

Spécifications électriques à $T_A = 25^\circ\text{C}$

Paramètre	Symb.	Référence	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	6N135	7	18		%	$I_F = 16 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	1,2	5
		6N136	19	24		%			
		HCPL-2502	15		22	%			
Tension de sortie niveau logique haut	CTR	6N135	5	13		%	$I_F = 16 \text{ mA}, V_O = 0,5 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
		6N136	15	21		%			
	VOL	6N135		0,1	0,4	V	$I_F = 16 \text{ mA}, I_O = 1,1 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
		6N136		0,1	0,4	V	$I_F = 16 \text{ mA}, I_O = 2,4 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
Courant de sortie, niveau logique haut	IOH*			3	500	nA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 5,5 \text{ V}$	6	
				0,01	1	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 15 \text{ V}$		
	IOH				50	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 15 \text{ V}$		
Courant d'alimentation, niveau logique bas	ICCL			40		μA	$I_F = 16 \text{ mA}, V_O = \text{ouvert}, V_{CC} = 15 \text{ V}$		
Courant d'alimentation, niveau logique haut	ICCH*			0,02	1	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = \text{ouvert}, V_{CC} = 15 \text{ V}$		
	ICCH				2	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = \text{ouvert}, V_{CC} = 15 \text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V _F *			1,5	1,7	V	$I_F = 16 \text{ mA}$	3	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_E}{\Delta T_A}$			-1,6		mV/°C	$I_F = 16 \text{ mA}$		
Tension inverse d'entrée	V _{BR} *		5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$		
Capacité d'entrée	C _{IN}			60		pF	$f = 1 \text{ MHz}, V_F = 0$		
Courant de fuite entrée/sortie	I _{I-O} *				1	μA	45% d'humidité relative, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 3000 V_{CC}$		6
Résistance entrée/sortie	R _{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 V_{CC}$		6
Capacité entrée/sortie	C _{I-O}			0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		6
Gain du transistor en CC	h _{FE}			175		-	$V_O = 5 \text{ V}, I_O = 3 \text{ mA}$		

** valeurs typiques à $T_A = 25^\circ\text{C}$

Spécifications de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA}$ (sauf mentions contraires)

Paramètre	Symb.	Référence	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t _{PHL} *	6N135		0,5	1,5	μs	$R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	5,9	8,9
		6N136		0,2	0,8	μs	$R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
		HCPL-2502							
Temps de propagation à la croissance du signal d'entrée	t _{PLH} *	6N135		0,4	1,5	μs	$R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	5,9	8,9
		6N136		0,3	0,8	μs	$R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
		HCPL-2502							
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM _H	6N135		1000		V/ μs	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CM} = 10 \text{ Vc à c}, R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	10	7,8,9
		6N136		1000		V/ μs	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CM} = 10 \text{ Vc à c}, R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
		HCPL-2502							
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM _L	6N135		-1000		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ Vc-c}, R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	10	7,8,9
		6N136		-1000		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ Vc-c}, R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
		HCPL-2502							
Largeur de bande	BW			2		MHz	$R_L = 100 \Omega$	8	10

Notes :

- Varie linéairement de 0,8 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
- Varie linéairement de 1,6 mA/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
- Varie linéairement de 0,9 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
- Varie linéairement de 2 mW/°C au-dessus de 70°C à l'air libre
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O , et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL, en %
- Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2 \text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$)
- La charge de 1,9 k Ω équivaut à la charge présentée par un circuit TTL sous 1,6 mA et une résistance d'alimentation de 5,6 k Ω
- La charge de 4,1 k Ω équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL, sous 0,36 mA et une résistance d'alimentation de 6,1 k Ω
- Fréquence à laquelle la tension alternative est à 3 dB en-dessous de l'asymptote en basse fréquence

* Normes JEDEC

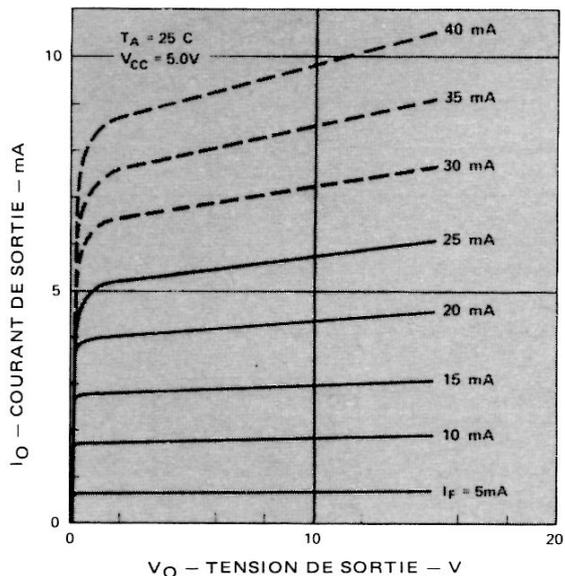


FIGURE 1 – Caractéristique de transfert en CC et en impulsions

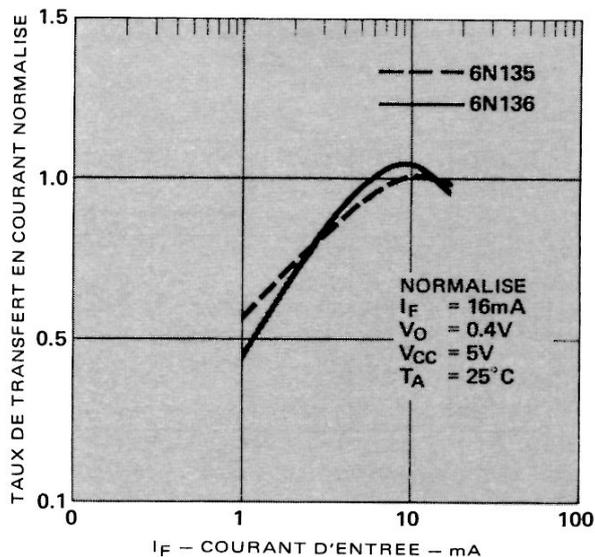


FIGURE 2 – Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

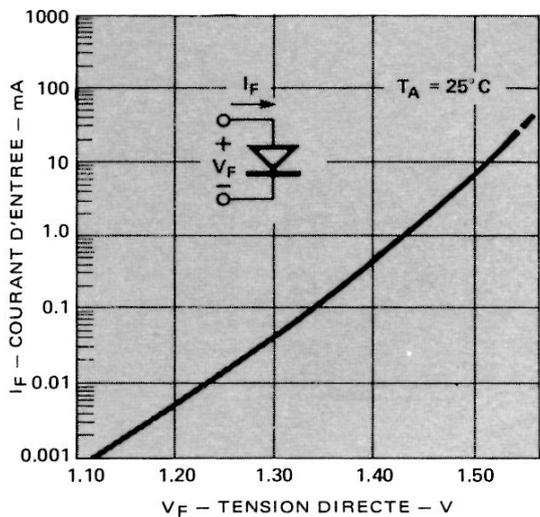


FIGURE 3 – Courant d'entrée en fonction de la tension directe

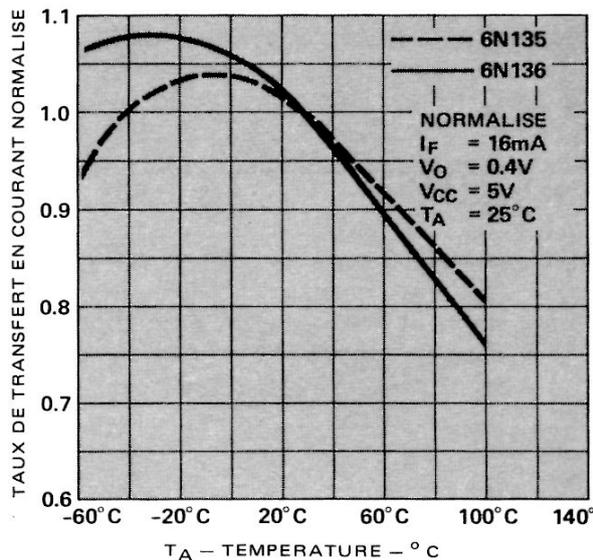


FIGURE 4 – Courant de sortie en fonction du courant d'entrée

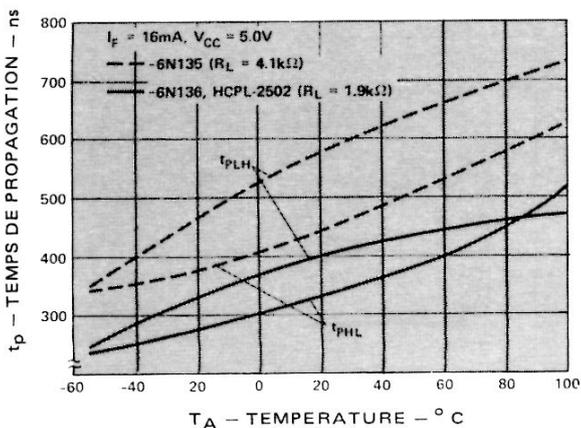


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction de la température

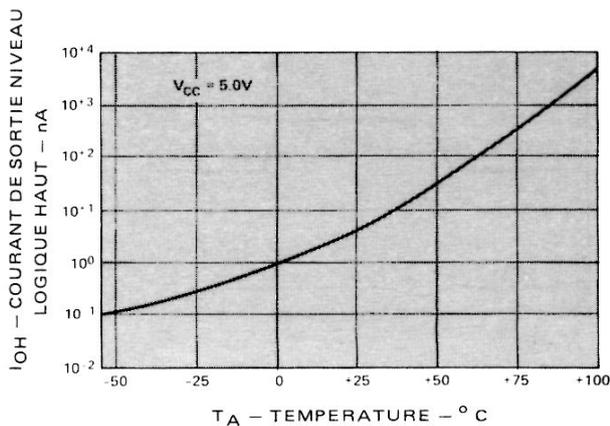


FIGURE 6 – Courant de sortie logique en fonction de la température

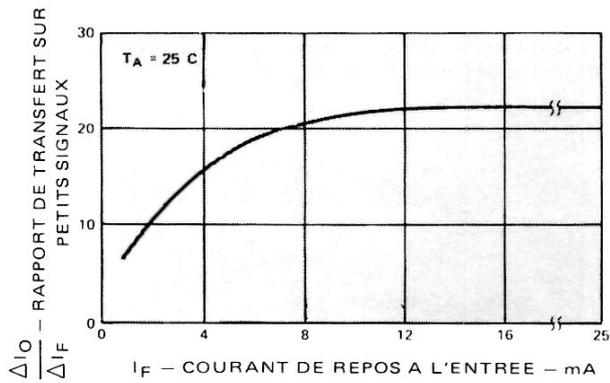


FIGURE 7 – Rapport de transfert en courant sur petits signaux en fonction du courant de repos à l'entrée

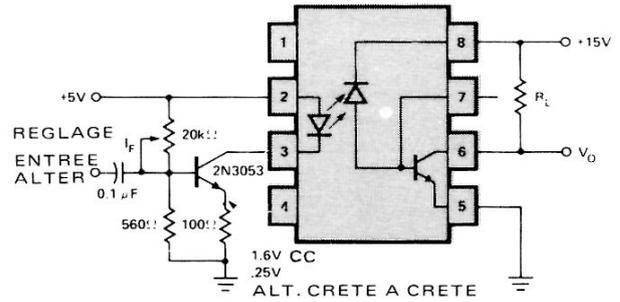
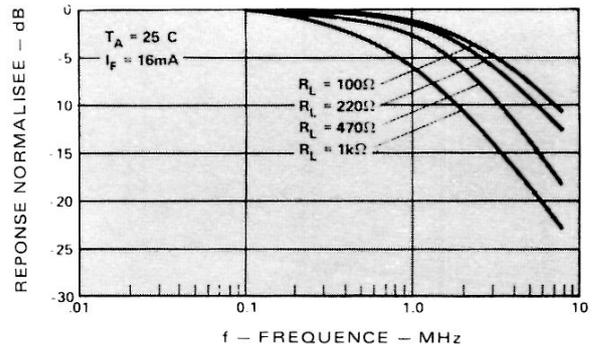


FIGURE 8 – Réponse en fréquence

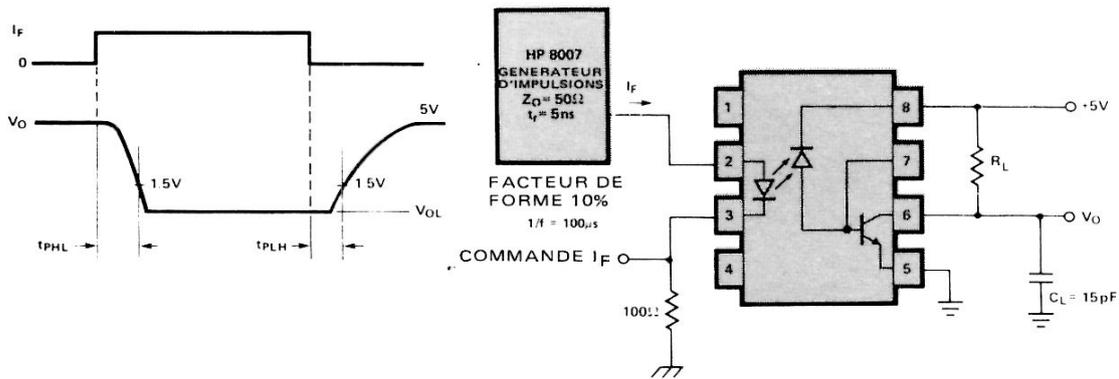


FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation *

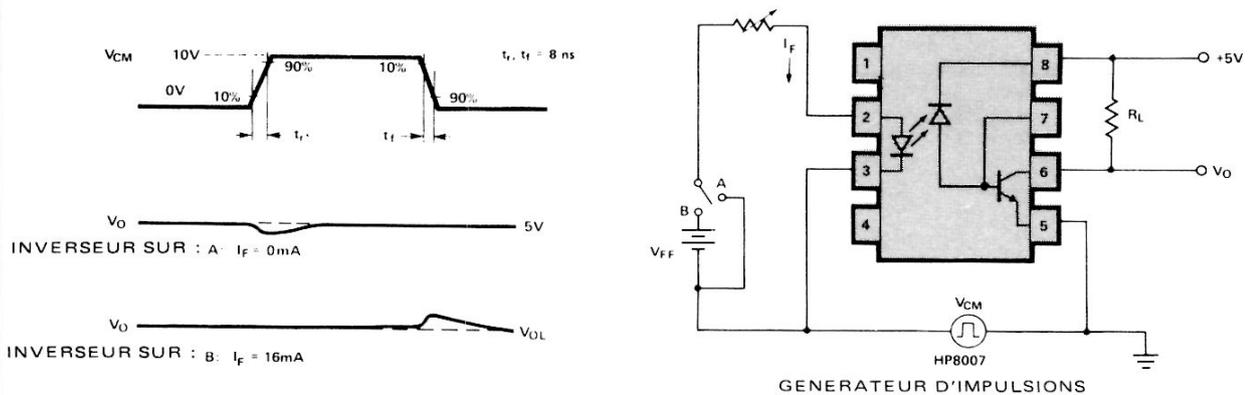
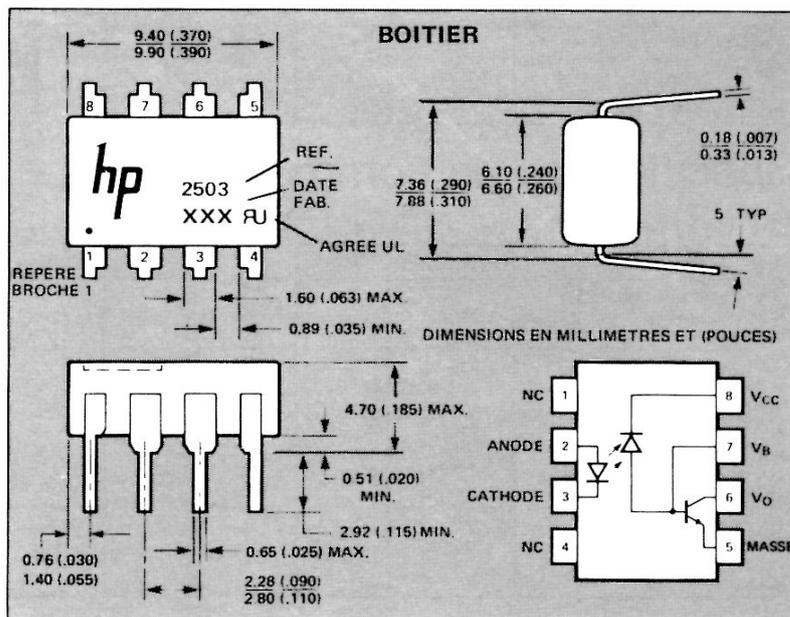
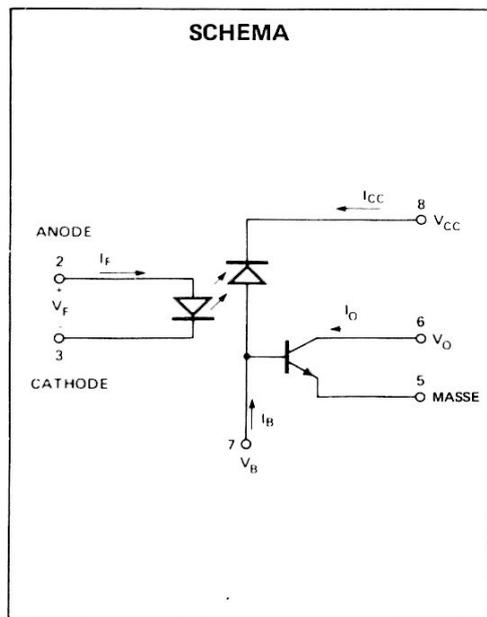


FIGURE 10 – Circuits de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

* Normes JEDEC



Particularités

- DEBIT DE DONNEES : JUSQU'À 250 k bits/s NRZ
- COMPATIBLE LSTTL
- GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN > 1000 V/μs
- TENSION DE REGIME DE TEST 3000 V_{CC}
- SORTIE A COLLECTEUR OUVERT
- AGREE UL (DOSSIER N° E55361)

Description

Le photocoupleur HCPL-2503 est spécialement destiné aux interfaces logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Le passage d'un courant nominal de 8 mA à travers la DEL fournit un courant de sortie suffisant pour faire fonctionner correctement une porte LSTTL dans le cas le plus défavorable, si l'on utilise le circuit recommandé. Le rapport de transfert en courant (CTR) du HCPL-2503 est au minimum de 15% à $I_F = 8$ mA.

