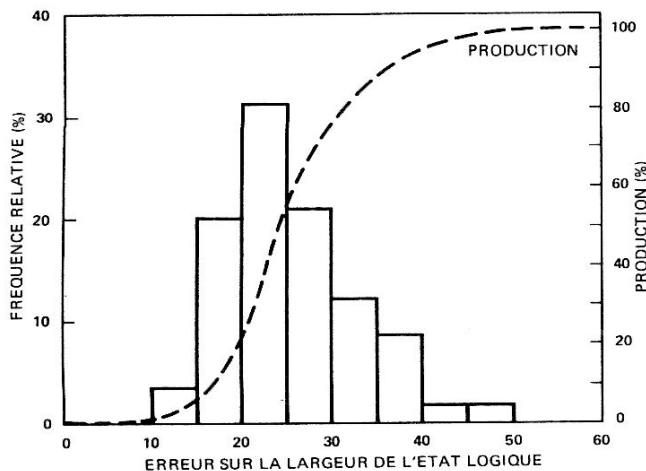


FIGURE 7 — Exemple de distribution de l'erreur sur la largeur de l'état logique dans un lot de fabrication

Choix de la gamme de température

Pour obtenir un décodage correct dans toute la plage de température, l'utilisateur doit choisir l'une des deux méthodes suivantes :

- Tous les systèmes sont contrôlés dans toute la plage de température.
- On choisit une limite aux tests à température ambiante pour permettre de conserver la marge de sécurité nécessaire au fonctionnement sur toute la plage de température.

La première méthode permet de profiter d'une fabrication, en particulier lorsque les contraintes sont très serrées, mais elle est inconfortable et souvent impossible à mettre en oeuvre. La seconde méthode par extrapolation permet de calculer l'influence de la température sur l'erreur dans le plus mauvais cas et ainsi de déterminer la marge d'erreur à température ambiante normale pour atteindre les limites fixées.

Les différentes étapes permettant de calculer la limite de l'erreur à la température ambiante pour pouvoir atteindre les performances spécifiées à une température plus élevée donnée sont les suivantes :

- Déterminer les conditions de fonctionnement. Les spécifications, dans notre cas, exigent que la durée minimale de l'état logique soit de $T_S = 2 \mu s$ à $60^\circ C$ à la vitesse maximale de 3000 t/mn.
- Extrapoler les conditions d'environnement pour pouvoir déterminer l'erreur maximale permise. Rechercher la fréquence des impulsions logiques.

$$f = 3000 \text{ t/mn} \left[\frac{500 \text{ (cycles/t)}}{60 \text{ s}} \right] = 25 \text{ kHz}$$

La largeur minimale de l'état est alors de

$$\begin{aligned}S_{\min} &= T_S \times f \times 360 \\ &= 2 \mu s \times 25 \text{ kHz (360 degrés électriques/cycle)} \\ &= 18 \text{ degrés électriques}\end{aligned}$$

L'erreur maximale devient :

$$\Delta S_{\max} = 90 - S_{\min} = 72 \text{ degrés électriques}$$

- Calculer l'erreur en fonction de la température à l'aide de la formule suivante :

$$\Delta S = \alpha \times \Delta T \times f$$

La valeur de α dans le cas le plus défavorable est de :

$$\alpha = 2,5 \times 10^{-5} \text{ (degrés électriques/}^\circ C \times \text{Hz)}$$

$$\text{d'où } \Delta S = (2,5 \times 10^{-5}) (70 - 25) (25)$$

$$= 28 \text{ degrés électriques}$$

d. Calculer les limites de mesure à température ambiante normale :

$$\Delta S_{\max} = 72 \text{ degrés électriques} - 28 \text{ degrés électriques} \\ = 44 \text{ degrés électriques}$$

Dans l'exemple qui précède, nous avons montré que 95% des codeurs sont capables de passer ces tests. Si nous avions utilisé la première méthode, c'est-à-dire, essayé chacun des codeurs à 70°C, nous aurions trouvé plus de 99% d'entre eux capables de dépasser la limite des 72°C. La raison de cette différence réside dans le calcul basé sur le cas le plus défavorable, méthode essentiellement conservatoire.

MONTAGE SUR LE MOTEUR

Surface de montage

Le codeur peut se fixer directement sur l'une des faces d'un moteur à axe double, ou sur un support déposé à l'extrémité d'un axe.

Dans les deux cas, la face sur laquelle doit être monté le moteur doit être plane et lisse. Cette face n'a besoin d'aucune finition particulière si ce n'est d'un ébarbage pour permettre un glissement aisé du codeur lors du réglage de la phase. Le codeur est fixé par trois vis, il est donc nécessaire de percer trois trous dont les cotes sont indiquées figure 8, puis de les tarauder à pas métrique ou anglo-saxon.

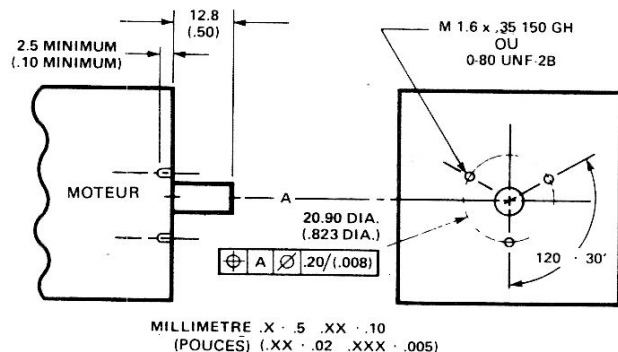


FIGURE 8 — Cotes de montage

Collage

Deux types de colles sont employées pour fixer le codeur.

La colle RTV (colle vulcanisant à froid) est utilisée pour ses avantages suivants :

1. Servir de lubrifiant en favorisant le glissement du codeur pendant le réglage de la phase.
2. Permettre un collage souple tolérant les différences de dilatation.

Les colles Dow Corning 3142 et GE 162 ont été sélectionnées car elles répondent à ces critères et qu'en outre, elles ne sont pas corrosives et n'émettent pas de vapeurs nocives.

La colle époxy Hysol a été choisie car elle donne un collage rigide tout en présentant un compromis acceptable entre une viscosité initiale suffisante pour maintenir la roue codeuse en place avant et pendant les réglages et une durée de pot convenable. La colle RTV s'utilise avantageusement sur les axes de diamètre supérieur à 6,35 mm. Elle est moins recommandée pour les axes de diamètre inférieur car la faible surface de contact entraîne un maintien moins ferme et un collage moins solide.

ASSEMBLAGE DU CODEUR

Attention : Les circuits électroniques du codeur peuvent être endommagés par les décharges électrostatiques. Les extrémités du câble sont des zones sensibles. Les précautions classiques comme la mise à la terre du personnel éliminent ces inconvénients.

La fiche technique du HEDS-5000 donne la procédure d'assemblage complète. Bien que cette procédure puisse être différente du fait de la diversité des applications, il est nécessaire d'utiliser une méthode rationnelle dans l'établissement de toute procédure particulière. Trois étapes dans l'assemblage risquent de détériorer les performances du codeur : le centrage, le réglage de l'écartement et le réglage de la phase.

Le centrage du codeur sur l'axe au moyen du gabarit de centrage conique (HEDS-891X) permet une meilleure insertion des vis et donne une référence solide au réglage final de la phase.

Bien que le HEDS-5000 accepte de fortes tolérances sur l'écartement entre la roue codeuse et la platine de mise en phase, seul un réglage correct de cet écartement au départ peut assurer un fonctionnement sans aléas. Il est essentiel que la roue codeuse ne touche pas la platine de mise en phase pendant sa rotation, son déplacement axial ou sous l'action de vibrations. Le gabarit d'écartement (roue codeuse fictive) est destiné à éliminer les incertitudes d'écartement par rapport à la platine de mise en phase en utilisant cette dernière comme référence d'assemblage. Le montage est simple et rapide. Il n'est pas recommandé de placer la roue codeuse à un endroit prédéterminé de l'axe car les tolérances extrêmes du corps du codeur ajoutées à celles de l'axe peuvent amener la roue codeuse et la platine de mise en phase en contact (voir plus loin le processus de contrôle visuel de l'écart roue codeuse-platine de mise en phase). Il est recommandé de déposer un peu de colle RTV pour servir de joint à l'ensemble émetteur et le protéger de la poussière, ceci est inutile en atmosphère dépoussiérée.

La dernière étape de l'assemblage consiste à ajuster la phase, elle peut servir en outre de contrôle final. Ainsi qu'on a pu le voir précédemment, cette étape est indispensable pour obtenir les caractéristiques de codage voulues. Comme elle contribue à l'erreur sur la largeur de l'état logique, la phase moyenne doit être ajustée à une valeur aussi proche que possible de 90 degrés électriques. Il est facile d'atteindre cette valeur à ± 10 degrés électriques près à l'aide du phase-mètre décrit figure 11. Le réglage de l'oscilloscope est moins précis et demande plus d'expérience, il permet quand

même d'atteindre les mêmes résultats avec du soin et de l'attention.