Ce photocoupleur est constitué par une DEL et un détecteur de photons, il supporte une tension de test en régime de 3000 V_{CC} entre entrée et sortie. La séparation entre l'entrée polarisation de la photodiode et la sortie collecteur du transistor réduit les capacités base-collecteur et améliore la vitesse par rapport aux coupleurs à phototransistors conventionnels.

Applications

- ISOLEMENT DE LA MASSE DE LOGIQUES A GRANDE VITESSE LSTTL-LSTTL OU TTL-LSTTL

Valeurs limites absolues

Température de stockage	- 55°C à + 125°C
Température de fonctionnement	- 55°C à + 100°C
Température de soudage	260°C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant moyen d'entrée - I_F	25 mA (1)
Courant crête d'entrée - I_F	50 mA (2) (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
Courant crête sur transistors - I_F	1 A (largeur d'impulsion ≤ 1 μs, 300 impulsions/s)
Tension d'entrée inverse - V_R (broches 3-2)	5 V
Puissance dissipée à l'entrée	45 mW (3)
Courant de sortie moyen - I_O (broche 6)	8 mA
Courant de sortie crête - I_O	16 mA
Tension inverse base-émetteur (broches 5-7)	5 V
Tension d'alimentation et de sortie - V_{CC} (broches 8-5) et V_O (broches 6-5)	- 0,5 V à 7 V
Courant base - I_B (broche 7)	5 mA
Puissance dissipée en sortie	100 mW (4)

(Notes : voir pages suivantes)

ATTENTION : Les faibles dimensions de la jonction imposées par la conception de ce coupleur bipolaire accroissent sa sensibilité aux décharges électrostatiques. Il est prudent de prendre les précautions normales habituelles dans la manipulation et le montage de ce composant pour éviter de l'endommager ou de le dégrader par décharges électrostatiques.

Spécifications électriques LSTTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	15	22		%	$I_F = 8\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	5
		11	15		%	$I_F = 8\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 8\text{ mA}$, $I_O = 0,7\text{ mA}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		20		μA	$I_F = 8\text{ mA}$ $V_O = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 8\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		- 1,6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 8\text{ mA}$		

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 8\text{ mA}$, $R_L = 7,5\text{ k}\Omega$, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		1	1,5	μs		4,6	8
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,5	2,5	μs		4,6	8
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/ μs	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	7,8
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		- 1000		V/ μs	$V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	7,8

Spécifications électriques TTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	12	18		%	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	5
		9	13		%	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 16\text{ mA}$, $I_O = 1,1\text{ mA}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		40		μA	$I_F = 16\text{ mA}$ $V_O = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 16\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		- 1,6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 16\text{ mA}$		

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 16\text{ mA}$, $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,4	1,5	μs		4,6	9
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,5	2,5	μs		4,6	9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/ μs	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	7,9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		- 1000		V/ μs	$V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	7,9

* Valeurs typiques à 25°C

(voir Notes pages suivantes)

Spécifications électriques

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètres	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}		0,5		nA	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 0\text{ mA}$ $V_O = V_{CC} = 5,5\text{ V}$	5	
				50	μA	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_O = V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}		0,05	4	μA	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_O = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension inverse d'entrée	V_R	5			V	$I_F = 10\ \mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_F = 0\text{ V}$		
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	I_{I-O}			1	μA	45% d'humidité relative, $t = 5\text{ s}$ $V_{I-O} = 3000\ V_{CC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		6
Résistance entrée-sortie	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500\ V_{CC}$		6
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1\text{ MHz}$		6

* Valeurs typiques à 25°C

NOTES :

- Décroit linéairement de $0,8\text{ mA}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $1,6\text{ mA}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $0,9\text{ mW}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $2\text{ mW}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O , et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL, en %.
- Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées.
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2\text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8\text{ V}$).
- La charge de $7,5\text{ k}\Omega$ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous $0,36\text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $20\text{ k}\Omega$.
- La charge de $4,7\text{ k}\Omega$ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous $0,36\text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $8,2\text{ k}\Omega$.

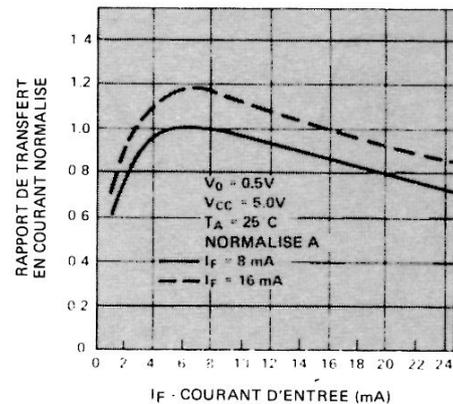


FIGURE 1 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

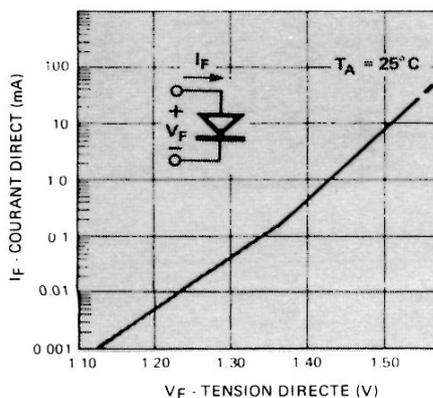


FIGURE 2 — Courant d'entrée en fonction de la tension directe

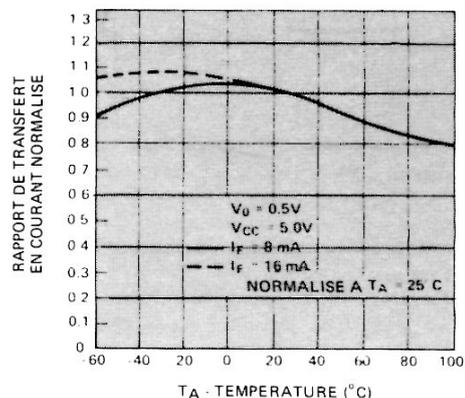


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant en fonction de la température

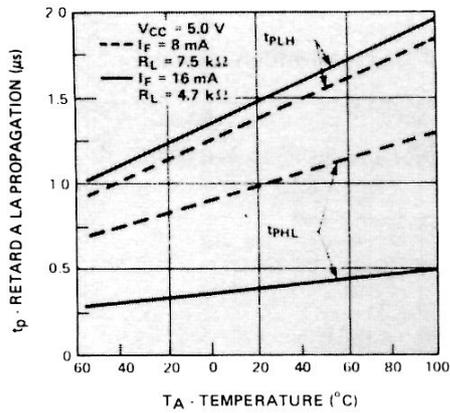


FIGURE 4 — Retard à la propagation en fonction de la température

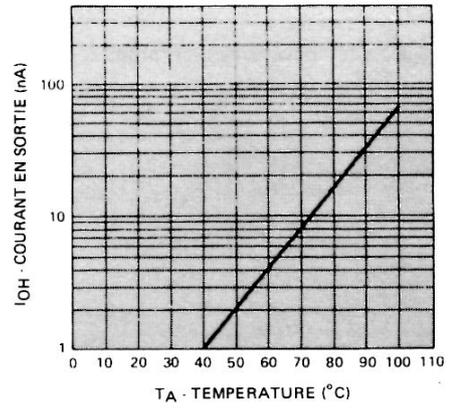


FIGURE 5 — Courant au niveau logique haut en fonction de la température.

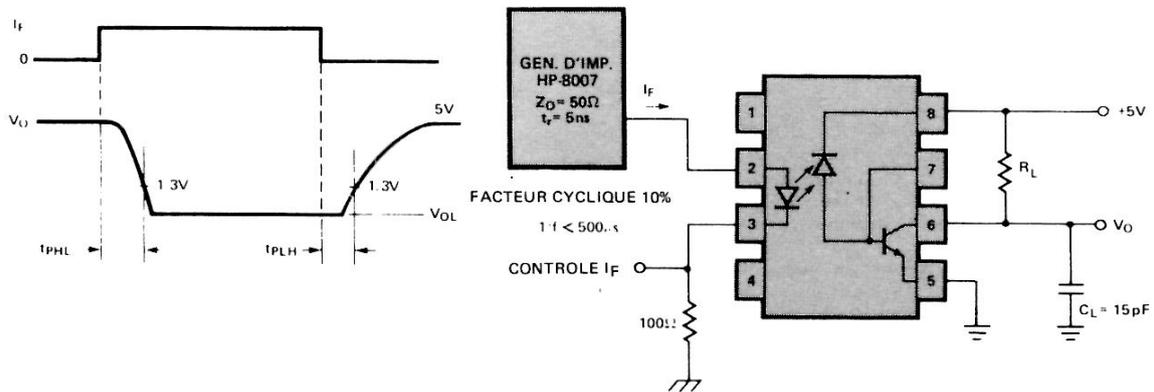


FIGURE 6 — Circuit de mesure en commutation

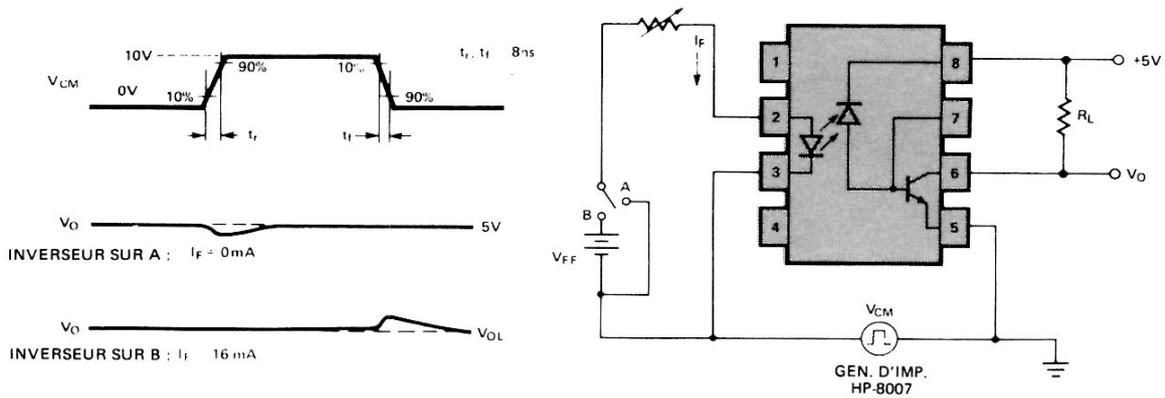


FIGURE 7 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

Conditions de fonctionnement recommandées

Le photocoupleur HCPL-2503 est spécialement conçu pour permettre l'interface entre logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Les circuits illustrés ci-dessous, avec les valeurs de composants préconisées, sont ceux que nous recommandons. La valeur du courant d'entrée est donnée à la fois en valeur nominale et en plage de courant : cette dernière tient compte des tolérances sur V_{CC} et sur R_{IN} . Le rapport de transfert en courant indiqué correspond à sa valeur initiale minimale, dans la gamme de température.

elle est directement relevée dans les spécifications électriques. La valeur de $I_{OL\ min.}$ est basée sur la valeur minimale du CTR et de I_F lorsque les valeurs de R_L et de V_{CC} sont les plus défavorables. Le courant $I_{OL\ min.}$ résultant a une marge suffisante pour permettre une dégradation de 20% du CTR, même dans les conditions les plus défavorables. Pour de plus amples renseignements sur la dégradation du CTR, consulter la note d'applications 1002.

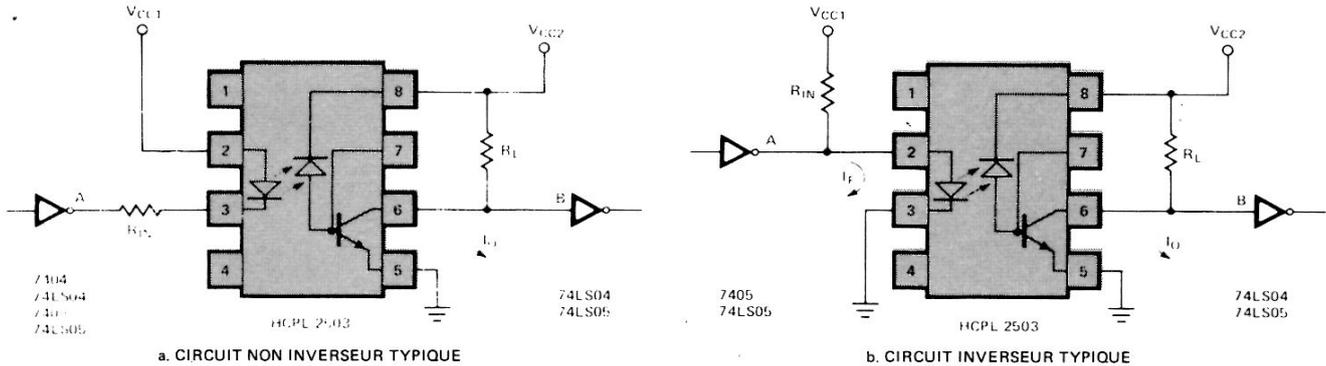


FIGURE 8 — Circuits de montage recommandés

Paramètres correspondant aux circuits de montage recommandés

Paramètres	Symbole	LSTTL à LSTTL	TTL à LSTTL	Unité	Commentaires	Fig.	Note
ENTREE							
Tension de sortie en logique basse - Porte d'entrée	$V_{OL\ (A)}$	0,5	0,4	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Entrée	V_{CC1}	5	5	V	$\pm 5\%$		
Résistance d'entrée	R_{IN}	360 430	180 200	Ω	$\pm 5\%$	8a 8b	
Courant d'entrée	I_F	8	16	mA	Nominal		
Plage du courant d'entrée	I_F	6,75-10	14-20 14,5-20	mA		8a 8b	
SORTIE							
Tension de sortie en logique basse - HCPL-2503	$V_{OL\ (B)}$	0,5	0,5	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Sortie	V_{CC2}	5	5	V	$\pm 5\%$		
Résistance de charge	R_L	20	8,2	$k\Omega$	$\pm 5\%$		11
Débit de courant nécessaire pour avoir une logique basse	$I_{OL\ max.}$	0,61	1	mA	V_{CC}, R_L, I_{IL} les plus défavorables		12
Rapport de transfert en courant du HCPL-2503	CTR	11	9	%	Minimum, $T_A = 0^\circ C \text{ à } +70^\circ C$		
Courant de sortie en logique basse - HCPL-2503	$I_{OL\ min.}$	0,74	1,26 1,30	mA	V_{CC}, CTR, I_F les plus défavorables $T_A = 0^\circ C \text{ à } +70^\circ C$	8a 8b	13
Vitesse des données	f_D	250	250	Kb/s	NRZ, $T_A = 25^\circ C$		14

NOTES :

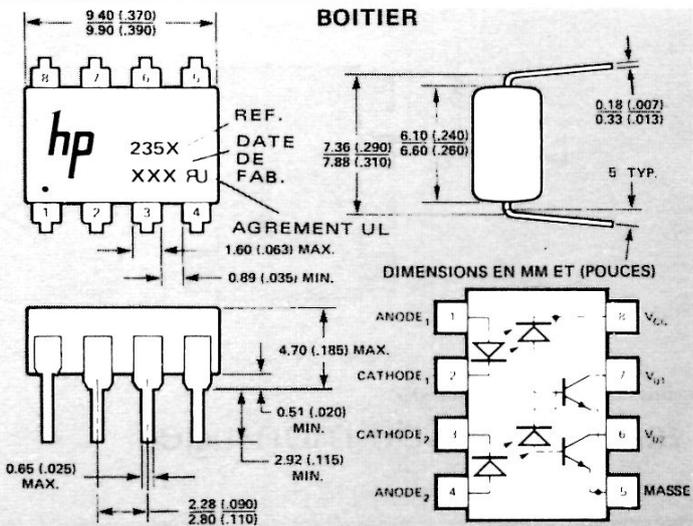
- Le circuit inverseur a une consommation supérieure au circuit non inverseur et doit être attaqué par une porte à collecteur ouvert en entrée.
- La résistance de charge R_L doit avoir une valeur suffisamment grande pour atteindre la logique basse et suffisamment faible pour atteindre la logique haute dans les conditions les plus défavorables :

$$\frac{V_{CC\ max} - V_{OL}}{I_{OL\ (2503)} - I_{IL\ (B)}} \leq R_L \leq \frac{V_{CC\ min} - V_{IH\ (B)}}{I_{OH\ (2503)} - I_{IH\ (B)}}$$

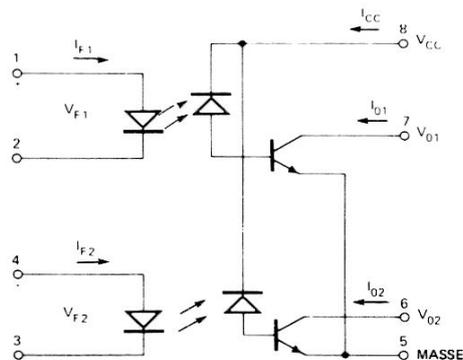
Le choix de R_L se fait de la façon identique que le circuit soit inverseur ou non.

- Le débit maximum en courant pour une logique basse est de : $I_{OL\ max} = I_{IL\ (B)\ max} - I_{R\ max}$, I_R étant le courant dans R_L .
- Le rapport entre $I_{OL\ min}$ et $I_{OL\ max}$ permet le calcul de la marge de dégradation du CTR. Voir note d'applications 1002.
- Le débit des données se définit de la façon suivante :

$$f_D = \frac{1}{t_{PHL} + t_{PLH}} \text{ bits/seconde NRZ}$$



SCHEMA



Particularités

- GRANDE VITESSE : 1 Mbit/s
- COMPATIBLE TTL
- TRÈS GRANDE IMMUNITÉ CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN > 1000 V/μs
- FAIBLE ENCOMBREMENT
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}
- LARGEUR DE BANDE 3 MHz
- SORTIES A COLLECTEUR OUVERT
- AGREE UL (N° E5536)

Description

Les doubles photocoupleurs HCPL-2530/31 sont constitués par deux diodes électroluminescentes et deux photodétecteurs avec un isolement électrique entrée/sortie de 3000 V. L'impédance entre le circuit de polarisation des photodiodes et le circuit collecteur des transistors de sortie améliore la vitesse des centaines de fois par rapport à un isolateur à phototransistor conventionnel en réduisant la capacité base-collecteur.

Le HCPL-2530 peut être utilisé dans les circuits TTL/CMOS, TTO/LSTTL ou les circuits analogiques à bande large.

Le HCPL-2531 dans les circuits TTL/TTL à grande vitesse a un circuit TTL standard fournissant un courant de 16 mA à la DEL et débitera un courant suffisant pour une charge TTL et une résistance d'alimentation de 5,6 kΩ avec 19% minimum de rapport de transfert en courant (CTR).

Valeurs limites absolues

Température de stockage - 55° C à + 125° C
 Température de fonctionnement - 55° C à + 100° C
 Température de soudage 260° C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)

- Courant moyen d'entrée - I_F (par voie) 25 mA (1)
- Courant crête d'entrée - I_F (par voie) 50 mA (2)
- (facteur de forme 50% largeur d'impulsion 1 ms)
- Courant d'entrée crête sur transitoires - I_F (par voie) 1,0 A
- (largeur d'impulsion ≤ 1 μs, 300 impulsions/s)
- Tension d'entrée inverse - V_R (par voie) 5 V
- Dissipation à l'entrée (par voie) 45 mW (3)
- Courant moyen en sortie - I_O (par voie) 8 mA
- Courant crête en sortie - I_O (par voie) 16 mA
- Tension d'alimentation et de sortie - V_{CC} (broche 8-5), V_O (broches 7, 6-5) - 0,5 V à 15 V
- Dissipation en sortie (par voie) 34 mW (4)

Voir notes, page suivante

Applications

LOGIQUES

- Récepteurs de ligne : Très grande immunité contre les transitoires (> 1000 V/μs) et faible capacité entrée/sortie (0,6 pF).
- Isolement des masses des circuits logiques à très grande vitesse : TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL.
- Remplacement des transformateurs d'impulsions : Gain de place et de poids.

ANALOGIQUES

- Isolement des masses avec signaux analogiques : Linéarité des photodétecteurs intégrés meilleure que celle des phototransistors.
- Sensible à la polarité.
- Amplificateur analogique isolé : Le regroupement de deux voies dans un seul boîtier améliore l'équilibre thermique.

Spécifications électriques à $T_A = 25^\circ\text{C}$

Paramètre	Symbole	Repère HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Taux de transfert en courant	CTR	2530*	5	13		%	$I_F = 16 \text{ mA}, V_O = 0,5 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	2	5, 6
		2531**	15	21		%			
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}	2530		0,1	0,5	V	$I_F = 16 \text{ mA}, I_O = 1,1 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$ $I_F = 16 \text{ mA}, I_O = 2,4 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		5
		2531		0,1	0,5	V			
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}			3	500	nA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 5,5 \text{ V}$	6	5
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}				50	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 15 \text{ V}$		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}			80		μA	$I_{F1} = I_{F2} = 16 \text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}, V_{CC} = 15 \text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}			0,05	4	μA	$I_{F1} = I_{F2} = 0 \text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}, V_{CC} = 15 \text{ V}$		
Tension directe à l'entrée	V_F			1,5	1,7	V	$I_F = 16 \text{ mA}$	3	5
Coefficient de température tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1,6		$\text{mV}/^\circ\text{C}$	$I_F = 16 \text{ mA}$		5
Tension d'entrée inverse	V_R		5			V	$I_F = 10 \mu\text{A}$		5
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	$f = 1 \text{ MHz}, V_F = 0$		5
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	I_{I-O}				1,0	μA	A 45% d'humidité relative, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		7
Résistance d'isolement entrée/sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V CC}$		7
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}			0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		7
Courant de fuite entrée (isolement)	I_{I-I}			0,005		μA	A 45% d'humidité relative, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-I} = 500 \text{ V CC}$		8
Résistance d'isolement entrée/entrée	R_{I-I}			10^{11}		Ω	$V_{I-I} = 500 \text{ V CC}$		8
Capacité entrée/entrée	C_{I-I}			0,25		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		8

* à $T_A = 25^\circ\text{C}$ - Valeur min. 7% - Valeur typique 18%

** à $T_A = 25^\circ\text{C}$ - Valeur min. 19% - Valeur typique 24%

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA}$

Paramètre	Symbole	Repère HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}	2530		0,3	1,5	μs	$R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	5,9	10,11
		2531		0,2	0,8	μs	$R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}	2530		0,4	1,5	μs	$R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	5,9	10,11
		2531		0,3	0,8	μs	$R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
Immunité aux transitoires en mode commun au niveau logique haut en sortie	CM_H	2530		1000		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 0 \text{ mA}, R_L = 4,1 \text{ k}\Omega, V_{CM} = 10 \text{ Vc-à-c}$	10	9,10 11
		2531		1000		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 0 \text{ mA}, R_L = 1,9 \text{ k}\Omega, V_{CM} = 10 \text{ Vc-à-c}$		
Immunité aux transitoires en mode commun au niveau logique bas en sortie	CM_L	2530		-1000		$\text{V}/\mu\text{s}$	$V_{CM} = 10 \text{ Vc-à-c}, R_L = 4,1 \text{ k}\Omega$	10	9,10 11
		2531		-1000		$\text{V}/\mu\text{s}$	$V_{CM} = 10 \text{ Vc-à-c}, R_L = 1,9 \text{ k}\Omega$		
Largeur de bande	BW			3		MHz	$R_L = 100 \Omega$	8	12

Notes :

- A l'air libre, varie linéairement de $0,8 \text{ mA}/^\circ\text{C}$, au-dessus de 70°C
- A l'air libre, varie linéairement de $1,6 \text{ mA}/^\circ\text{C}$, au-dessus de 70°C
- A l'air libre, varie linéairement de $0,9 \text{ mA}/^\circ\text{C}$, au-dessus de 70°C
- A l'air libre, varie linéairement de $1,0 \text{ mA}/^\circ\text{C}$, au-dessus de 70°C
- Pour chaque voie
- Le TAUX DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur, I_O , et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL
- Optoisolateur considéré comme un système à deux sorties : broches 1, 2, 3, 4 et broches 5, 6, 7, 8 reliées ensemble
- Mesuré entre les broches 1-2 et 3-4 court-circuitées
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2,5 \text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$)
- La charge de $1,9 \text{ k}\Omega$ équivaut à celle présentée par un circuit TTL sous $1,6 \text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $5,6 \text{ k}\Omega$
- La charge de $4,1 \text{ k}\Omega$ équivaut à celle présentée par un circuit LSTTL sous $0,36 \text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $6,1 \text{ k}\Omega$
- Fréquence pour laquelle la tension de sortie alternative est à 3 dB en dessous de l'asymptote en basse fréquence

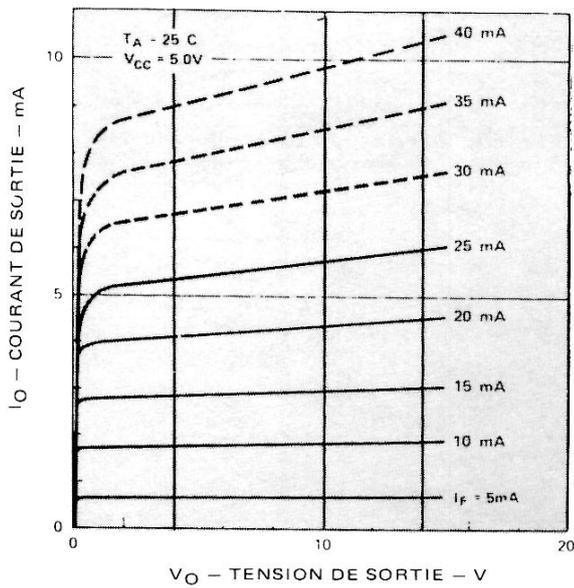


FIGURE 1 – Caractéristique de transfert en courant continu et pulsé

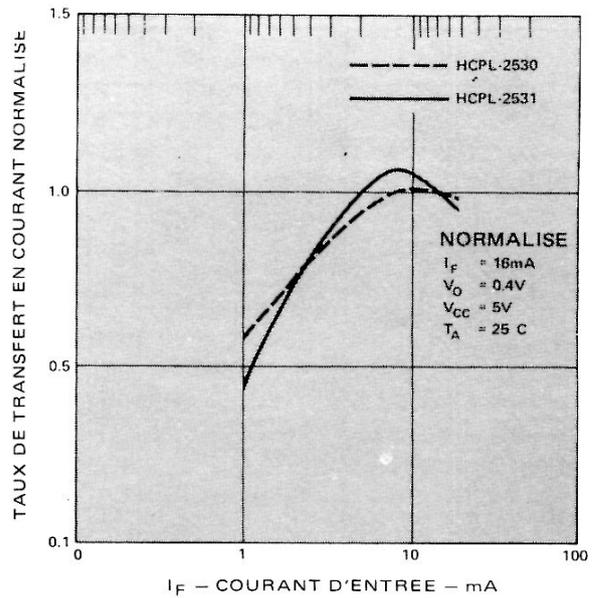


FIGURE 2 – Taux de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

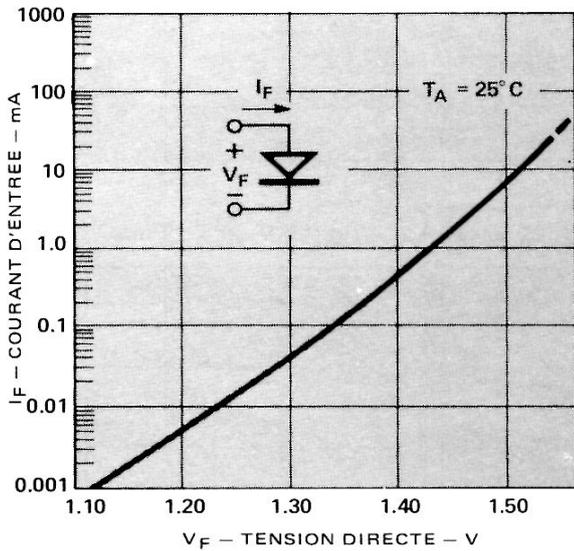


FIGURE 3 – Courant d'entrée en fonction de la tension directe

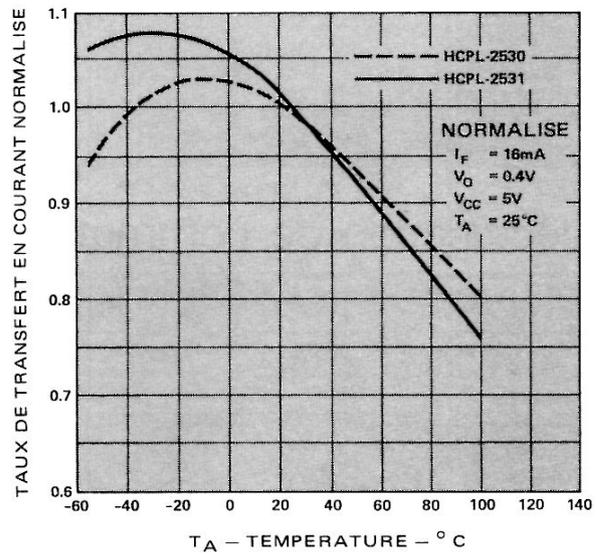


FIGURE 4 – Taux de transfert en courant en fonction de la température

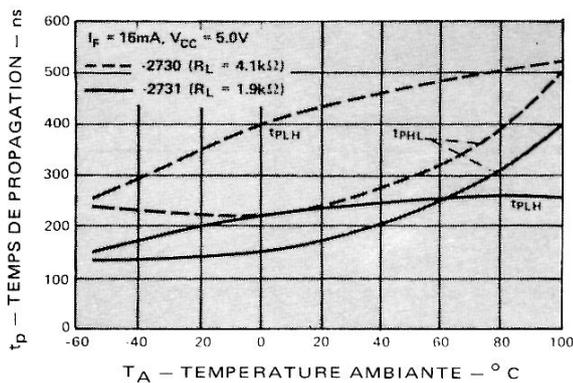


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction de la température

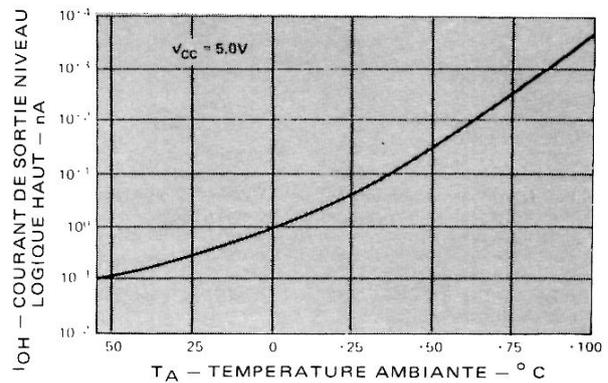


FIGURE 6 – Courant de sortie au niveau logique haut en fonction de la température