Lorsque la mise en phase des voies n'est pas nécessaire (tachymètres) ou si l'on peut tolérer un déphasage important ou le corriger, le réglage de la phase peut être omis ou modifié.

PROCEDURES DE TEST

Toutes les pièces du codeur modulaire sont vérifiées avant expédition. Le contrôle de ces pièces chez l'utilisateur est difficile car il exige des montures spéciales. Il vaut mieux essayer le codeur une fois assemblé bien que certaines vérifications simples puissent être réalisées en contrôle d'entrée.

CONTROLE D'ENTREE

Eléments du codeur

Roue codeuse

Contrôler visuellement les dommages éventuels, c'est-à-dire que la roue n'est ni gauchie ni ébréchée.

Ensemble émetteur

Les DEL peuvent être vérifiées en les alimentant selon le schéma de la figure 9. Limiter le courant à 10 mA et ne pas utiliser de source de tension dépassant 10 V pour ne pas détériorer les diodes.

Corps du codeur

En alimentant le corps du codeur sous 5 V au moyen du connecteur 10 broches, il est possible d'observer un signal sur un oscilloscope. En déplaçant le corps du codeur devant une source de lumière (lampe d'éclairage par exemple), on peut observer des signaux fugitifs.

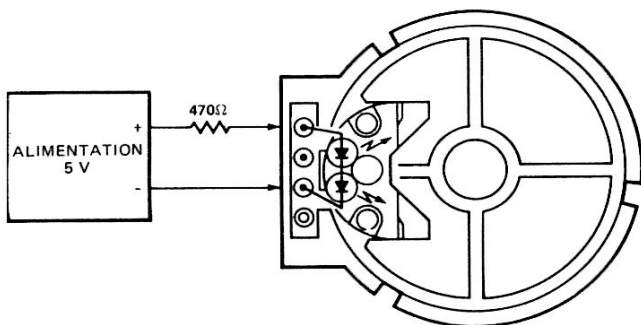


FIGURE 9 — Disposition de l'ensemble émetteur

Moteurs

Axe

Les définitions des tolérances sur l'axe et les contrôles sont indiqués Annexe C.

Assemblage

L'écartement de la roue codeuse ne peut être mesuré directement mais avec un peu de pratique, il est possible de l'évaluer en observant, sous un grossissement adéquat, la parallaxe entre les fentes de la roue codeuse et de la platine de mise en phase.

Réglage de la phase - Essais finaux

La dernière étape de l'assemblage consiste à régler la phase. Ce réglage se fait à l'aide d'un oscilloscope ou d'un phase-mètre à moyenne. Le montage de l'oscilloscope et les formes d'ondes obtenues sont indiquées figure 10. Pour régler la phase à la valeur d'erreur minimale, il est judicieux de le faire pour chacun des deux sens de rotation.

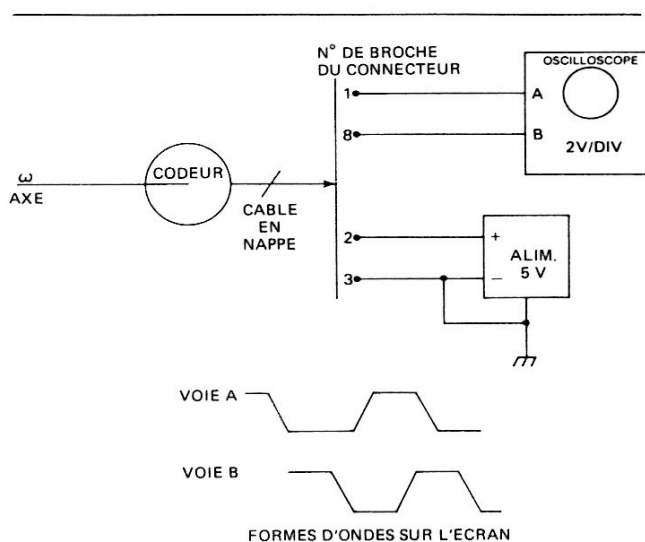


FIGURE 10 — Branchement de l'oscilloscope

La figure 11 donne le schéma d'un phasemètre à moyenne qui facilite et rend plus précis le réglage de la phase entre les deux voies.

Processus de réglage

1. Observer les deux DEL indiquant le sens de rotation pour voir si ce dernier correspond à la couleur indiquée.
2. Faire correspondre éventuellement le sens de rotation avec la DEL de couleur correspondante. Régler la phase jusqu'à ce qu'elle soit correcte.
3. Régler le codeur (voir montage dans la fiche technique) pour lire 0 sur le galvanomètre du phasemètre.

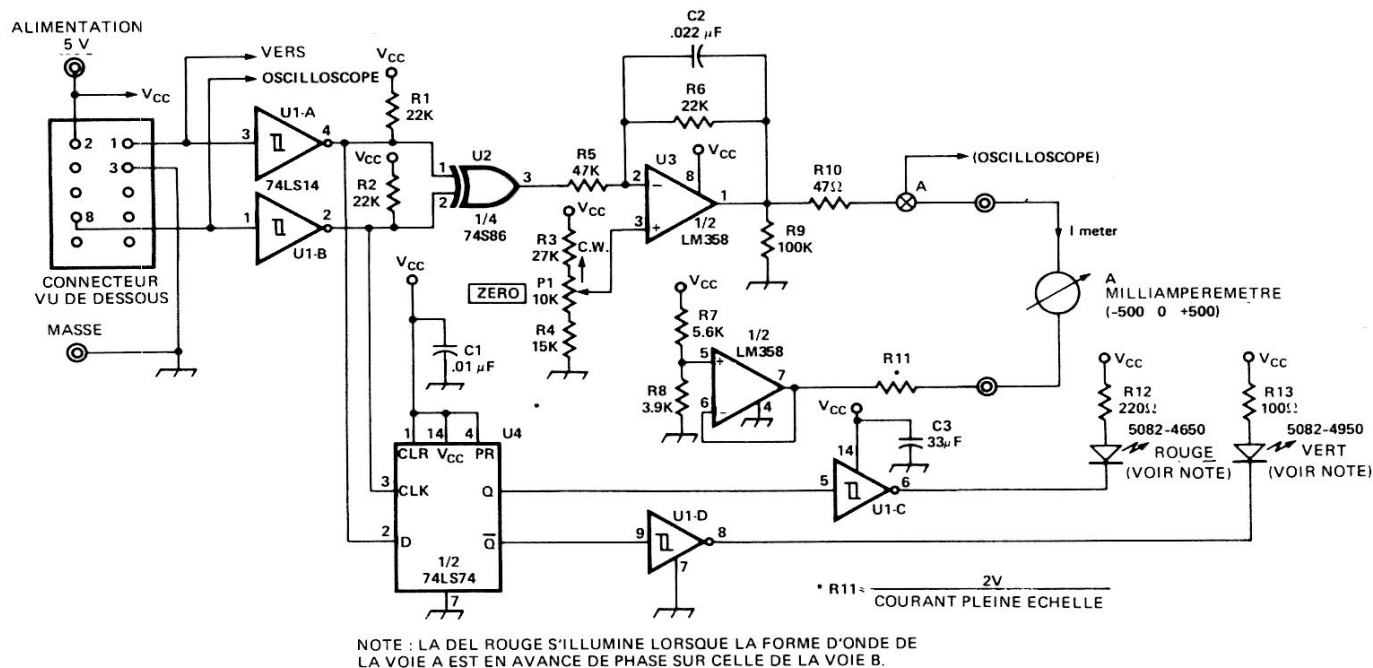


FIGURE 11 — Circuits du phasemètre

Note : Il se peut qu'apparaisse une impulsion de grande largeur ou une erreur de phase importante dans certains cas. Les effets sont dûs à des variations statistiques dans les tolérances des pièces composant le codeur. Il suffit de remplacer le sous-ensemble émetteur par un autre pour que le défaut disparaisse. Le sous-ensemble émetteur fautif peut être réutilisé en général sans problème sur un autre codeur.

DEPANNAGE ET REPARATION

Le HEDS-5000 ne nécessite aucun réglage une fois monté. Le sous-ensemble émetteur peut être retiré, mais avec beaucoup de soin pour éviter de tordre les fils de liaison du codeur. Des encoches sont disposées sur le pourtour de l'ensemble émetteur pour faciliter son démontage. Une fois l'ensemble émetteur retiré, il est possible de diriger un faisceau lumineux sur le corps et de faire tourner l'axe pour observer des changements d'état des deux voies. Si le corps du codeur fonctionne correctement et après vérification du câblage, il est possible de mettre en place un nouvel ensemble émetteur et de réverifier le codeur. Contrôler l'ensemble émetteur retiré comme l'indique le paragraphe « Contrôle d'entrée ».