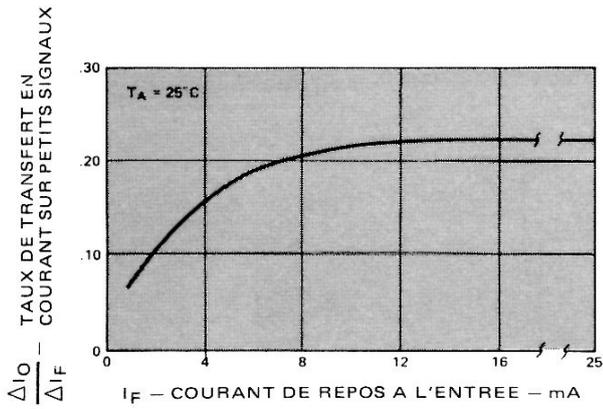


FIGURE 7 - Taux de transfert de courant sur petits signaux en fonction du courant de repos à l'entrée

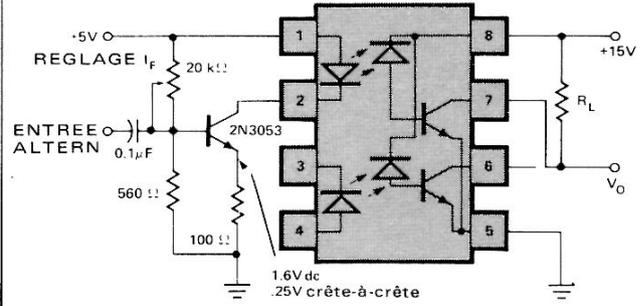
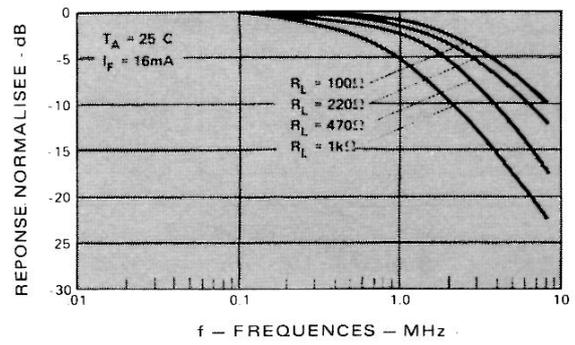


FIGURE 8 - Réponse en fréquence

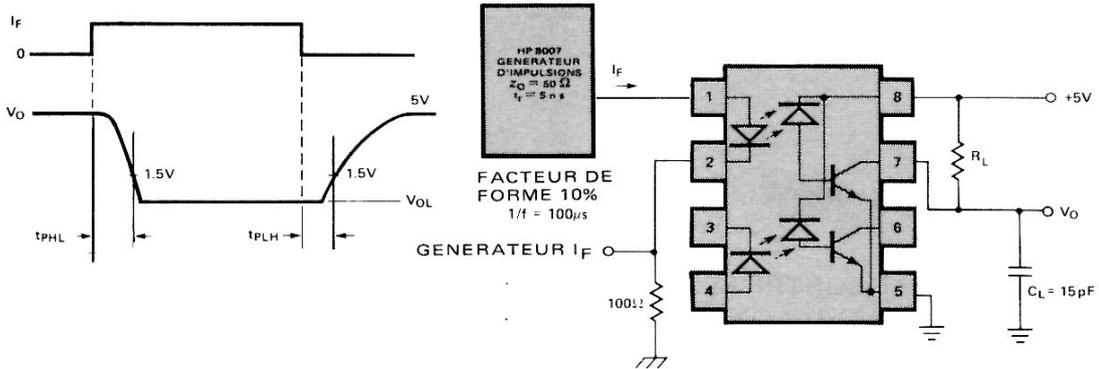


FIGURE 9 - Montage de mesure des temps de commutation

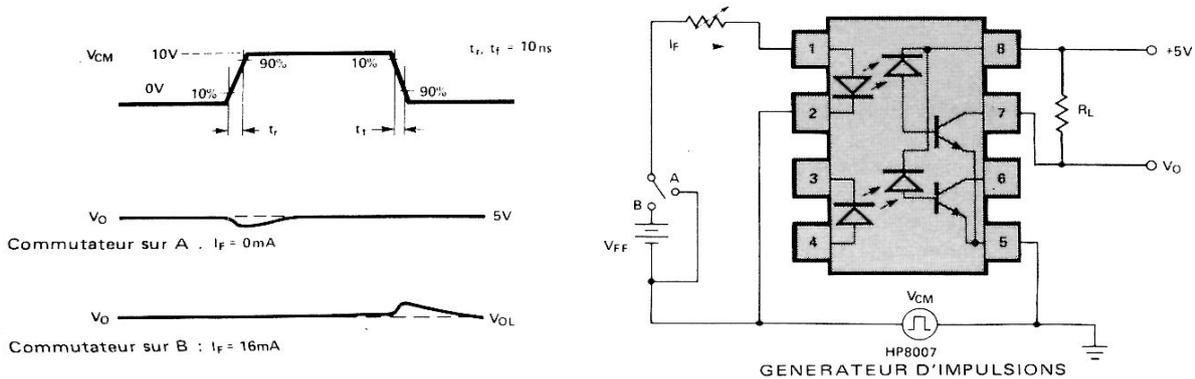
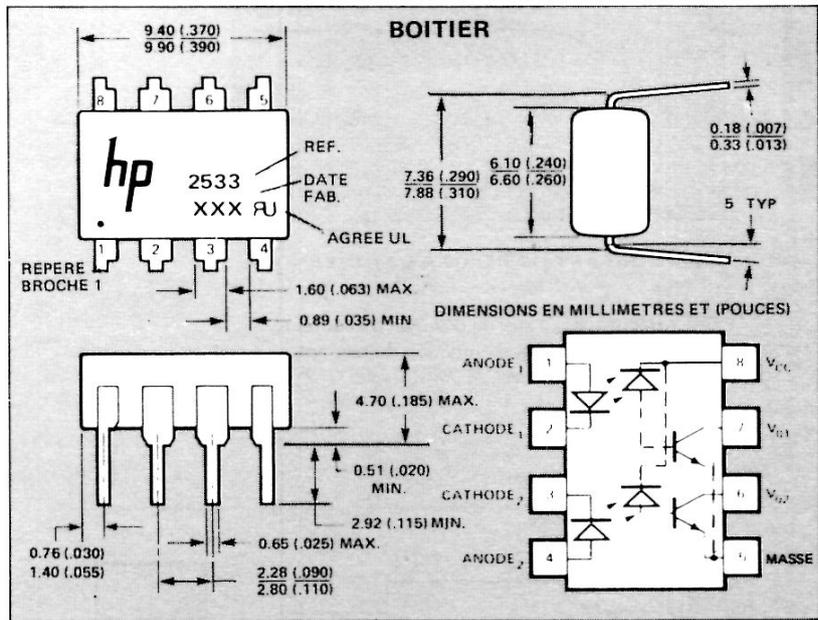
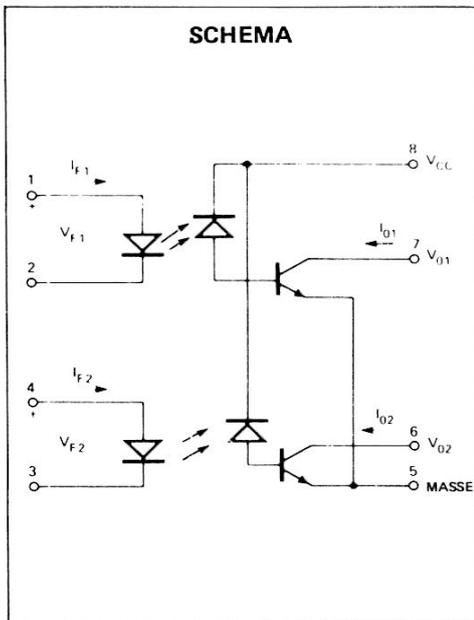


FIGURE 10 - Montage de mesure de l'immunité aux transitoires et formes d'ondes typiques



Particularités

- DEBIT DE DONNEES : JUSQU'A 250 k bits/s NRZ
- COMPATIBLE LSTTL
- GRANDE IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN
> 1000 V/ μ s
- HAUTE DENSITE
- TENSION DE REGIME DE TEST 3000 V_{CC}
- SORTIE A COLLECTEUR OUVERT
- AGREE UL (DOSSIER N° E55361)

Description

Le photocoupleur HCPL-2533 est un photocoupleur double spécialement destiné aux interfaces logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Le passage d'un courant nominal de 8 mA à travers la DEL fournit un courant de sortie suffisant pour faire fonctionner correctement une porte LSTTL dans le cas le plus défavorable, si l'on utilise le circuit recommandé. Le rapport de transfert en courant (CTR) du HCPL-2533 est de 15% au minimum à $I_F = 8$ mA.

Ce photocoupleur est constitué par deux DEL et deux détecteurs de photons, il supporte une tension de test en régime de 3000 V_{CC} entre entrées et sorties. La séparation entre l'entrée polarisation des photodiodes et les sorties collecteur des transistors réduit les capacités base-collecteur et améliore la vitesse par rapport aux phototransistors conventionnels.

Applications

- ISOLEMENT DE LA MASSE DE LOGIQUES A GRANDE VITESSE LSTTL-LSTTL OU TTL-LSTTL

Valeurs limites absolues

- Température de stockage - 55°C à + 125°C
 Température de fonctionnement - 55°C à + 100°C
 Température de soudage 260°C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
- Courant moyen d'entrée - I_F (par voie) 25 mA (1)
 Courant crête d'entrée - I_F (par voie) 50 mA (2)
 (facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)
 Courant crête sur transistors - I_F (par voie) 1 A
 (largeur d'impulsion $\leq 1 \mu$ s, 300 impulsions/s)
 Tension d'entrée inverse - V_R (par voie) 5 V
 Puissance dissipée à l'entrée (par voie) 45 mW (3)
 Courant de sortie moyen - I_O (par voie) 8 mA
 Courant de sortie crête - I_O (par voie) 16 mA
 Tension d'alimentation et de sortie - V_{CC} (broches 8-5)
 et V_O (broches 7,6-5) - 0,5 V à 7 V
 Puissance dissipée en sortie 35 mW (4)

(Notes : voir pages suivantes)

Spécifications électriques LSTTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	15	22		%	$I_F = 8\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	5,6
		11	15		%	$I_F = 8\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 8\text{ mA}$, $I_O = 0,7\text{ mA}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		40		μA	$I_{F1} = I_{F2} = 8\text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 8\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	5
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		-1,6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 8\text{ mA}$		5

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 8\text{ mA}$, $R_L = 7,5\text{ k}\Omega$, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,8	1,5	μs		4,6	10
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1	2,5	μs		4,6	10
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/ μs	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	9,10
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		-1000		V/ μs	$V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	9,10

Spécifications électriques TTL à LSTTL

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	12	18		%	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	5,6
		9	13		%	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = 0,5\text{ V}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		
Tension de sortie niveau logique bas	V_{OL}		0,2	0,5	V	$I_F = 16\text{ mA}$, $I_O = 1,1\text{ mA}$ $V_{CC} = 4,5\text{ V}$		5
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}		80		μA	$I_{F1} = I_{F2} = 16\text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,7	V	$I_F = 16\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	5
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		-1,6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 16\text{ mA}$		5

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$

$V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 16\text{ mA}$, $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, sauf mention contraire

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,3	1,5	μs		4,6	11
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1,1	2,5	μs		4,6	11
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		1000		V/ μs	$I_F = 0\text{ mA}$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	9,11
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		-1000		V/ μs	$V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	7	9,11

* Valeurs typiques à 25°C

(voir Notes pages suivantes)

Spécifications électriques

dans la plage de températures recommandées (T_A comprise entre 0°C et 70°C), sauf mention contraire

Paramètres	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie niveau logique haut	I_{OH}		0,5		nA	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{F1} = I_{F2} = 0\text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = V_{CC} = 5,5\text{ V}$	5	5
				50	μA	$I_{F1} = I_{F2} = 0\text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = V_{CC} = 5,5\text{ V}$		5
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}		0,05	4	μA	$I_{F1} = I_{F2} = 0\text{ mA}$ $V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}$, $V_{CC} = 5,5\text{ V}$		
Tension inverse d'entrée	V_R	5			V	$I_F = 10\text{ }\mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		5
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_F = 0\text{ V}$		5
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	I_{I-O}			1	μA	45% d'humidité relative, $t = 5\text{ s}$ $V_{I-O} = 3000\text{ }V_{CC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		7
Résistance entrée-sortie	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500\text{ }V_{CC}$		7
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1\text{ MHz}$		7
Courant de fuite entrée-entrée (isolement)	I_{I-I}		0,005		μA	45% d'humidité relative, $t = 5\text{ s}$ $V_{I-I} = 500\text{ }V_{CC}$		8
Résistance entrée-entrée	R_{I-I}		10^{11}		Ω	$V_{I-I} = 500\text{ }V_{CC}$		8
Capacité entrée-entrée	C_{I-I}		0,25		pF	$f = 1\text{ MHz}$		8

* Valeurs typiques à 25°C

NOTES :

- Décroit linéairement de $0,8\text{ mA}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $1,6\text{ mA}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $0,9\text{ mW}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Décroit linéairement de $1\text{ mW}/^\circ\text{C}$ au-dessus de 70°C à l'air libre.
- Par voie.
- Le **RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT** est défini comme le rapport entre le courant collecteur de sortie, I_O , et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL, en %.
- Coupleur assimilé à un système de deux pôles : mesures faites entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées.
- Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et les broches 3 et 4 court-circuitées.
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2\text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8\text{ V}$).
- La charge de $7,5\text{ k}\Omega$ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous $0,36\text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $20\text{ k}\Omega$.
- La charge de $4,7\text{ k}\Omega$ équivaut à la charge présentée par un circuit LSTTL sous $0,36\text{ mA}$ et une résistance d'alimentation de $8,2\text{ k}\Omega$.