ENVIRONNEMENT

Certains environnements peuvent avoir des effets néfastes sur les matériaux utilisés dans la fabrication du HEDS-5000. Pour permettre à l'utilisateur de prendre les précautions voulues, nous indiquons ci-après les différentes matières utilisées.

Corps du codeur et sous-ensemble émetteur :	Nylon chargé de verre
Lentilles de l'émetteur et du détecteur :	Polycarbonate
Isolant du câble en nappe :	Chlorure de polivinyle
Roue codeuse :	Alliage de nickel

MATERIEL

Le câble en nappe, fourni avec le codeur, est de qualité suffisante dans la plupart des cas. Ce câble non blindé peut supporter des interférences électromagnétiques de fort niveau sans influence sur les performances du codeur. Ce câble est constitué de conducteurs mono-brin (rigides) non prévus pour supporter des flexions ou des déplacements entre connecteur et codeur répétés. La figure 12 indique les points de concentration des contraintes pendant la flexion. Pour éliminer les contraintes dues aux déplacements ou à de fortes vibrations, il est recommandé de ligaturer le câble comme l'indique la figure 13. Le reste du câble doit être monté de telle manière qu'il n'y ait pas de flexions répétées dans une zone particulière.

Tableau 4

FABRICANT	REFERENCE DU CONNECTEUR MALE
AMP	102154-1 102160-1
Molex	10-56-2101 10-55-2101
3M	3446-2002 3446-1002
Berg	65962-001
Robinson-Nugent	IDH-10-SI IDH-10-SRI

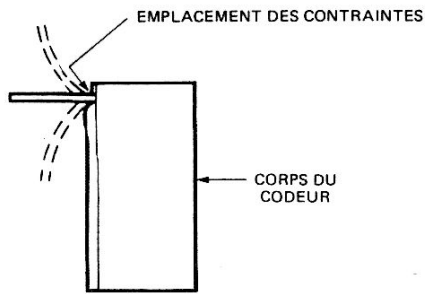


FIGURE 12

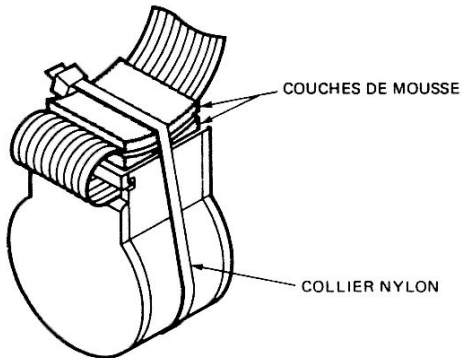


FIGURE 13

Le codeur HEDS-5000 standard est fourni avec un connecteur femelle à cisaillement d'isolant en extrémité du câble. Le tableau 4 indique les connecteurs mâles compatibles.

CIRCUITS

Certaines applications, comme la tachymétrie ou celles ne nécessitant qu'un seul sens de rotation, n'utilisent qu'une seule voie. Cependant dans la plupart des cas, il est nécessaire d'intégrer (comptage) la position angulaire de l'axe donc d'utiliser les deux voies pour déterminer le sens de rotation. Le circuit de base compte les cycles, alors qu'une de ses versions plus complexes, parfois utile, compte à la fois les deux transitions d'une voie (x2). Il est recommandé de placer une bascule de Schmitt LSTTL en tampon, en sortie de voie. Cette bascule augmente la sortance du codeur tout en diminuant sa sensibilité aux erreurs introduites par des transitions de longue durée à la sortie du codeur.

Le circuit de la figure 14 fournit une impulsion montante ou descendante à chaque cycle. La configuration à hystérésis verrouillée évite que le circuit réalise des comptages

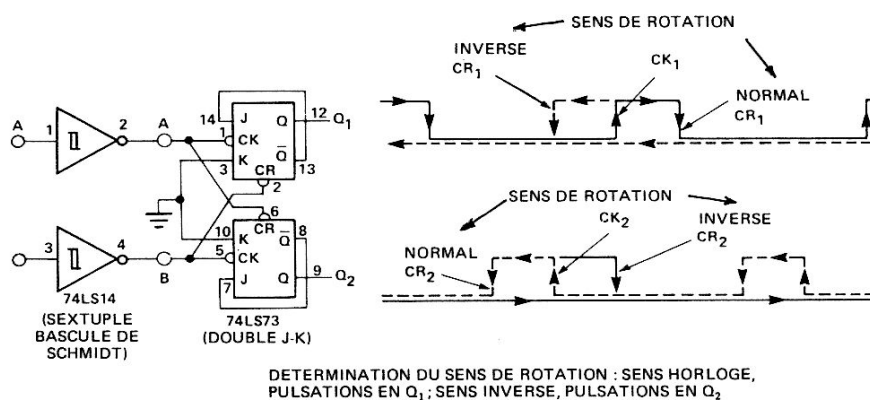


FIGURE 14 – Circuit de comptage des cycles (x1)

Entrée programmée

L'échantillonnage des sorties du codeur et l'algorithme de décodage sont écrits comme faisant partie intégrante du programme qui se déroule, ce qui élimine le temps système associé aux sous-programmes d'interruption. L'échantillonnage devenant alors indépendant des transitions du codeur, la vitesse de rotation de l'axe doit être réduite pour laisser le microprocesseur échantillonner au moins une fois par état logique en sortie.

La vitesse de rotation maximale se calcule comme suit :

1. La largeur minimale requise de l'état logique doit être plus longue que le cycle du programme.

$$T_S \left(1 - \frac{\Delta S_{\max}}{90} \right) > T_p$$

Dans cette formule :

T_S = durée nominale de l'état à la fréquence maximale

T_p = durée de la période d'échantillonnage du programme

$\Delta S_{\max}$ = erreur maximale sur la largeur de l'état logique

2. En remplaçant T_S par sa valeur ci-dessus, la fréquence maximale est de :

$$f_{\max} = \frac{1}{4 T_p} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta S_{\max}}{90}}{4 T_p} \right) \text{ Hz}$$

ΔS s'estime comme indiqué au paragraphe « Conception du codeur ». Comme ΔS dépend aussi de la fréquence, il faut faire une première estimation à la fréquence voulue puis, si nécessaire, (pour des cycles de programmes très rapides), par itération, faire converger résultats et hypothèses.

La vitesse maximale autorisée découle de la fréquence :

$$\omega_{\max} = 2 \pi f_{\max} / N \text{ radians/s}$$

N représentant le nombre de comptes de la roue codeuse

Exemple :

Un moteur doit fonctionner à 3000 t/mn. L'erreur sur la largeur de l'état est estimée à 45 degrés électriques. Calculer

la durée maximale de la période d'échantillonnage.

$$f = \frac{600}{60} \times 500 = 5 \text{ kHz}$$

$$T_S = \frac{1}{4 f} = 0,05 \text{ ms}$$

$$\begin{aligned} T_p &\leq T_S \left(1 - \frac{\Delta S_{\max}}{90} \right) \\ &\leq 0,05 \left(1 - \frac{45}{90} \right) \text{ ms} \\ &\leq 25 \mu\text{s} \end{aligned}$$

L'intervalle de temps maximal admissible entre échantillons à l'entrée doit être de 25 μs . Un cycle complet du programme ne doit pas dépasser cette valeur sous peine de perdre des comptes du codeur.

Sous-programme de décodage

Un sous-programme de décodage doit conserver en mémoire l'état qui précède. Après l'entrée de l'état présent, une décision doit être prise quant au sens de rotation (éventuellement). Ceci peut être réalisé en accédant à l'emplacement d'une table déterminé par un mot de deux bits représentant l'état précédent et dont le contenu est le mot correspondant à l'état suivant dans le sens de rotation horaire.

Etage tampon

La conception de l'étage tampon dépend du rapport entre la fréquence du codeur et la fréquence d'échantillonnage du microprocesseur.

L'élément de mémoire à un seul étage (flip-flop) de la figure 15 multiplie la fréquence possible du décodeur par un facteur de 2,5 environ tout en permettant le comptage de deux transitions par cycle.

Pour atteindre des vitesses de rotation encore plus grandes, un compteur-décompteur peut servir d'étage tampon au codeur. Le microprocesseur accède directement au mot parallèle du compteur.

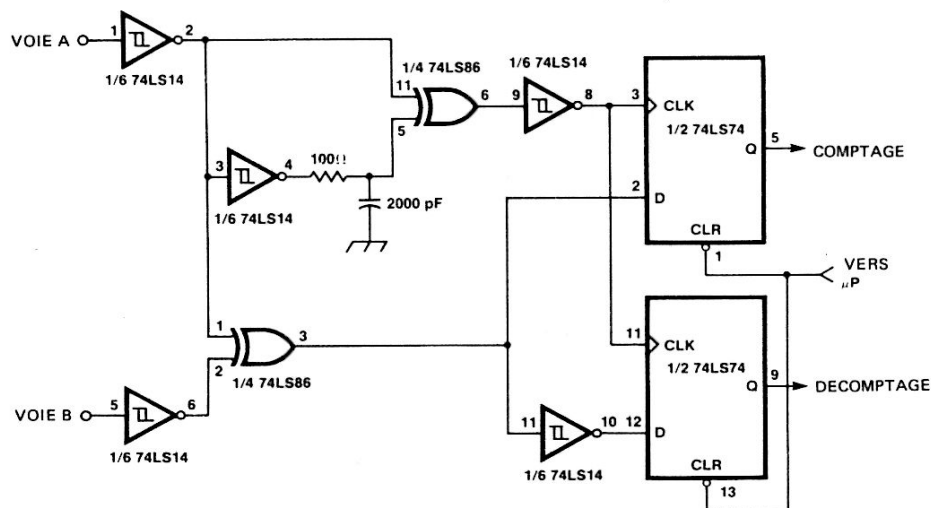


FIGURE 17 — Etage intermédiaire adaptateur x2 pour compteur-décompteur

DETECTION DE LA POSITION DE L'AXE

Un codeur incrémentiel est un composant de coût intéressant, fiable, permettant de déterminer la position d'un axe. Comme sa sortie fournit une impulsion par incrément de rotation, il est nécessaire de prévoir un système intégrant le train d'impulsion pour pouvoir indiquer la position.

Le circuit de la figure 17 réalise l'adaptation des signaux de sortie du codeur à l'entrée d'un compteur-décompteur. La résolution du comptage correspond au double du comptage de la roue codeuse.

ANNEXE A

CHOIX D'UN CODEUR

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
TYPE :	
ABSOLU	— Fournit un «mot» binaire pour chaque position. Chaque bit nécessite une voie optique particulière. — La résolution est égale au nombre de bits en sortie. — Conserve en permanence l'information de la position correcte sur un tour. — Insensible aux baisses de puissance.
INCREMENTIEL OU RELATIF	— Fournit une impulsion pour chaque incrément dans la rotation de l'axe. — Est constitué généralement de deux voies optiques pour permettre de déterminer les sens de rotation. — Coût inférieur à celui du codeur absolu, du fait du nombre réduit de voies. — Meilleure fiabilité. — Codage en position non limité à un tour.

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX	
NOMBRE DE VOIES :		
1 VOIE	Un seul train d'impulsions. Les durées sont proportionnelles à la vitesse de rotation.	— Fournit les informations nécessaires et suffisantes si le moteur ne doit tourner que dans un seul sens. — Electronique moins coûteuse.
2 VOIES	Deux formes d'ondes en quadrature.	— Permet de déterminer le sens de rotation. — Peut, après intégration, indiquer la position.
3 VOIES	Comme le codeur 2 voies, la troisième voie donnant une impulsion par tour.	— Indique la position absolue de l'axe une fois par tour. — Peut servir à remettre les compteurs de position à zéro.
CONSTRUCTION :		
MONOBLOC	— Le codeur, vendu comme une unité, comporte ses propres paliers et son propre axe. — Facile à utiliser. Moins de montage et de contrôle. — Moins sensible à l'excentricité de l'axe et à la charge.	
MODULAIRE	— Le codeur, fourni en kit, est assemblé par l'utilisateur. — Coût plus réduit. — Faibles dimensions. — Moindre inertie et friction du fait de l'élimination des paliers supplémentaires. — Ne nécessite pas d'alignement entre deux axes séparés. — N'ajoute pas de résonance due à la torsion lorsque le moteur et le codeur sont reliés par un axe de grande longueur.	
CODAGE :		
DIRECT	— Une roue possédant des perforations interrompt le faisceau lumineux envoyé par une source sur un photo-détecteur. Les fenêtres et leur intervalle sont égaux et de même largeur que le faisceau lumineux, ce qui en réduit la résolution. — Simple, faible coût.	
MOIRE	— Un masque constitué d'un ensemble de fentes est placé devant le photo-détecteur. Une roue codeuse possédant des fentes disposées de façon similaire à celles du masque coupe le faisceau lumineux. La lumière n'atteint le détecteur que lorsque les fentes de la roue codeuse et du masque sont alignées. La résolution n'est alors limitée que par l'intervalle entre fentes sur la roue et le masque et non par le diamètre du faisceau lumineux. — La résolution n'est plus tributaire de la taille du détecteur.	

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
OPTIQUE	
SANS LENTILLE	– Le faisceau lumineux issu de la source peut diverger. Dans ce cas, la distance entre la roue codeuse et le masque doit être très faible pour conserver une modulation suffisante des détecteurs par la lumière. – Faible prix, valable pour les codeurs de faible résolution.
FOCALISEE	– Une lentille focalise la lumière émise sur la roue codeuse. Un jeu quelconque de l'axe provoque un déplacement de la roue codeuse par rapport à sa position optimale donc l'augmentation du diamètre du faisceau lumineux, d'où réduction des contrastes de modulation. – Bonne captation de la lumière. – Résolution meilleure que sur les systèmes sans lentille, lorsque la méthode de la moire n'est pas utilisée.
COLLIMATEE	– Une lentille recueille la lumière d'une petite source et la transforme en un fin pinceau de rayons parallèles dirigés sur la roue codeuse et le photo-détecteur disposé derrière un masque. La modulation de la lumière n'étant pas influencée par l'écartement roue codeuse-masque, il est donc possible de rendre ce dernier plus important même aux fortes résolutions. – L'écartement plus important permet de réduire les tolérances sur le jeu de l'axe. – Permet une meilleure résolution. – Meilleure concentration de la lumière.
SOURCE LUMINEUSE :	
A INCANDESCENCE	– Petite lampe. – Forte puissance lumineuse.
A SEMI-CONDUCTEUR	– Une DEL fournit une lumière rouge ou infrarouge proche. – Faible consommation. – Meilleure fiabilité. – Faibles dimensions, source plus concentrée permettant une meilleure collimation.
ROUE CODEUSE :	
VERRE	– Un ensemble de barres est imprimé sur le verre. – Plus grande résolution possible. – Meilleure précision des cycles. – Bonne planéité.
METAL	– Le disque métallique comporte un ensemble de fentes sur son pourtour. – Faible inertie. – Rapport résolution/inertie bien meilleur. – Insensible aux rayures. – Robuste.

PARAMETRE	DESCRIPTION/AVANTAGES PRINCIPAUX
MISE EN FORME DU SIGNAL :	
UNE SEULE SORTIE	— Un seul détecteur par voie collecte la lumière modulée. Le photo courant qui en résulte est amplifié puis envoyé sur une sortie unique. Le signal numérique est obtenu en comparant le signal en sortie de l'amplificateur à un niveau de référence (en général égal à la moitié du niveau crête). Tout changement de niveau dans le cheminement de la lumière (dégradation de la source, par exemple) amènera une dissymétrie de la forme d'onde numérisée. — Faible coût.
DIFFERENTIELLE (PUSH-PULL)	— Les perforations du masque sont disposées devant deux détecteurs espacés de façon que seul l'un d'eux soit éclairé à la fois. Les courants résultants sont amplifiés par un amplificateur différentiel. — Le signal numérique est obtenu en comparant les signaux de chaque sortie. — Les formes d'ondes sont stables et moins influencées par la température ou les modifications d'alignement.
SORTIE :	
ANALOGIQUE	— Le signal triangulaire amplifié est sorti puis numérisé par un circuit extérieur. — La sortie peut être réinjectée pour déterminer, par interpolation, la position analogique. — Quelquefois utilisée pour le contrôle de vitesse.
NUMERIQUE	— Le codeur délivre un signal numérique. — S'interface directement aux circuits numériques. — Possède une plus grande immunité au bruit. — Interconnexion plus simple.

ANNEXE B

MOTEURS A COURANT CONTINU

L'emploi du codage au moyen de moteurs dans les applications concernant la commande en position nécessite souvent des moteurs spéciaux répondant à des exigences particulières telles que le couple, la vitesse, le diamètre, l'axe, le boîtier, etc. Il n'est pas facile de faire la liste de tous ceux qui sont compatibles avec le HEDS-5000.

Les moteurs qui lui conviennent doivent répondre à quatre critères mécaniques suivants :

- Le jeux axial.
- La perpendicularité de l'axe par rapport aux faces.
- L'excentricité de l'axe.
- Le jeu radial.