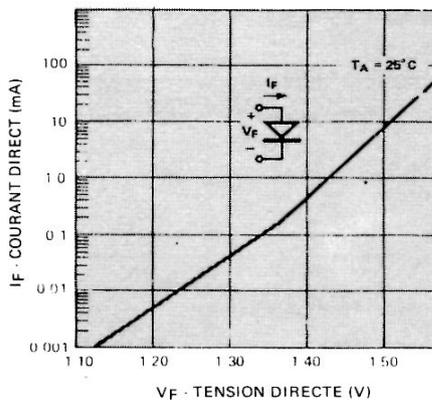


FIGURE 2 — Courant d'entrée en fonction de la tension directe

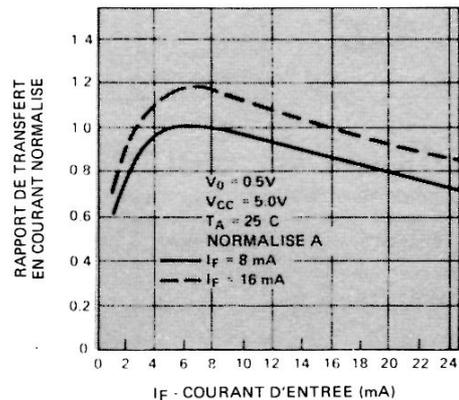


FIGURE 1 — Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

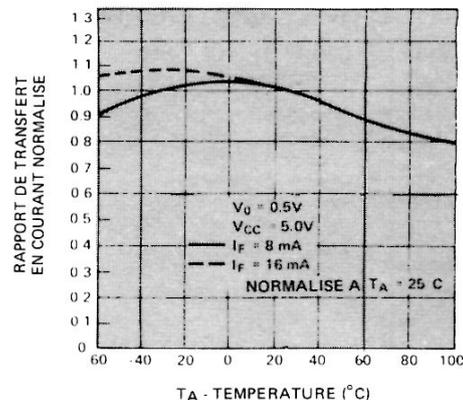


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant en fonction de la température

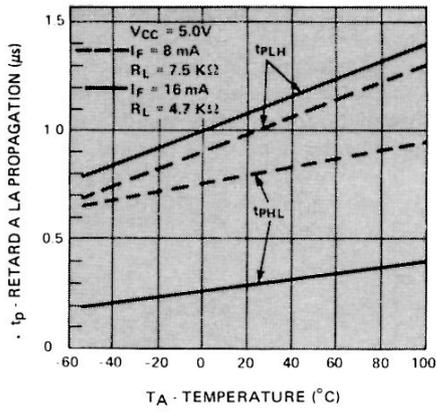


FIGURE 4 – Retard à la propagation en fonction de la température

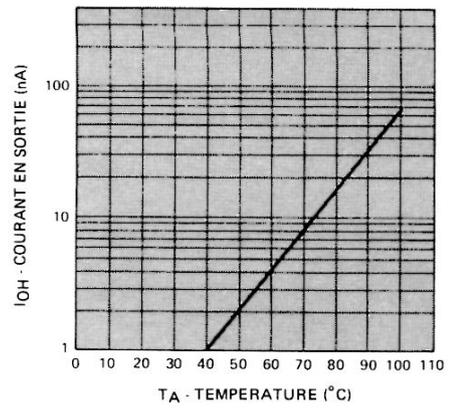


FIGURE 5 – Courant au niveau logique haut en fonction de la température

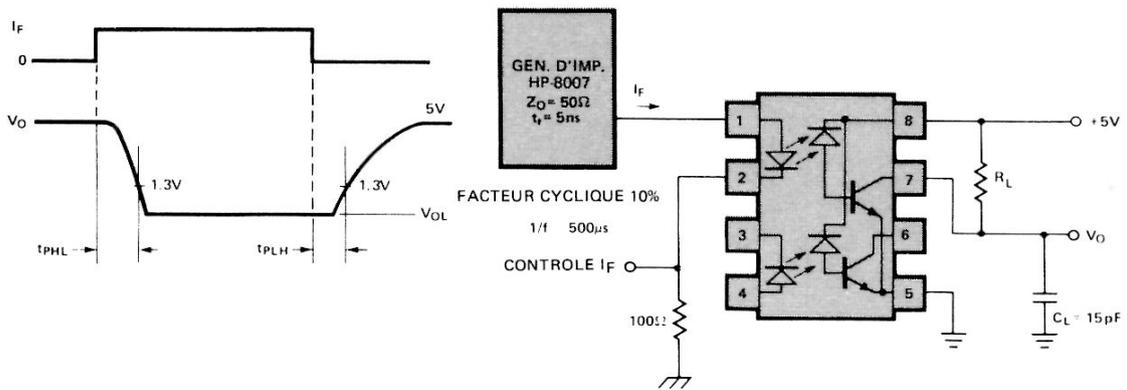


FIGURE 6 – Circuit de mesure en commutation

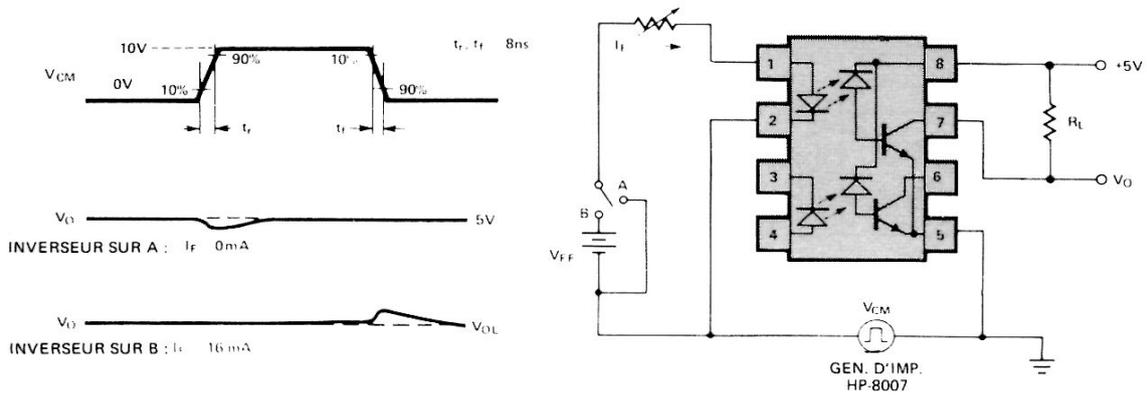


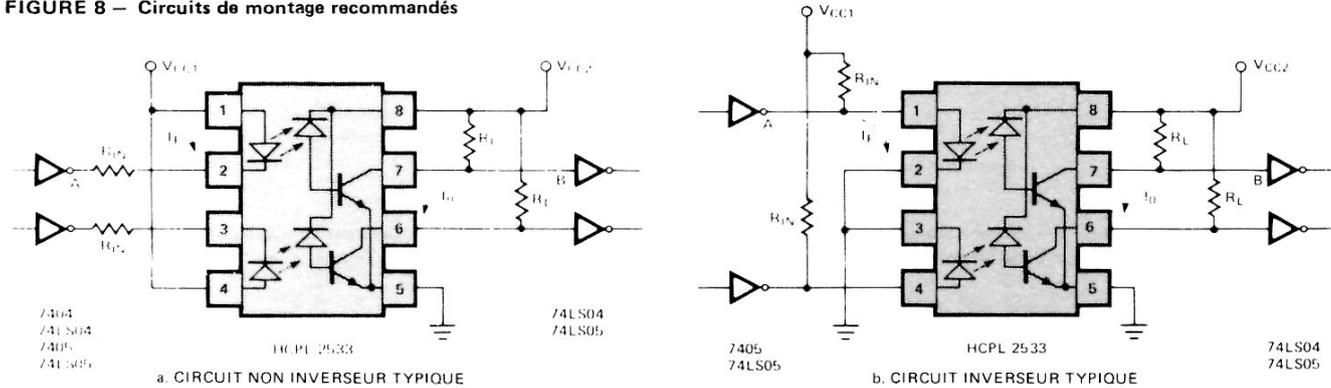
FIGURE 7 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

Conditions de fonctionnement recommandées

Le photocoupleur HCPL-2533 est spécialement conçu pour permettre l'interface entre logiques LSTTL-LSTTL ou TTL-LSTTL. Les circuits illustrés ci-dessous, avec les valeurs de composants préconisées, sont ceux que nous recommandons. La valeur du courant d'entrée est donnée à la fois en valeur nominale et en plage de courant : cette dernière tient compte des tolérances sur V_{CC} et sur R_{IN} . Le rapport de transfert en courant indiqué correspond à

sa valeur initiale minimale, dans la gamme de température, elle est directement relevée dans les spécifications électriques. La valeur de I_{OL} min. est basée sur la valeur minimale du CTR et de I_F lorsque les valeurs de R_L et de V_{CC} sont les plus défavorables. Le courant I_{OL} min. résultant à une marge suffisante pour permettre une dégradation de 20% du CTR, même dans les conditions les plus défavorables. Pour de plus amples renseignements sur la dégradation du CTR, consulter la note d'applications 1002.

FIGURE 8 – Circuits de montage recommandés



Paramètre correspondant aux circuits de montage recommandés

Paramètres	Symbole	LSTTL à LSTTL	TTL à LSTTL	Unité	Commentaires	Fig.	Note
ENTREE							
Tension de sortie en logique basse - Sortie d'entrée	V_{OL} (A)	0,5	0,4	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Entrée	V_{CC1}	5	5	V	$\pm 5\%$		
Résistance d'entrée	R_{IN}	360	180	Ω	$\pm 5\%$	8a	
		430	200			8b	
Courant d'entrée	I_F	8	16	mA	Nominal		
Plage du courant d'entrée	I_F	6,75-10	14-20	mA		8a	
			14,5-20			8b	
SORTIE							
Tension de sortie en logique basse - HCPL-2533	V_{OL} (B)	0,5	0,5	V	Maximum		
Tension d'alimentation - Sortie	V_{CC2}	5	5	V	$\pm 5\%$		
Résistance de charge	R_L	20	8,2	$k\Omega$	$\pm 5\%$		13
Débit de courant nécessaire pour avoir une logique basse	I_{OL} max.	0,61	1	mA	V_{CC}, R_L, I_{IL} (B) les plus défavorables		14
Rapport de transfert en courant du HCPL-2533	CTR	11	9	%	Minimum, $T_A = 0^\circ C \text{ à } +70^\circ C$		
Courant de sortie en logique basse - HCLP-2533	I_{OL} min.	0,74	1,26	mA	V_{CC}, CTR, I_F les plus défavorables	8a	15
			1,30			8b	
Vitesse des données	f_D	250	250	Kb/s	NRZ, $T_A = 25^\circ C$		16

NOTES :

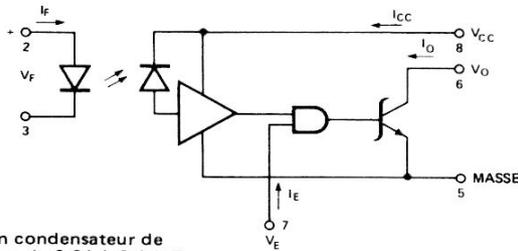
- 12. Le circuit inverseur a une consommation supérieure au circuit non inverseur et doit être attaqué par une porte à collecteur ouvert en entrée.
- 13. La résistance de charge R_L doit avoir une valeur suffisamment grande pour atteindre la logique basse et suffisamment faible pour atteindre la logique haute dans les conditions les plus défavorables :

$$\frac{V_{CC \text{ max}} - V_{OL}}{I_{OL} (2533) - I_{IL} (B)} \leq R_L \leq \frac{V_{CC \text{ min}} - V_{IH} (B)}{I_{OH} (2533) - I_{IH} (B)}$$

Le choix de R_L se fait de la façon identique que le circuit soit inverseur ou non.

- 14. Le débit maximum en courant pour une logique basse est de : $I_{OL} \text{ max} = I_{IL} (B) \text{ max} - I_R \text{ max}$ I_R étant le courant dans R_L .
- 15. Le rapport entre $I_{OL} \text{ min}$ et $I_{OL} \text{ max}$ permet le calcul de la marge de dégradation du CTR. Voir note d'applications 1002.
- 16. Le débit des données se définit de la façon suivante :

$$f_D = \frac{1}{t_{PHL} + t_{PLH}} \text{ bits/seconde NRZ}$$



Note : Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μ F doit être connecté entre les broches 8 et 5

FIGURE 1

Particularités

- COMPATIBLES LSTTL/TTL : ALIMENTATION 5 V
- TRES GRANDE VITESSE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE
- GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURE
- AGREE UL
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}

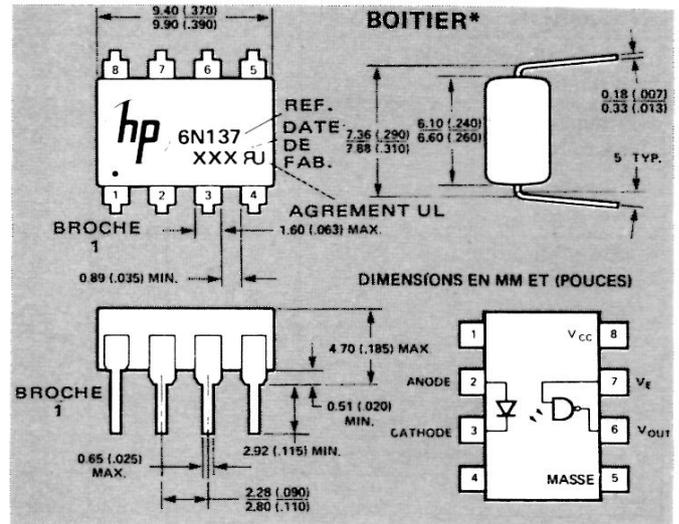
Description/Applications

Le photocoupleur 6N137 est constitué par une DEL au GaAsP et un détecteur intégré (photodiode) de conception particulière. Le détecteur est suivi d'un amplificateur linéaire à grand gain attaquant un transistor de sortie à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Le circuit est compensé en température (courant et tension).

La conception de cet isolateur permet un isolement maximal continu et alternatif entre entrée et sortie tout en conservant la compatibilité LSTTL/TTL. Les paramètres de fonctionnement de l'isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, et permettent, sous un courant d'entrée minimum de 5 mA, d'obtenir une sortance de 8 (13 mA) sous une tension d'alimentation du détecteur de 5 V_{CC}. Cet isolement et ce couplage sont obtenus avec un temps de propagation de 45 ns. L'entrée validation permet l'échantillonnage du détecteur avec des caractéristiques d'entrée et de sortie compatibles LSTTL/TTL, son temps de propagation est de 25 ns typique.

Le 6N137 peut être utilisé comme interface dans les circuits numériques à grande vitesse qui nécessitent une forte réjection en mode commun, tels que les récepteurs de ligne ou les alimentations flottantes, les moteurs à commande numérique ou tous systèmes de commande de machine. L'élimination du couplage par la masse entre un ordinateur et sa mémoire périphérique, son imprimante, son contrôleur peut être ainsi réalisée avec ce photocoupleur.

La sortie à collecteur ouvert donne la possibilité d'échantillonner, de réaliser des raccordements par bus et des portes -OU câblées.



Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas (chaque canal)	I _{FL}	0	250	μ A
Courant d'entrée, niveau haut (chaque canal)	I _{FH}	6,3**	15	mA
Tension de validation, niveau haut	V _{EH}	2,0	V _{CC}	V
Tension de validation, niveau bas (sortie niveau haut)	V _{EL}	0	0,8	V
Tension d'alimentation, sortie	V _{CC}	4,5	5,5	V
Sortance	N		8	
Température de fonctionnement	T _A	0	70	° C

Valeurs limites absolues*

Température de stockage - 55° C à + 125° C
 Température de fonctionnement 0° C à + 70° C
 Température de soudage 260° C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
 Courant direct crête à l'entrée 40 mA (durée \leq 1 ms)
 Courant direct moyen à l'entrée 20 mA
 Tension d'entrée inverse 5 V
 Tension d'entrée validation 5,5 V
 (ne doit pas dépasser la tension V_{CC} de plus de 500 mV)
 Tension d'alimentation - V_{CC} 7 V (1 mn maxi.)
 Courant en sortie - I_O 50 mA
 Puissance dissipée en sortie 85 mW
 Tension de sortie - V_O 7 V

** Cette valeur de 6,3 mA permet de conserver une bande de garde minimale de 20% contre la dégradation du rapport de transfert en courant. Le seuil de commutation initial est réglé à 5 mA ou moins.

* Normes JEDEC

Caractéristiques électriques

DANS LA PLAGE DE TEMPERATURE $T_A = 0^\circ \text{C}$ A 70°C (SAUF MENTION CONTRAIRE)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}^*		50	250	μA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_O = 5,5 \text{ V}$ $I_F = 250 \mu\text{A}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$	6	
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}^*		0,5	0,6	V	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 5 \text{ mA}$ $V_{EH} = 2,0 \text{ V}$, $I_{OL} = 13 \text{ mA}$	5	
Courant de validation Niveau haut	I_{EH}		-1,0		mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$		
Courant de validation Niveau bas	I_{EL}^*		-1,6	-2,0	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}^*		7	15	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 0$ $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}^*		13	18	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	I_{I-O}^*			1,0	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25^\circ \text{C}$, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		5
Résistance entrée/sortie	R_{I-O}^*		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$		5
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$		5
Tension directe d'entrée	V_F^*		1,5	1,75	V	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$	4	8
Tension inverse d'entrée	BVR^*		5		V	$I_R = 10 \mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$V_F = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$		
Rapport de transfert en courant	CTR		700		%	$I_F = 5,0 \text{ mA}$, $R_L = 100 \Omega$	2	7

* Normes JEDEC

** Toutes valeurs typiques pour $T_A = 25^\circ \text{C}$ et $V_{CC} = 5 \text{ V}$

Caractéristiques de commutation à $T_A = 25^\circ \text{C}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}^*		45	75	ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$	7, 9	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}^*		45	75	ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$	7, 9	2
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t_r, t_f		25		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$		
Temps de propagation à la croissance du signal de validation	t_{ELH}		65		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$, $V_{EH} = 3,0 \text{ V}$ $V_{EL} = 0,5 \text{ V}$	8	3
Temps de propagation à la décroissance du signal de validation	t_{EHL}		15		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$, $V_{EH} = 3,0 \text{ V}$ $V_{EL} = 0,5 \text{ V}$	8	4
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	C_{ML}		50		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 350 \Omega$ V_O (min.) = 2 V $I_F = 0 \text{ mA}$	11	6
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	C_{ML}		-150		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 350 \Omega$ V_O (max.) = 0,8 V $I_F = 7,5 \text{ mA}$	11	6

* Normes JEDEC

Fonctionnement et définitions

Convention logique : Le 5082-4360 est défini en termes de logique positive.

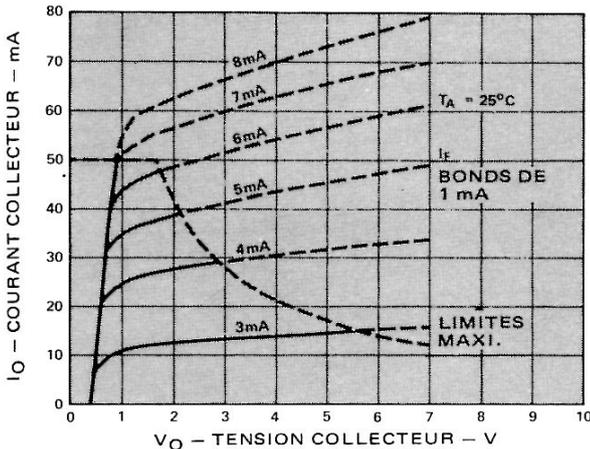
Découplage : Un condensateur de découplage céramique de 0,01 à 0,1 μF doit être connecté entre les broches 8 et 5. Son but est de stabiliser le fonctionnement de l'amplificateur linéaire à grand gain. Sans ce découplage, les caractéristiques de commutation risquent d'être perturbées. La longueur totale des connexions entre le condensateur et le photocoupleur doit être inférieure à 20 mm.

Polarité : Toutes les tensions sont mesurées par rapport à la masse du système (broche 5). Le courant allant vers la sortie est positif.

Entrée validation : Logique « 1 » pour circuit d'entrée ouvert, il n'est pas nécessaire d'avoir une résistance d'alimentation (Pull-up).

Notes :

1. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front arrière de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V sur le front arrière de l'impulsion de sortie.
2. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front avant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
3. Le temps de propagation t_{ELH} est mesuré entre le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie.
4. Le temps de propagation t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
5. Coupleur considéré comme un système à 2 pôles : mesure réalisée entre broches 2, 3 court-circuitées et broches 5, 6, 7, 8 court-circuitées.
6. L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire $V_0 > 2\text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la porte reste à l'état bas (c'est-à-dire $V_0 < 0,8\text{ V}$).
7. Le rapport de transfert en courant continu est défini comme le rapport entre le courant de sortie et le courant direct à l'entrée en %.
8. A 10 mA, V_F décroît de $1,6\text{ mV}/^\circ\text{C}$ en fonction de l'accroissement de la température.



Note : Les courbes en traits interrompus correspondent au fonctionnement en impulsions

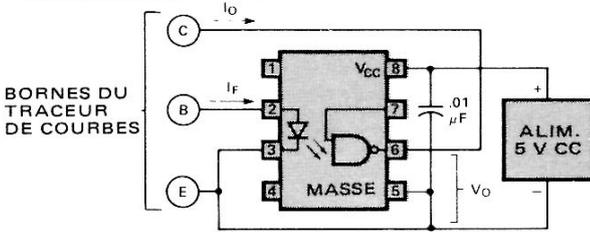


FIGURE 2 – Caractéristiques du circuit collecteur de l'isolateur

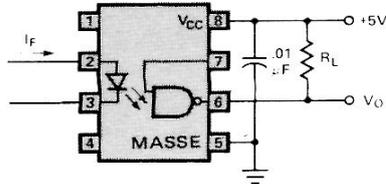
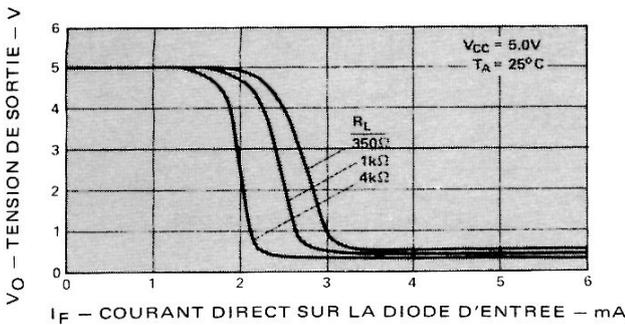


FIGURE 3 – Caractéristiques entrée/sortie

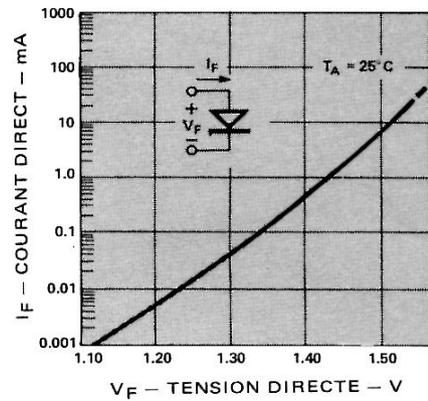


FIGURE 4 – Caractéristiques du circuit de la diode d'entrée

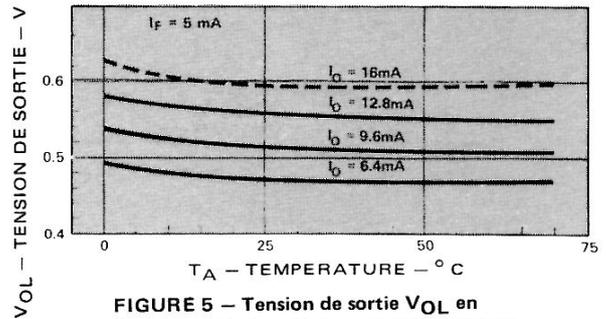


FIGURE 5 – Tension de sortie VOL en fonction de la température et de la sortance

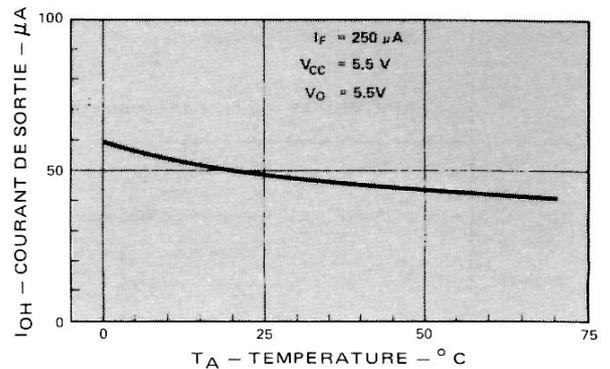


FIGURE 6 – Courant de sortie IOH en fonction de la température (IF = 250 µA)

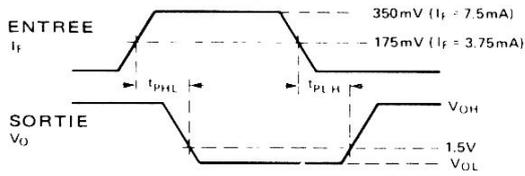
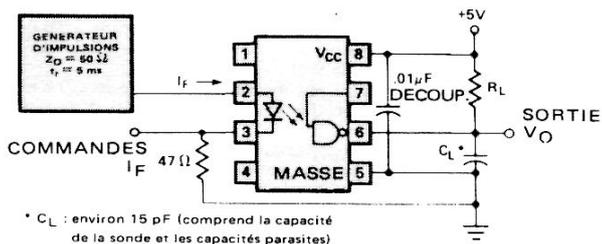


FIGURE 7 – Circuit de mesure de t_{pLH} et t_{pHL} **

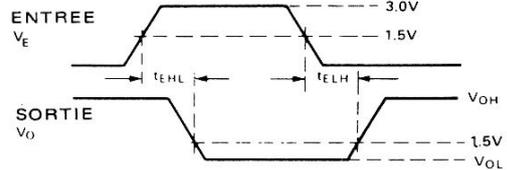
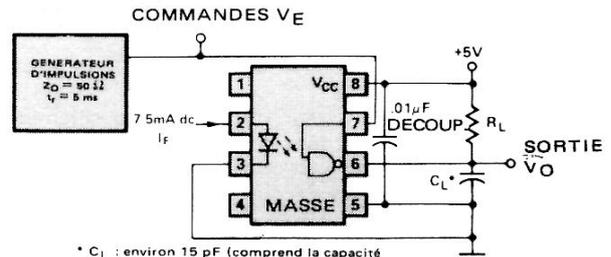


FIGURE 8 – Circuit de mesure de t_{ELH} et t_{EHL}

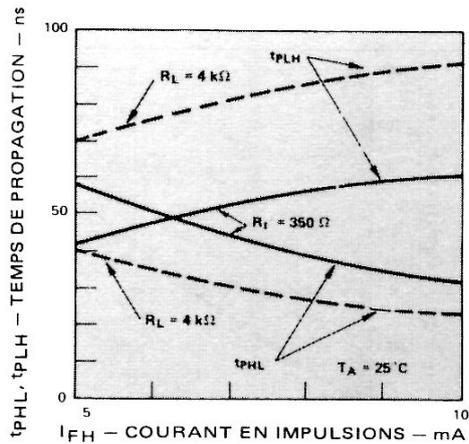


FIGURE 9 – Temps de propagation, t_{pHL} et t_{pLH} en fonction du courant en impulsions à l'entrée

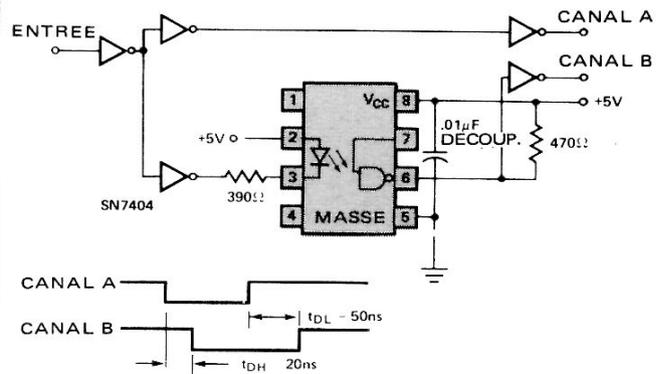


FIGURE 10 – Temps de réponse entre portes TTL

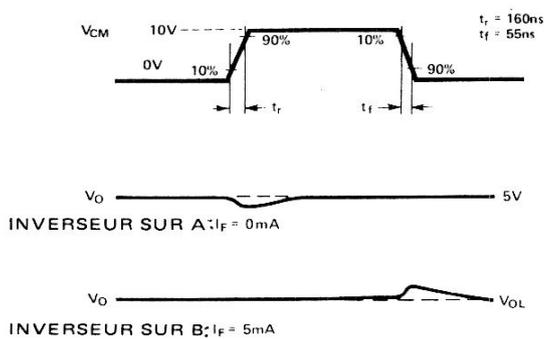


FIGURE 11 – Circuit de mesures de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques

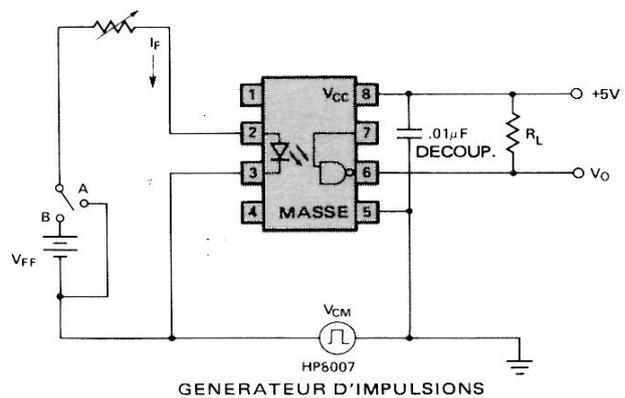


FIGURE 12 – Montage préconisé

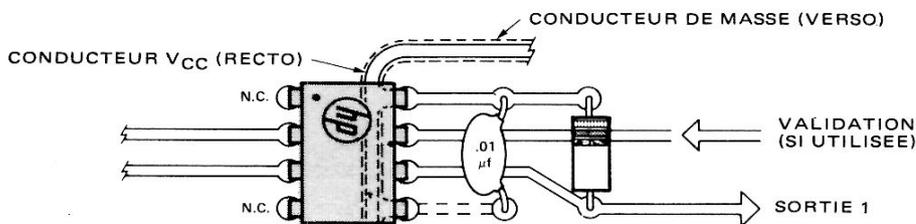


FIGURE 12 – Montage préconisé

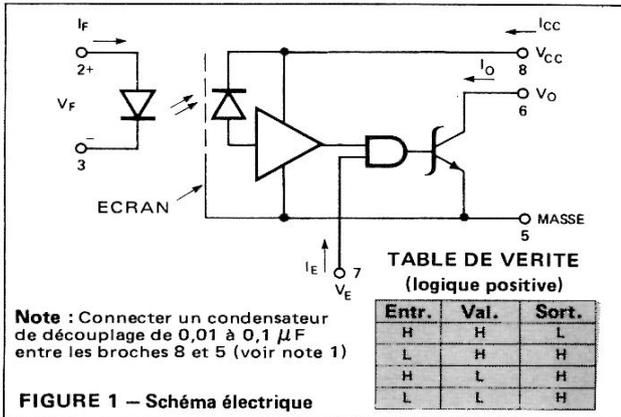
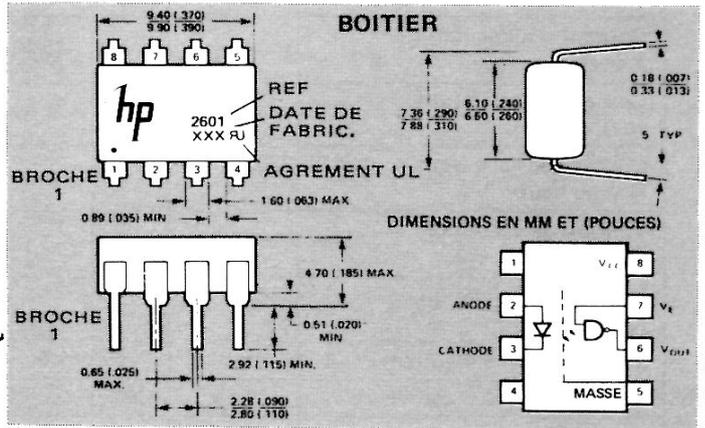


FIGURE 1 — Schéma électrique



Particularités

- TRES GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN GRACE A UN ECRAN INTERNE
- GRANDE VITESSE
- IMMUNITE CONTRE LES TRANSITOIRES EN MODE COMMUN : 1000 V/µs MIN GARANTIS
- COMPATIBLES TTL/LSTTL
- FAIBLE COURANT D'ENTREE : 5 mA
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE 0° C ET 70° C
- PORTE DE VALIDATION PERMETTANT L'ECHANTILLONNAGE
- AGREE UL (DOSSIER E55361)
- TENSION D'ISOLEMENT : 3000 Vcc

Description

Les portes à couplage optique HCPL-2601 sont constituées par une DEL au GaAsP et un photodétecteur à grand gain. Une entrée validation permet de multiplexer le détecteur. Sa sortie comporte un transistor à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Un écran interne permet d'obtenir une protection minimale garantie de 1000 V/µs contre les transitoires en mode commun, ce qui équivaut à la réjection d'un signal sinusoïdal de 300 V crête à crête à 1 MHz.

Cette conception particulière permet un isolement maximal alternatif et continu tout en obtenant la compatibilité TTL. Les paramètres, en courant continu, de chaque isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, ce qui leur assure un fonctionnement sans aléa. Cet isolement est atteint avec un temps de propagation typique de 35 ns.

Le HCPL-2601 est particulièrement recommandé comme interface de logique à grande vitesse, comme étage séparateur entrée/sortie, comme récepteur de ligne dans des environnements que des récepteurs de ligne conventionnels ne sauraient supporter, et dans tous les cas où le bruit induit ou de fond est important.