Les tolérances maximales sur ces paramètres sont spécifiées dans la fiche technique du HEDS-5000.

Pour aider ceux qui désirent un moteur permettant d'évaluer les performances du HEDS-5000, nous indiquons, au tableau 5, ceux que nous avons essayés et dont les tests sur échantillons ont répondu aux spécifications. La liste de moteurs ci-dessous n'est pas exhaustive, d'autres fabricants peuvent en offrir convenant parfaitement, de même que chez les fabricants indiqués, il peut en exister d'autres très valables.

Tableau 5

FABRICANTS	REFERENCES
Electro-Craft	Séries 508, 510
Pittman	Séries 8000, 9000, 13000
Portescap	Séries 23021, 26PC11, 28PL21, 34L11
Transicoil	Tous les moteurs avec axe de 3,96 ou 6,35 mm

Si on consulte une fiche technique de moteur, on constate que les dimensions sont bien spécifiées mais que les paramètres spécifiés plus haut sont rarement indiqués. Il est nécessaire de s'entendre avec le fournisseur pour qu'il indique les paramètres d'axe de ses moteurs.

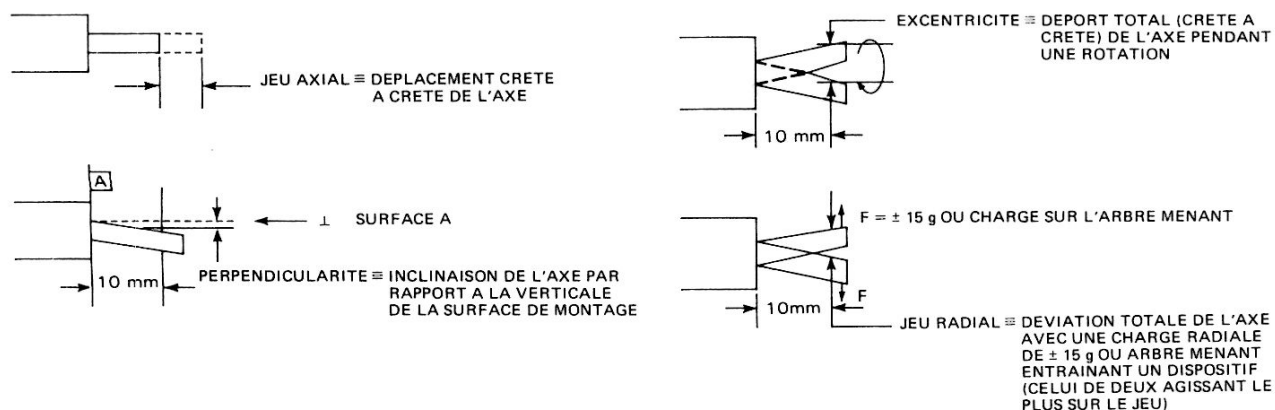
Quelques fabricants donnent le choix entre des paliers d'axe manchonnés ou à billes. Les paliers à billes améliorent la qualité des paramètres et peuvent être nécessaires pour obtenir les spécifications voulues.

Les exigences de montage des codeurs doivent être communiquées au fabricant pour que l'alignement du codeur soit réalisable. Ceci peut nécessiter la réalisation éventuelle d'une plaque de montage supplémentaire avec trous taraudés.

Les contrôles du jeu axial, de la perpendicularité, de l'excentricité et du jeu radial de l'arbre sont nécessaires pour accepter les moteurs en contrôle d'entrée. L'utilisateur doit s'assurer que les conditions d'essais concordent avec les exigences du codeur HEDS-5000. Par exemple, la roue codeuse est située grosso-modo à 10 mm de la surface de montage lorsque le codeur est installé, c'est pourquoi, la perpendicularité, l'excentricité et le jeu radial doivent être mesurés à cette distance de la surface sur laquelle le codeur est fixé.

ANNEXE C

PARAMETRES D'AXE D'UN MOTEUR





**HEWLETT
PACKARD**

NOTE D'APPLICATIONS 1012

Inscription des légendes sur les barrettes modulaires lumineuses

INTRODUCTION

Les barrettes modulaires à DEL Hewlett-Packard facilitent la réalisation économique de messages lumineux. De tels annonceurs permettent ainsi de visualiser les états d'un système, un mode de fonctionnement, l'étape suivante d'une séquence. Ces barrettes existent dans les dimensions suivantes : 5,08 x 10,16 mm - 5,08 x 20,32 mm - 10,16 x 10,16 mm et 10,16 x 20,32 mm, elles peuvent être constituées d'un ou plusieurs secteurs lumineux. Les montres HLMP-2598, -2599, -2898 et -2899 facilitent leur montage sur panneau avant.

Cette note d'applications commente les différentes méthodes de réalisation des messages ou symboles. Un tableau résume les différents stades des techniques utilisables et facilite leur choix. Chaque technique est expliquée en détail, avec la méthode de montage et de collage appropriée. Un dernier paragraphe explique comment réduire les interférences lumineuses entre cavités sur les barrettes à plusieurs secteurs.

DESSIN DE LA LEGENDE

Les deux types de légendes de base sont illustrés figure 1. Il est possible d'utiliser soit une inscription transparente sur fond noir (noir au blanc), soit une inscription opaque sur fond transparent. La première est plus adéquate pour donner des indications routinières comme l'étape suivante d'un processus ou la sélection d'un mode de fonctionnement, c'est-à-dire, visualiser des indications non vitales, alors que la seconde, beaucoup plus lumineuse et attirant plus facilement l'oeil, est plutôt réservée aux messages correspondant à une situation critique.

TYPOGRAPHIE

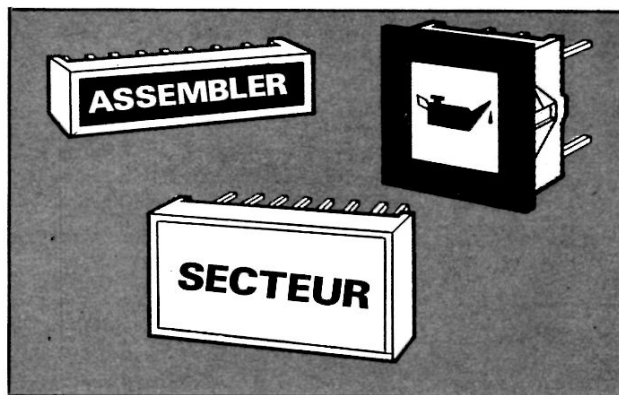
Les caractères ou symboles gras sont plus lisibles que ceux en caractères maigres. Nous recommandons comme caractère le Haas Helvetica, le Futura demi-gras ou l'Univers 65.

LEGENDE

**CARACTERES
TRANSPARENTS
SUR FOND NOIR
(NOIR AU BLANC)**

LEGENDE

**CARACTERES
NOIRS
SUR FOND
TRANSPARENT**



La hauteur des caractères est directement dépendante de la distance de lecture. Le tableau, ci-dessous, valable pour une acuité visuelle normale (10/10), donne la hauteur de caractère nécessaire à une lecture facile en fonction de la distance.

Tableau 1 - Hauteur de caractère en fonction de la distance

Hauteur de caractère (mm)	Distance de lecture (m)
1,45	1
2,91	2
4,36	3
5,82	4

Note :

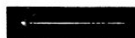
1. Hauteur de caractère en mm = distance de lecture (m) x 1,454.
Angle de vision pour un oeil normal = 5 minutes d'arc.
Tangente de 5 minutes d'arc = $1,454 \times 10^{-3}$.

GRAS



GRAS

MAIGRE



MAIGRE

FIGURE 2 — Les caractères gras sont plus lisibles que les caractères maigres

FIGURE 1 — Les deux types de légendes de base.

ASPECT DU PANNEAU

Si l'on désire complètement éliminer un message quand il est éteint, on peut utiliser un panneau aveugle. Un panneau aveugle se réalise en plaçant un filtre peu transparent au-dessus de l'afficheur pour réduire le contraste entre les segments éteints et l'arrière plan de la légende. Il peut aussi être intéressant de réduire la différence de couleur entre segment éteint et arrière plan en utilisant des surfaces gris neutre et transparentes pour réaliser la légende : la partie transparente de la légende qui reflète la lumière ambiante lorsque le dispositif est éteint, paraît être de la même couleur que le filtre gris neutre.

Dans de nombreux cas, l'observateur désire distinguer la légende qu'elle soit éclairée ou non. Ceci s'obtient en installant un filtre ayant un meilleur coefficient de transmission et/ou des zones de légendes de couleurs bien tranchées, telle que noir et transparent. Pendant l'extinction, l'arrière plan aura une couleur bien distincte, visible dans la zone transparente et laissera voir les inscriptions.

COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE REALISATION DES LEGENDES

La réalisation des légendes repose sur deux techniques. La première, la gravure, consiste à creuser un sillon sur la face lumineuse de la barrette puis à le remplir d'encre ou de peinture. La seconde consiste à placer une étiquette transparente sur la barrette puis à la fixer par un moyen quelconque

tel que le collage par exemple. L'étiquette se réalise par les moyens classiques de la photogravure, de la sérigraphie ou de la lettre à report. La figure 9 résume les étapes principales de chacune de ces méthodes.

La résistance des étiquettes est souvent une qualité importante pour le fabricant. Les essais de tenue qui suivent ont été imposés à chacune de ces méthodes.

Cycles de température	100 cycles de -40 à $+85^{\circ}\text{C}$ 15 mn à -40°C et à $+85^{\circ}\text{C}$ passage de -40 à $+85^{\circ}\text{C}$ en 5 mn.
Température de stockage	$+55^{\circ}\text{C}$, 1000 h.
Essai d'humidité	5 jours à 90-98% d'humidité relative, entre -10 et $+65^{\circ}\text{C}$ hors fonctionnement.
Essai de transmission	Inspection visuelle.
Tenue à l'arrachage	Elongation maximale du dynamomètre à vitesse constante (30 cm/mn).
Tenue à l'abrasion	500 g, 1000 cycles.
Tenue aux UV	Exposition aux UV équivalente à 2 ans dans une machine de simulation d'intempéries QUV®.
Résistance aux solvants	Fréon, Méthanol, Isopropanol, alcool, eau.

Le résultat des essais ci-dessus est résumé tableau 2.

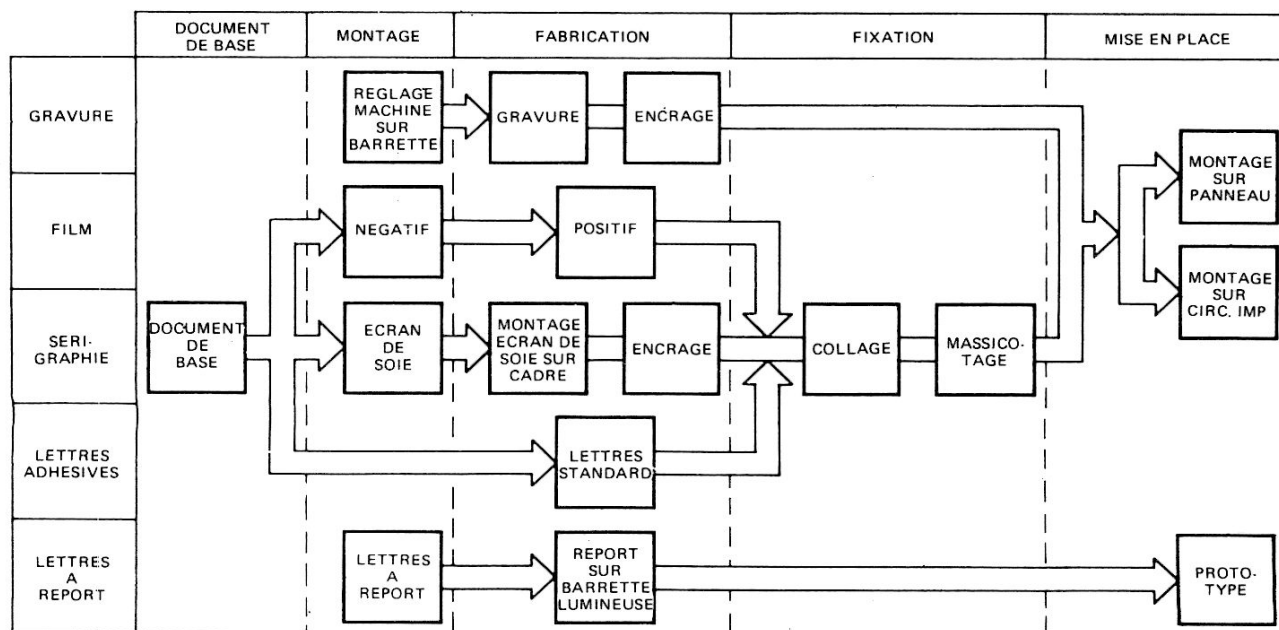


FIGURE 3 — Méthodes de fabrication des légendes

Tableau 2 - Résultat des tests

Mode de réalisation	Montage				Tenue				Coût relatif	
	Lettres noires	Lettres transparentes	Panneau aveugle	Montures HP	Abrasion	Température	Arrachage	Solvants	Mise en oeuvre	Fabrication
Gravure mécanique		X		X	X	X	excellente	bonne	coûteux	coûteux
Photogravure	X	X	X	X	X	X	bonne	bonne	faible	faible moyen
Sérigraphie (1)	X	X	X	X	(1)	X	bonne	assez bonne	moyen	faible moyen
Lettres adhésives (2)	X	X	X	X	X	X	bonne	bonne	faible	faible
Lettres à report (3)		X		X			mauvaise	mauvaise	faible	moyen

Coût de mise en oeuvre

Réalisation des documents de base, outillage, équipements nécessaires à la fabrication des étiquettes.

Coût de fabrication

Coût des matières et de la main-d'oeuvre nécessaires à la fabrication et au montage des légendes.

Notes :

1. Ne résiste à l'abrasion que réalisée sur l'envers de son support.
2. Pour une exposition prolongée aux UV, seul le procédé Brady-Panel® est recommandé.
3. Prototypes uniquement.

GRAVURE

La gravure est recommandée pour les fortes températures et une atmosphère très humide. La gravure n'est toutefois appropriée que pour des lettres opaques.

La surface à graver étant de très petites dimensions, le corps, l'oeil et l'espace entre lettres sont très importants. Pour les petites lettres, utiliser un corps normal, pour les grandes lettres, utiliser un corps étroit. Après avoir réglé la machine, placer la barrette lumineuse dans un étau pour la maintenir sur trois côtés et éviter d'endommager les pattes.

Les meilleurs résultats seront obtenus avec une machine à graver de précision pour pouvoir contrôler la profondeur du sillon et l'alignement des lettres.

La profondeur du sillon ne doit pas dépasser 0,245 mm. Les outils au carbure sont recommandés car très rigides et durables. La coupe de l'outil peut être soit conique ($65^\circ \pm 5^\circ$), soit cylindrique. L'équilibrage de lettres demande que l'épaisseur du trait soit plus faible pour les petites lettres que pour les grandes. En règle générale, pour les lettres de hauteur égale ou supérieure à 3,06 mm, la largeur de l'outil doit être de 0,38 mm.

La fraise, quoique plus fragile qu'un outil de coupe, a quelques avantages : la profondeur des sillons peut être

quelconque, leur largeur dépendant uniquement du diamètre de la fraise. Avec un outil de coupe conique, l'opérateur doit prendre la précaution de graver à profondeur constante car largeur et profondeur du sillon sont interdépendants. De plus, un outil de coupe doit être aiguisé plus souvent qu'une fraise cylindrique. Si l'extrémité de l'outil conique s'émousse, la largeur du sillon augmente alors que pour une fraise cylindrique, elle reste constante.

Remplir le sillon de peinture noire épaisse pour avoir un bon résultat. La peinture utilisée doit avoir une très bonne tenue sur le plastique. Avant de procéder au choix définitif d'une marque, faire des essais tels que ceux préconisés au paragraphe COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES TECHNIQUES DE RÉALISATION DES LÉGENDES.

La peinture est appliquée avec un pinceau fin puis essuyée avec un chiffon non pelucheux pour enlever l'excès de peinture, en évitant d'en répandre jusqu'au bord du boîtier. Si par hasard la peinture se loge dans les interstices de la résine époxy et du boîtier en polycarbonate, l'enlever avec un solvant du genre Sol BT-67® fabriqué par Shell à l'aide d'un chiffon non pelucheux. Enfin, lorsque la peinture est presque sèche, terminer le nettoyage à l'aide d'un chiffon trempé dans du méthanol ou de l'alcool.

LEGENDES SUR SUPPORT TRANSPARENT

Toutes les méthodes d'inscription de légendes sur films transparents, sauf lettre transfert, utilisent des procédés photographiques. Pour que le résultat soit le meilleur, les inscriptions ou dessins doivent être exécutés à grande échelle puis réduits photographiquement. Pour que les légendes soient faciles à cadrer, il est nécessaire de prévoir des repères sur le dessin d'origine. Le dessin de la figure 4a comporte les traits d'alignement et les repères de coins. En prévoyant une étiquette dépassant de chaque côté de 0,2 mm, les faibles désalignements pouvant se produire pendant la fixation seront difficilement observables (figure 4b).

disponibles chez Agfa Gavaert, Dupont*, etc. Les deux films essayés ont le même support, les émulsions et le développement étant différents. Les films Kodak Reproduction, utilisés couramment en arts graphiques, sont les plus solides et les moins sensibles aux piqures. Le film Kodalith Ortho, plus sensible aux piqures et à la poussière, est plus spécialement destiné à la reproduction des demi-teintes (documents tramés).