Applications

- Récepteur de ligne isolé
- Transmission de données en simplex ou multiplex
- Interface ordinateur-périphériques
- Interface de systèmes équipés de microprocesseurs
- Isolement numérique pour convertisseurs A/N ou N/A
- Commutation d'alimentations
- Isolement entrée/sortie sur instruments
- Elimination des bouclages par la masse
- Remplacement des transformateurs d'impulsions

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas	I _{FL}	0	250	µA
Courant d'entrée, niveau haut	I _{FH}	6,3*	20	mA
Tension d'alimentation, sortie	V _{CC}	4,5	5,5	V
Tension de validation, niv. haut	V _{EH}	2,0	5,5	V
Tension de validation, niv. bas	V _{EL}	0	0,8	V
Sortance	N		8	
Température de fonctionnement	T _A	0	70	°C

Valeurs limites absolues

- Température de stockage - 55° C à + 125° C
- Température de fonctionnement 0° C à + 70° C
- Température de soudage 260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
- Courant d'entrée direct - I_F (Note 2) 20 mA
- Tension d'entrée inverse 5 V
- Tension d'alimentation - V_{CC} 7 V
- Tension d'entrée validation - V_E 5,5 V (ne doit pas dépasser la tension V_{CC} de plus de 0,5 V)
- Courant de sortie collecteur - I_O 25 mA
- Dissipation collecteur 40 mW
- Tension de sortie collecteur - V_O 7 V

* Cette valeur de 6,3 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant, une bande de garde inférieure à 20%. Le seuil de commutation initial est de 5 mA ou moins

Caractéristiques électriques à $T_A = 0^\circ\text{C}$ à 70°C (sauf indications contraires)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}		7	250	μA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_O = 5,5 \text{ V}$ $I_F = 250 \mu\text{A}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$	2	
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}		0,4	0,6	V	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 5 \text{ mA}$ $V_E = 2,0 \text{ V}$, $I_{OL} = 13 \text{ mA}$	3	
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}		10	15	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 0$ $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}		15	18	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant de validation Niveau bas	I_{EL}		-1,6	-2,0	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant de validation Niveau haut	I_{EH}		-1,0		mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$		
Tension de validation Niveau haut	V_{EH}	2,0			V			11
Tension de validation Niveau bas	V_{EL}			0,8	V			
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,75	V	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	4	
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$V_F = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$		
Coefficient de température de la diode d'entrée	$\frac{\Delta V_E}{\Delta T_A}$		-1,6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 10 \text{ mA}$		
Courant de fuite entrée/sortie	I_{I-O}			1	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25^\circ\text{C}$, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		3
Résistance entrée/sortie	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V}$		3
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		3

* Toutes valeurs typiques pour $V_{CC} = 5 \text{ V}$ et $T_A = 25^\circ\text{C}$

Caractéristiques de commutation à $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		35	75	ns	$R_L = 350 \Omega$ $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$	6	4
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		35	75	ns		6	5
Temps de montée en sortie (10-90%)	t_r		25		ns			
Temps de descente en sortie (90-10%)	t_f		15		ns			
Temps de propagation à la décroissance du signal de validation	t_{ELH}		25		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$, $V_{EH} = 3 \text{ V}$ $V_{EL} = 0 \text{ V}$	9	6
Temps de propagation à la croissance du signal de validation	t_{EHL}		15		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 7,5 \text{ mA}$, $V_{EH} = 3 \text{ V}$ $V_{EL} = 0 \text{ V}$	9	7
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H	1000	10000		V/ μs	$V_{CM} = 50 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 350 \Omega$ V_O (min.) = 2 V $I_F = 0 \text{ mA}$	12	8,10
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L	-1000	-10000		V/ μs	$V_{CM} = 50 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 350 \Omega$ V_O (max.) = 0,8 V $I_F = 7,5 \text{ mA}$	12	9,10

Notes :

- Il est nécessaire de découpler l'alimentation de chaque isolateur, par un condensateur disque céramique de 0,01 μ F selon le schéma indiqué figure 15. La piste alimentant l'isolateur doit être éloignée des conducteurs transmetant les signaux, sinon, il est nécessaire d'augmenter la valeur de la capacité (jusqu'à 0,1 μ F) pour éliminer la réaction à travers l'alimentation.
- Les circuits écrêteurs peuvent produire des courants transitoires atteignant 50 mA et une durée maximale de 50 ns, à la condition que le courant moyen ne dépasse pas 20 mA.
- Coupleur considéré comme un système à deux pôles : broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées ainsi que les broches 5, 6, 7 et 8.
- Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front descendant de l'impulsion de sortie.
- Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie.
- Le temps de propagation t_{ELH} (validation) est mesuré entre le point 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de sortie.
- Le temps de propagation t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V sur le front montant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V sur le front montant de l'impulsion de sortie.
- CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2$ V).
- CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0,8$ V).
- Pour les tensions sinusoïdales, $\left(\frac{dV_{CM}}{dt}\right)_{max} = \pi f_{CM} V_{CM}$ (crête à crête)
- L'entrée validation au niveau logique haut ne nécessite pas de tension d'alimentation extérieure.

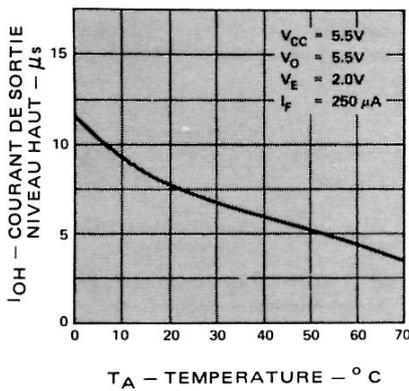


FIGURE 2 – Courant de sortie niveau haut en fonction de la température

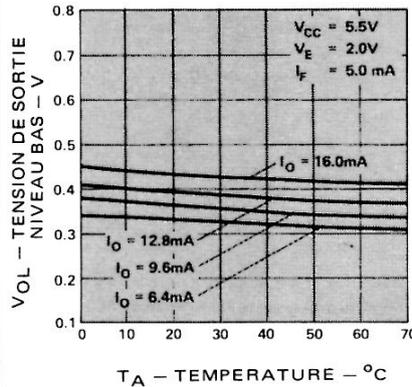


FIGURE 3 – Tension de sortie niveau bas en fonction de la température

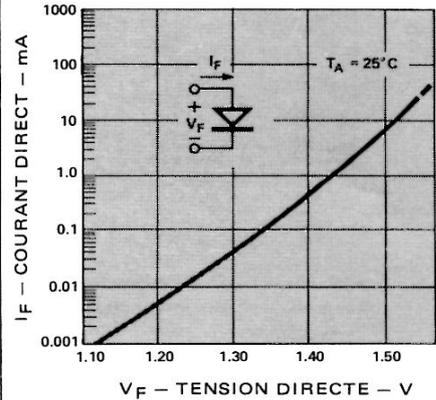


FIGURE 4 – Caractéristiques directes de la diode d'entrée

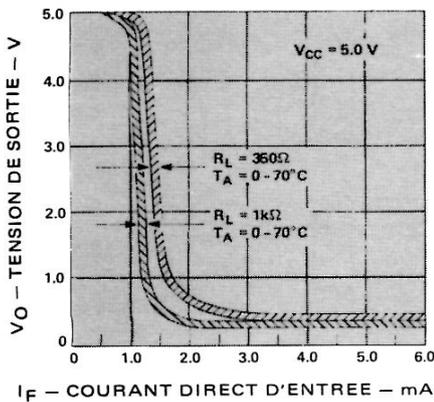


FIGURE 5 – Tension de sortie en fonction du courant d'entrée

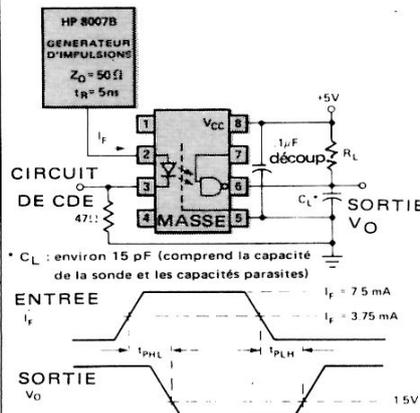


FIGURE 6 – Circuit de mesure de t_{PHL} et de t_{PLH}

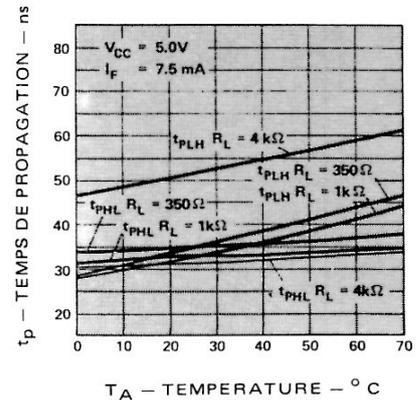


FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la température

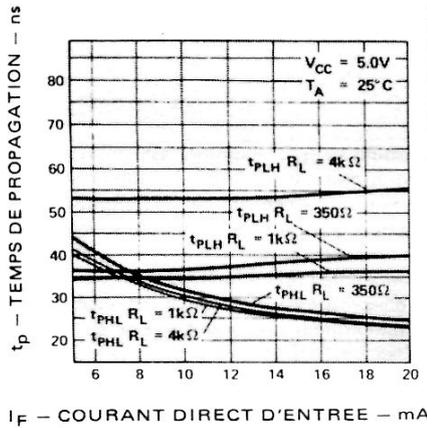


FIGURE 8 – Temps de propagation en fonction du courant d'impulsion d'entrée

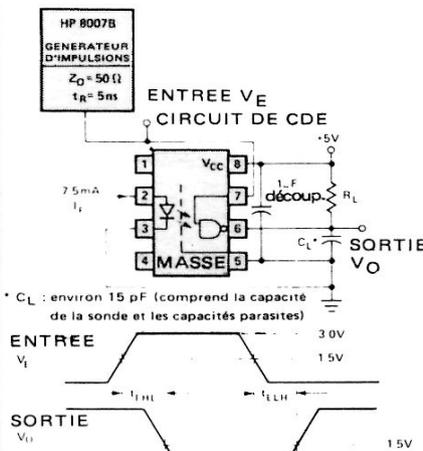


FIGURE 9 – Circuits de mesure de t_{EHL} et t_{ELH}

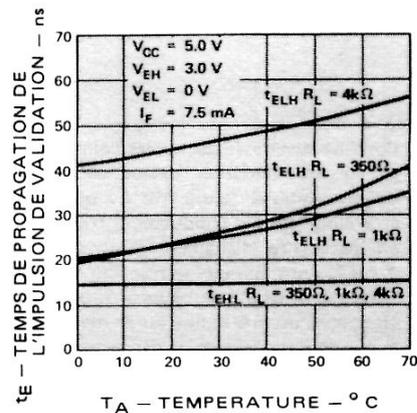


FIGURE 10 – Temps de propagation de l'impulsion de validation en fonction de la température

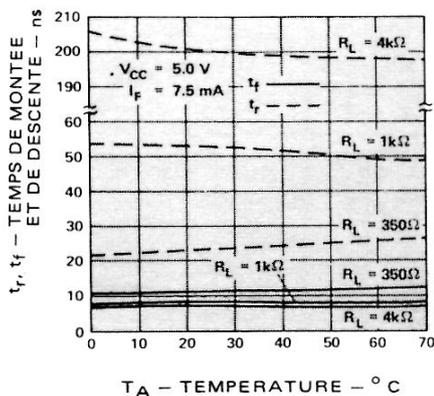


FIGURE 11 – Temps de montée et temps de descente en fonction de la température

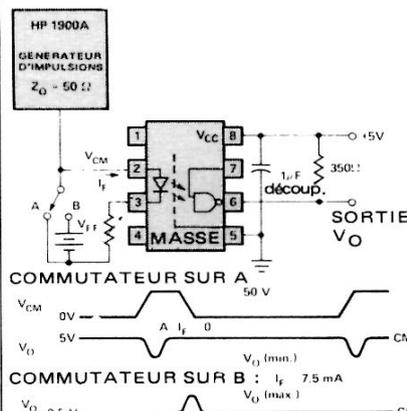


FIGURE 12 – Circuits de mesure de l'immunité contre les transitoires en mode commun et formes d'ondes typiques

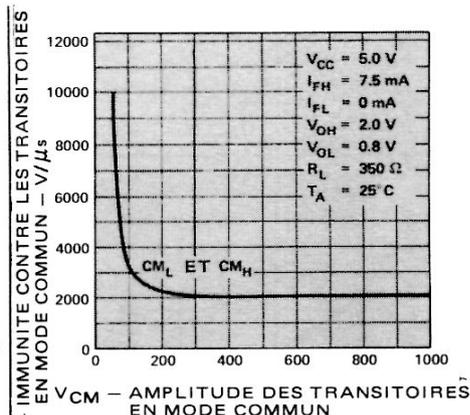


FIGURE 13 – Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de l'amplitude des transitoires

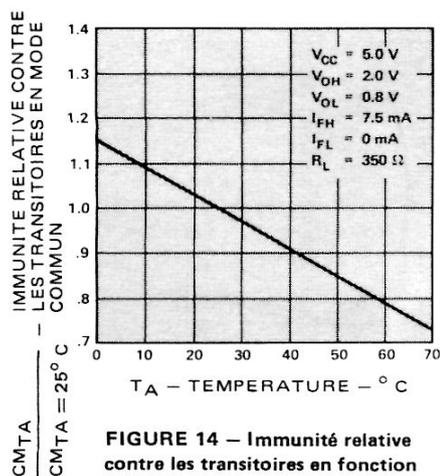
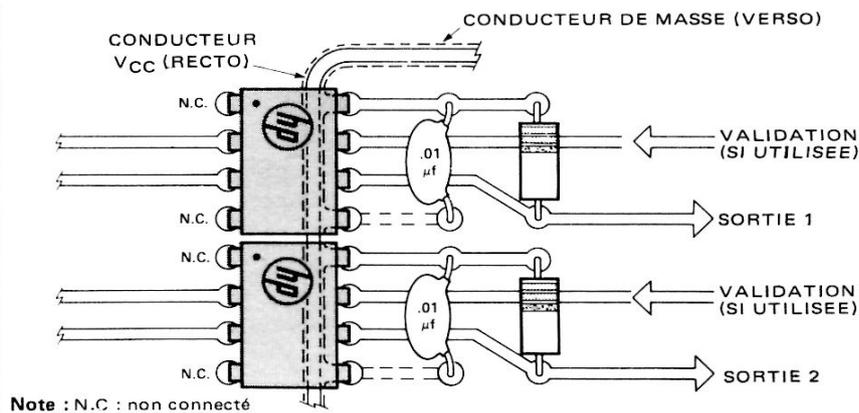
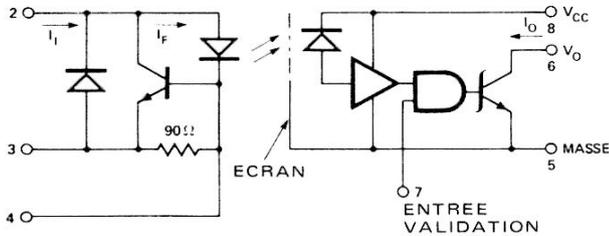


FIGURE 14 – Immunité relative contre les transitoires en fonction de la température



Note : N.C. : non connecté

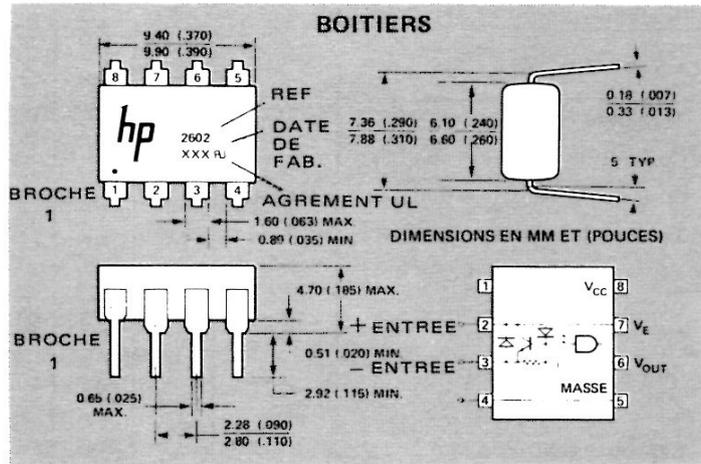
FIGURE 15 – Implantation recommandée des éléments sur le circuit imprimé



Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μ F doit être branché entre les bornes 5 et 8 (voir note 1)

FIGURE 1 – Schéma de principe
**TABLE DE VERITE
(logique positive)**

Entrée	Valid.	Sortie
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H



Particularités

- ADAPTATION DE LIGNE INCORPOREE – PAS DE CIRCUITS COMPLEMENTAIRES
- CONDITIONS D'EXCITATION VARIANT DANS DE GRANDES LIMITES
- BANDE DE GARDE CONTRE LA DEGRADATION DES DEL
- DEL PROTEGEE POUR MINIMISER LA CHUTE DE RENDEMENT
- GRANDE VITESSE – 10 Mbs (LIMITEE GENERALEMENT PAR LA LIGNE DE TRANSMISSION)
- TRES BONNE REJECTION EN MODE COMMUN GRACE AU BLINDAGE INTERNE
- CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE PERMETTANT LE REGLAGE DU COURANT
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 VCC
- AGREE UL (N° E55361)

Applications

- Récepteur-isolateur de ligne
- Fonctionnement en simplex ou multiplex
- Interface ordinateur/périphériques
- Interface pour systèmes à microprocesseur
- Isolateur pour convertisseurs N/A ou A/N
- Convertisseur de courant
- Isolement entre entrée et sortie d'appareils
- Elimination des boucles de masse
- Transformateur d'impulsions

Description

Le récepteur de ligne HCPL-2602 à couplage optique comporte une diode électroluminescente au GaAsP, un régulateur de courant et un photodétecteur à grand gain. Le régulateur d'entrée sert d'adaptateur de ligne, il permet de stabiliser la tension sur celle-ci et le courant direct de la DEL pour que les performances du circuit ne soient pas perturbées par les réflexions. Le détecteur limite le courant dans la DEL à 8,5 mA; au-delà, il dérive le courant excédentaire.