PROCEDE SERIGRAPHIQUE

Support de légende

Un film transparent en polycarbonate ou en polyester peut s'utiliser pour réaliser le support des légendes. Un support

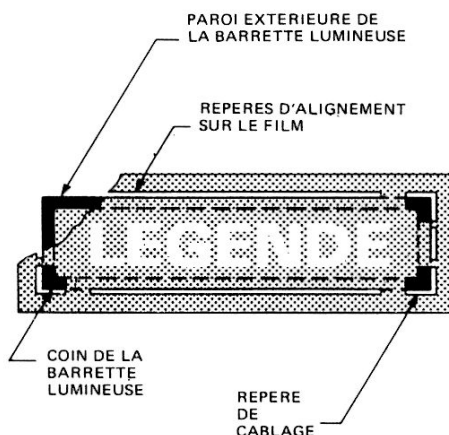


FIGURE 4a — Film avec repère d'alignement et de cadrage

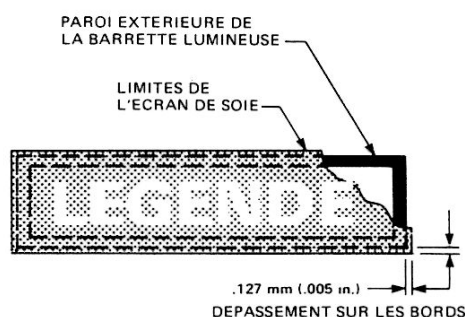


FIGURE 4b — Ecran avec dépassement pour permettre l'alignement

PROCEDE PHOTOGRAPHIQUE

Ce procédé est rapide et peu coûteux. Le document de base est tout d'abord photographié à échelle réduite. Le négatif obtenu sert ensuite à reproduire des positifs avec légende au verso de façon à la lire par transparence. Une fois l'étiquette fixée, l'émulsion très fragile, intercalée entre la surface de la barrette et le support transparent, se trouve protégée contre les chocs et les rayures. Toutefois, cette disposition augmente les réflexions parasites sur la surface.

Les films polyester sont ceux qui présentent la meilleure stabilité dimensionnelle, le meilleur contraste, la densité optique optimale et diffusent le moins la lumière. Deux qualités de films ont été essayées et jugées correctes : le Kodak Reproduction Film 4566® et le Kodalith Ortho Film 4556®, type 3. Des films de qualité équivalente sont

présente d'excellentes qualités, le film de 102 µm LEXAN®, référence 8010-112, fabriqué par General Electric*, sur lequel les encres sérigraphiques tiennent particulièrement bien et qui présente une très bonne stabilité dimensionnelle à la chaleur. Les films polyester peuvent être utilisés mais les encres époxy ou acryliques n'y adhèrent pas, on est obligé d'utiliser des encres spéciales.

Encres sérigraphiques

Certaines encres acryliques ou époxy peuvent s'utiliser en sérigraphie. Les supports transparents en polycarbonate ou époxy peuvent être sérigraphiés avec l'encre spéciale GF 140®, fabriquée par General Formulations*. Cette encre est particulièrement solide tout en restant souple. Elle présente une affinité particulière pour le polycarbonate, le polyester et le papier entre autres. Il faut donc prendre la

précaution d'éviter l'empilage des supports et d'intercaler des feuilles de papier entre eux avant séchage complet pour éviter le maculage.

L'impression sur polycarbonate peut aussi se réaliser avec l'encre acrylique 70-111[®], de Nazdar*

Cette encre est très facile à appliquer et à nettoyer. Elle ne possède toutefois pas l'adhérence de certaines des autres encres. Sur polycarbonate uniquement, nous recommandons l'encre WORNOW[®]*, série 50, avec durcisseur Hysol n° 9. Une fois sérigraphiée, l'encre époxy durcit rapidement à l'air pour atteindre une consistance semi-dure qui permet la découpe des légendes sans précautions particulières. Toutefois, avec les encres à base de résine époxy, faire très attention aux proportions de durcisseur à ajouter. Si la quantité de ce dernier est trop importante, l'encre peut continuer à durcir après le cycle de séchage normal, pendant plusieurs mois et rendre l'encre cassante. Dans ces conditions, les feuilles sérigraphiées ont une durée de vie de stockage assez limitée et ne doivent pas être conservées trop longtemps avant leur collage sur les barrettes lumineuses. Séchées à haute température, les encres époxy résistent très bien à l'abrasion et aux agents chimiques.

Maillage des écrans de soie

L'épaisseur de l'encre dépend du maillage des écrans, et dans une moindre mesure, de la hauteur de l'écran au-dessus du support en polycarbonate. La couche d'encre ne doit pas dépasser 25 μ m, une couche plus épaisse risquant de faire cloquer le substrat ou de se craqueler pendant le séchage à chaud. Les maillages recommandés pour les encres mentionnées ci-dessus sont les suivants :

Encre WORNOWINK 50-9	80 mailles/cm
Encre GF 140	80-130 mailles/cm
Encre Nazdar 70-111	130 mailles/cm

Sérigraphie

Il est possible de sérigraphier les légendes soit au recto, soit au verso du support. Sérigraphiée sur le recto, l'encre n'est pas directement protégée contre l'abrasion, bien que les encres que nous avons signalées précédemment soient aptes à cette utilisation.

La sérigraphie au verso du support permet de protéger les inscriptions contre les rayures. L'encre se trouve alors en contact avec l'adhésif maintenant l'étiquette collée sur la barrette lumineuse, et le film de polyester sert de protection.

ETIQUETTES AUTO-COLLANTES

Certains fabricants vendent des étiquettes auto-collantes en polycarbonate ou en polyester avec légendes à la demande. Ces étiquettes se présentent en différentes couleurs et textures. Un matériau de surface brillante transmet plus de lumière mais augmente les réflexions spéculaires, il faut donc l'utiliser derrière un filtre. Par contre, un matériau satiné donnera des légendes plus douces mais la lumière sera fortement atténuée. Ces étiquettes ne doivent pas dépasser une épaisseur de 0,25 mm. Elles doivent d'autre part avoir une bonne tenue aux UV et à l'abrasion.

LETTRES TRANSFERT

La lettre transfert permet de réaliser rapidement des légendes, mais uniquement pour les prototypes, car elles peuvent présenter des boursofflures sous l'action des cycles de températures et de l'humidité. Elles adhèrent d'autre part faiblement à leur support.

Un vaste choix de caractères est offert par les différents fabricants de lettres à report comme LETRASET ou MECANORMA. Le transfert sur la face de la barrette, extrêmement simple et rapide, se fait à l'aide d'un brunissoir. Pour protéger les lettres, il est possible de les recouvrir d'une épaisseur de film en polycarbonate.

FIXATION DES ETIQUETTES SUR LES BARRETTES

Montures pour barrettes lumineuses

Les montures de barrettes HLMP-2598, -2599, -2898 et -2899 permettent de fixer les barrettes sur les faces avant d'appareils. Ces barrettes servent en même temps de cadre pour maintenir des étiquettes transparentes, de 0,3 mm d'épaisseur, supportant les légendes. Les étiquettes doivent être découpées avant d'être montées.

Ces montures sont très commodées car les étiquettes sont maintenues en place sans colle ni support adhésif double face. Pour plus amples informations, se reporter à la fiche technique les concernant.

Fixation par bande adhésive

Toutes les légendes sur film peuvent être fixées par bandes adhésives double face. Ces bandes doivent être constituées d'un support polyester recouvert sur chaque face d'un adhésif acrylique avec bande de protection.

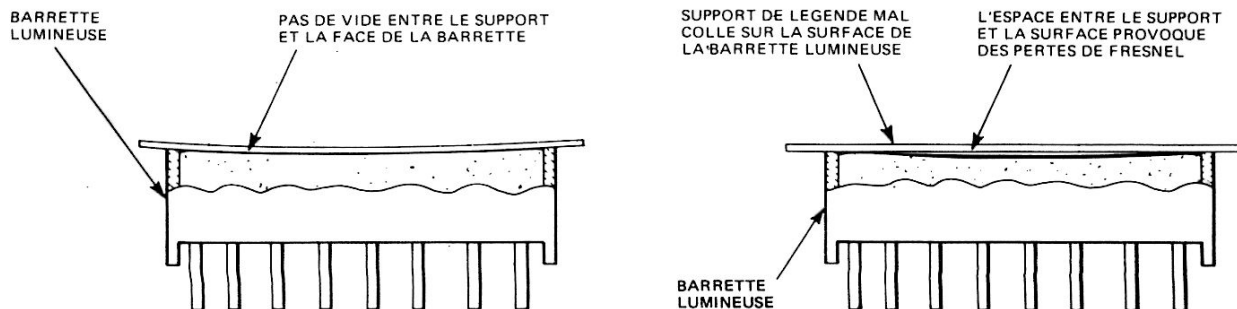


FIGURE 5 — Un support de légende bien collé sur la face élimine les pertes de Fresnel

Pour assurer une bonne fixation des étiquettes transparentes, procéder comme suit :

1. Sans enlever la bande de protection, appliquer la face adhésive avec une forte pression soit contre le verso de l'étiquette, soit sur la surface de la barrette lumineuse.
2. Enlever la bande de protection. Aligner la légende par rapport à la face de la barrette puis la coller avec une forte pression. Il est important d'éviter tout intervalle ou toute bulle entre l'adhésif et l'étiquette d'une part, et l'adhésif et la face de la barrette d'autre part car, comme le montre la figure 5, cela réduit la transmission de lumière à travers la légende par pertes de Fresnel et rend la fixation moins solide.
3. Découper la légende à dimension avec un petit massicot (comme le montre la figure 6) ou une paire de ciseaux.
4. Pour améliorer l'adhésion, chauffer l'ensemble à 115°C dans un four pendant 4 h.

Note : Avec les légendes dont le verso est recouvert d'adhésif, suivre les étapes 2 et 3.

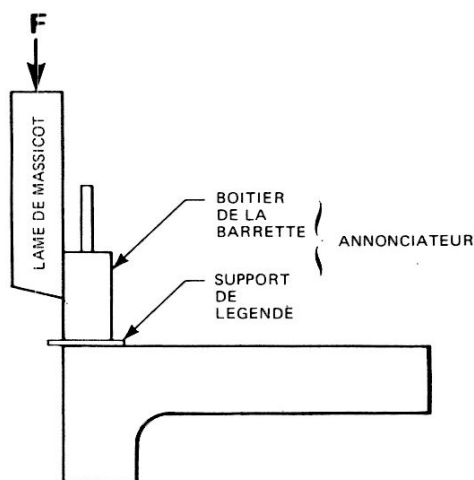


FIGURE 6 — Mise à dimension du support de légende

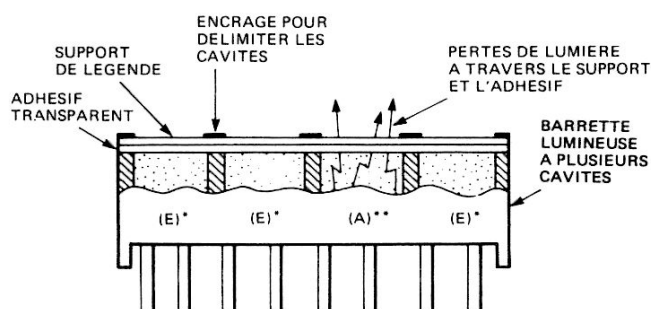
* DUPONT - Division Plastique - 9, rue de Vienne - 75008 PARIS - tél. (1) 387.49.29
 GENERAL ELECTRIC - Plastics France - BP 67 - 91002 EVRY Cedex - tél. (6) 077.92.85
 GENERAL FORMULATIONS - 350 S Union - SPARTA (Michigan 49345) - USA

REDUCTION DES INTERFERENCES LUMINEUSES SUR UN ANNONCIATEUR MULTIPLE

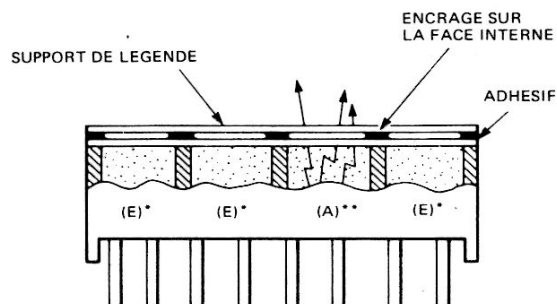
Certaines barrettes modulaires Hewlett-Packard ont une surface constituée de plusieurs secteurs lumineux. Chaque secteur peut s'allumer indépendamment. Il est possible d'utiliser plusieurs légendes sur un seul support transparent. On obtient ainsi un annonceur de petite taille capable de visualiser jusqu'à 4 symboles ou messages.

Le support et l'adhésif acrylique transparents ont tendance à se comporter comme des conduits de lumière. Une partie de la lumière peut passer d'une zone éclairée vers la zone sombre adjacente comme le montre la figure 7. Cette fuite de lumière si elle est suffisamment forte peut provoquer une confusion entre deux zones adjacentes dont l'une est allumée et l'autre éteinte.

Cette interférence lumineuse peut être éliminée en utilisant une impression en noir au blanc au verso du support de légende. L'impression au verso réduit la quantité de lumière qui peut parcourir la feuille transparente.



A. SOURCE PRINCIPALE DE FUITE DE LUMIERE DANS UNE BARRETTE AVANT PLUSIEURS FONCTIONS



B. REDUCTION DES INTERFERENCES ENTRE CAVITES EN ENCRANT LA FACE INTERNE DU SUPPORT

*E = ETEINT
 **A = ALLUME

FIGURE 7 — Limitation des interférences lumineuses entre cavités éclairées et éteintes

NAZDAR Europe - Z. I. - 77390 VERNEUIL L'ETANG - tél. (6) 425.00.26
 WORNOW - Etablissements Leguay - 44, rue d'Estiennes d'Orves - 93310 LE PRE SAINT GERVAIS - tél. (1) 843.42.13

ANNEXE

LISTE DES DISTRIBUTEURS AGRÉÉS POUR LES COMPOSANTS HEWLETT-PACKARD

ALMEX

RÉGION PARISIENNE

48, rue de l'Aubépine
92160 ANTONY
Tél. : (1) 666.21.12
Télex : 250067

RÉGION LYONNAISE

NORLY II
Route des Peupliers
69570 DARDILLY
Tél. : (7) 866.00.66
Télex : 375187

BELLION

BRETAGNE

ZI Kerscao/Brest
BP 16
29219 LE RELECQ-KERHUON
Tél. : (98) 28.03.03/27.73
Télex : 940930

7, boulevard de Beaumont
35100 RENNES
Tél. : (99) 30.35.78
Télex : 740468

1 bis, rue Julien Videmant
44000 NANTES
Tél. : (40) 48.09.44
Télex : 710129

FEUTRIER ILE-DE-FRANCE

FEUTRIER ILE-DE-FRANCE

8, rue Benoît-Malon
92150 SURESNES
Tél. : (1) 772.46.46
Télex : 610237

AGENCE DE LILLE

13, rue Victor-Hugo
59350 SAINT-ANDRÉ-LES-LILLE
Tél. : (20) 51.21.33
Télex : 120257

AGENCE DE VILLEJUIF

5, rue Pascal
94800 VILLEJUIF
Tél. : (1) 678.27.27
Télex : 202865

FEUTRIER

SUD-OUEST

« LE CONCORDE »
22, quai Bacalan
33075 BORDEAUX
Tél. : (56) 39.51.21

89, rue Riquet
31000 TOULOUSE
Tél. : (61) 62.34.72
Télex : 530864

PROVENCE

Avenue Laplace ZI
13470 CARNOUX
Tél. : (42) 82.16.41

RHONE-ALPES

Rue des Trois-Glorieuses
42270 SAINT-PRIEST EN JARREZ
Tél. : (77) 74.67.33
Télex : 300021

SCAIB

REGION PARISIENNE

80, rue d'Arcueil
SILIC 137
94523 RUNGIS
Tél. : (1) 687.23.13/32.52
Télex : 204674

RÉGION AQUITAINE

6, rue Lamarque
33290 BLANQUEFORT
Tél. : (56) 95.22.51

SCE

RÉGION LYONNAISE

24, avenue Joannes Masset
69009 LYON
Tél. : (7) 883.40.50
Télex : 380380

HEWLETT-PACKARD France : Siège social : avenue des Tropiques - Z.I. de Courtabœuf -
91947 LES ULIS Cedex - Tél. (6) 907.78.25 - Télex 600048 F - Bureau Commercial : Allée de
la Bourgonnette - 35100 RENNES - Tél. (99) 51.42.44

© 1982 HEWLETT - PACKARD FRANCE

TEXTE PROTEGE PAR LA LEGISLATION EN VIGUEUR

EN MATIERE DE PROPRIETE LITTERAIRE ET DANS TOUS LES PAYS.

Imprimé en France

This image shows a single page of white paper with horizontal ruling lines. The lines are evenly spaced and run across the width of the page. There are no margins, text, or other markings on the paper.