La sortie à collecteur ouvert du détecteur intégré est constituée par un transistor bouclé par une diode Schottky. Un circuit de validation déclenche le détecteur. Une protection contre les transistors, en mode commun, garantie à 1000 V/ μ s, équivalent à la réjection d'un signal sinusoïdal de 300 V crête-à-crête à 1 MHz, est fournie par un écran interne.

Les spécifications en CC correspondent à celles de la logique TTL, elles sont garanties entre 0° C et + 70° C et permettent, sans problème, l'interface avec les circuits logiques numériques. Un courant d'entrée de 5 mA donne une sortance de 8, avec un temps de propagation typique de 45 ns.

Les HCPL-2602 sont particulièrement intéressants comme récepteurs de ligne en milieu perturbé par le bruit ce qui n'est pas possible avec les récepteurs de ligne conventionnels. La tension de seuil élevée des DEL apporte une immunité supplémentaire contre les bruits différentiels. Le blindage interne du détecteur assure l'amélioration de l'amplitude de la réjection en mode commun, sans sacrifier la vitesse sinon très peu.

Spécifications électriques

(dans la gamme de température recommandée $T_A = 0^\circ \text{C}$ à $+70^\circ \text{C}$, sauf mention particulière)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie état haut	I_{OH}		7	250	μA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_O = 5,5 \text{ V}$ $I_I = 250 \mu\text{A}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$	4	
Niveau de sortie état bas	V_{OL}		0,4	0,6	V	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_I = 5 \text{ mA}$ $V_E = 2,0 \text{ V}$ $I_{OL} = 13 \text{ mA}$	5	2
Tension d'entrée directe	V_I		2,0	2,4	V	$I_I = 5 \text{ mA}$	3	
			2,3	2,7		$I_I = 60 \text{ mA}$	3	
Tension d'entrée inverse	V_R		0,75	0,95	V	$I_R = 5 \text{ mA}$		
Courant de validation état bas	I_{EL}		-1,6	-2,0	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant de validation état haut	I_{EH}		-1,0		mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_E = 2,0 \text{ V}$		
Tension de validation état haut	V_{EH}	2,0			V			
Tension de validation état bas	V_{EL}			0,8	V			
Courant d'alimentation état haut	I_{CCH}		10	15	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_I = 0$, $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Courant d'alimentation état bas	I_{CCL}		16	19	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_I = 60 \text{ mA}$ $V_E = 0,5 \text{ V}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		90		pF	$V_I = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$ (broches 2-3)		
Courant de fuite d'isolement Entrée/Sortie	I_{I-O}			1	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25^\circ \text{C}$, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		3
Résistance d'isolement E/S	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V}$		3
Capacité Entrée/Sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		3

* Toutes les valeurs typiques sont mesurées à $V_{CC} = 5 \text{ V}$ et $T_A = 25^\circ \text{C}$

Spécification de commutation ($T_A = 25^\circ \text{C}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation Sortie état haut	t_{PLH}		45	75	ns	$R_L = 350 \Omega$ $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_I = 7,5 \text{ mA}$	6	4
Temps de propagation Sortie état bas	t_{PHL}		45	75	ns		6	5
Temps de montée en sortie (10-90%)	t_r		25		ns			
Temps de descente en sortie (90-10%)	t_r		15		ns			
Temps de réponse au signal de validation V_E état haut à V_E état bas	t_{ELH}		25		ns	$R_L = 350 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$, $I_I = 7,5 \text{ mA}$, $V_{EH} = 3 \text{ V}$, $V_{EL} = 0 \text{ V}$	10	6
Temps de réponse au signal de validation V_E état bas à V_E état haut	t_{EHL}		15		ns		10	7
Immunité aux transitoires en mode commun Sortie état haut	CM_H	1000	10000		V/ μs	$V_{CM} = 50 \text{ V}$ (crête) V_O (min) = 2 V $R_L = 350 \Omega$, $I_I = 0 \text{ mA}$	12	8
Immunité aux transitoires en mode commun Sortie état bas	CM_L	-1000	-10000		V/ μs	$V_{CM} = 50 \text{ V}$ (crête) V_O (max) = 0,8 $R_L = 350 \Omega$, $I_I = 7,5 \text{ mA}$	12	9

Conditions de fonctionnement recommandées

Valeurs limites absolues

	Sym.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée état bas	I_{IL}	0	250	μA
Courant d'entrée état haut	I_{IH}	5	60	mA
Tension d'alimentation sortie	V_{CC}	4,5	5,5	V
Tension de validation état haut	V_{EH}	2,0	V_{CC}	V
Tension de validation état bas	V_{EL}	0	0,8	V
Sortance (TTL)	N		8	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	$^{\circ} C$

Température de stockage $- 55^{\circ} C$ à $+ 125^{\circ} C$
 Température de fonctionnement $0^{\circ} C$ à $+ 70^{\circ} C$
 Température de soudage $260^{\circ} C$ pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
 Courant direct d'entrée - I_I 60 mA
 Courant inverse d'entrée 60 mA
 Tension alimentation - V_{CC} 7 V (1 mn max.)
 Tension d'entrée validation - V_E 5,5 V
 (ne doit pas dépasser V_{CC} de plus de 500 mV)
 Courant de sortie collecteur - I_O 25 mA
 Puissance dissipée sortie collecteur 40 mW
 Tension de sortie collecteur - V_O 7 V
 Courant d'entrée, broche 4 ± 10 mA

Notes :

- Le découplage de l'alimentation avec un condensateur disque céramique de $0,01 \mu F$, placé le plus près possible de l'optoisolateur, est obligatoire (voir Figure 15). La ligne d'alimentation doit être éloignée des circuits de charges actives; autrement une capacité de plus forte valeur (jusqu'à $0,1 \mu F$) peut être nécessaire pour éliminer les réactions à travers l'alimentation.
- Le HCPL-2602 a été essayé pour qu'avec un courant I_I minimal de 5 mA l'utilisateur puisse conserver une garde de 20% pour compenser la dégradation de l'intensité lumineuse de la DEL.
- Dispositif ramené à un dipôle : court-circuiter les bornes 1, 2, 3 et 4 d'une part, et les bornes 5, 6, 7 et 8 d'autre part.
- t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front arrière de l'impulsion à l'entrée et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion à la sortie.
- t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front avant de l'impulsion à l'entrée et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion à la sortie.

- t_{ELH} est mesuré entre le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie.
- t_{EHL} est mesuré entre le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de validation et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie.
- CM_H est le taux de croissance maximal admissible de la tension en mode commun pour affirmer que la sortie restera à l'état logique haut (c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2$ V).
- CM_L est le taux de décroissance maximal admissible de la tension en mode commun pour affirmer que la sortie restera à l'état logique bas (c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0,8$ V).
- Pour les tensions sinusoïdales

$$\left(\frac{dV_{CM}}{dt} \right)_{MAX} = \pi f_{CM} V_{CM} \text{ (crête-à-crête)}$$

- Il n'est pas nécessaire d'appliquer de signal d'excitation à l'entrée validation (borne 7) pour qu'elle soit à l'état haut.

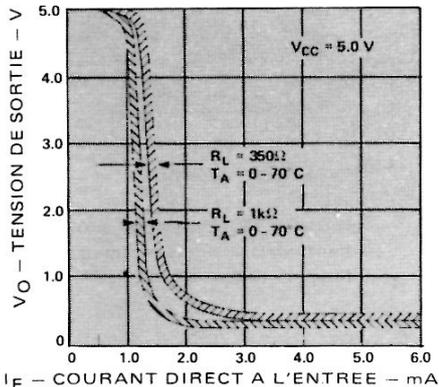


FIGURE 2 - Tension de sortie en fonction du courant d'entrée

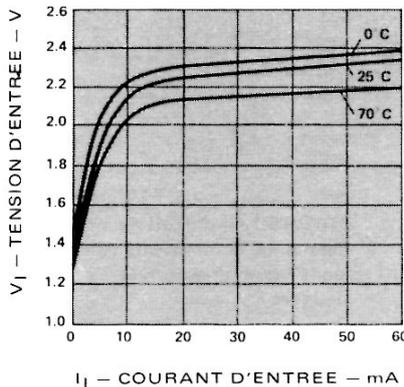


FIGURE 3 - Caractéristiques d'entrée

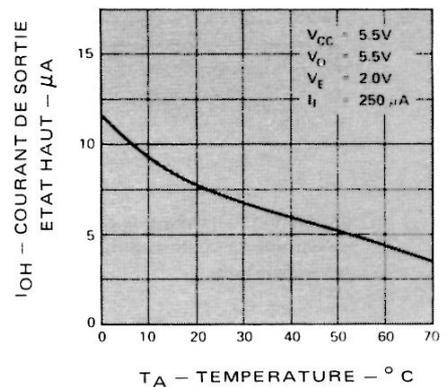


FIGURE 4 - Courant de sortie état haut en fonction de la température

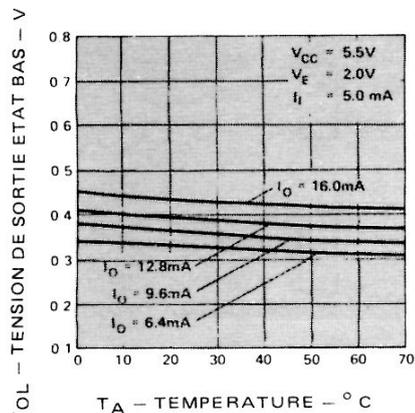


FIGURE 5 - Tension de sortie état bas en fonction de la température

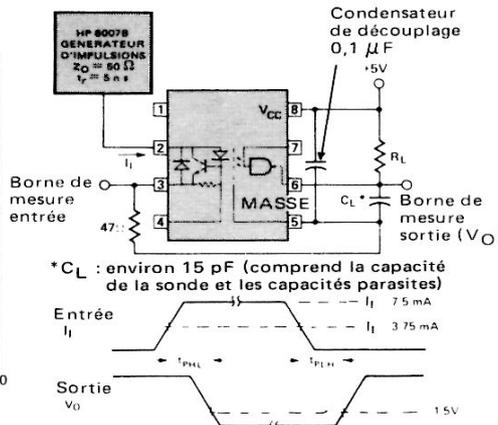


FIGURE 6 - Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH}

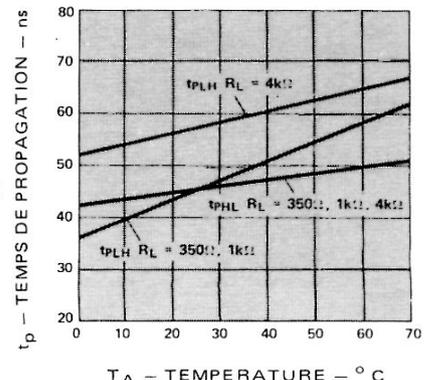


FIGURE 7 - Temps de propagation en fonction de la température

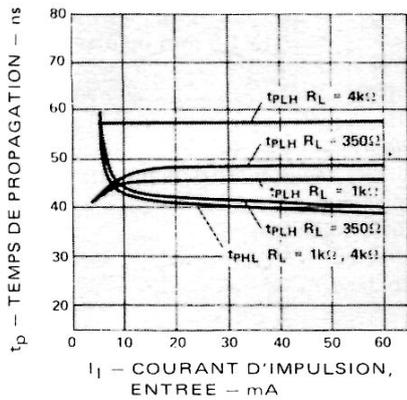


FIGURE 8 – Temps de propagation en fonction du courant d'entrée des impulsions

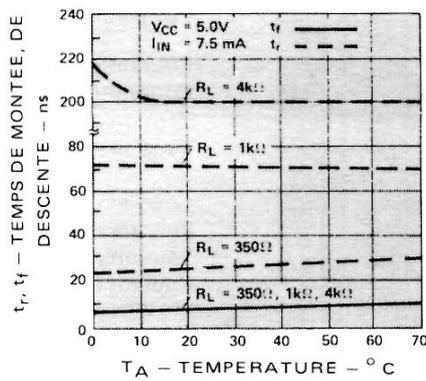


FIGURE 9 – Temps de montée et de descente en fonction de la température

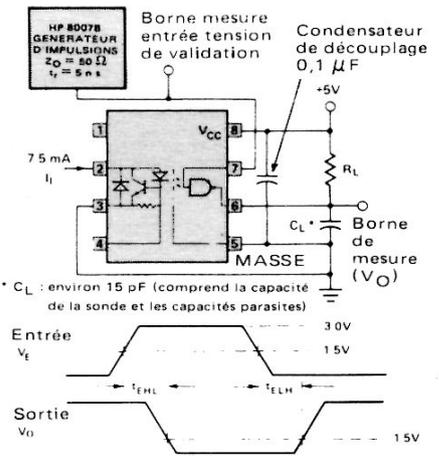


FIGURE 10 – Circuit de mesure pour tEHL et tELH

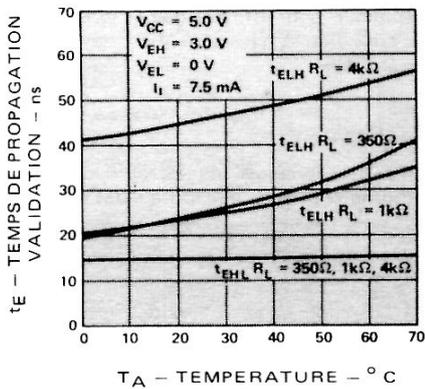


FIGURE 11 – Temps de propagation de l'entrée validation en fonction de la température

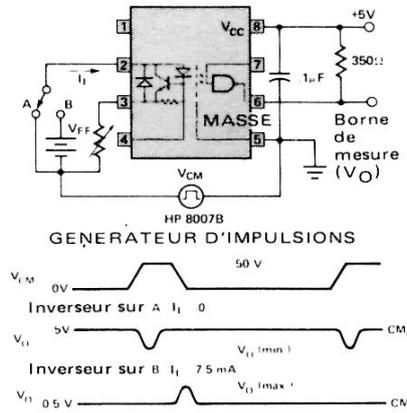


FIGURE 12 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires en mode commun et formes d'onde typiques

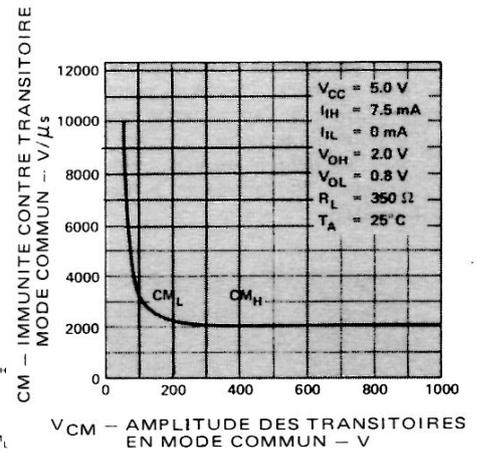


FIGURE 13 – Protection contre les transitoires en mode commun en fonction de leur amplitude

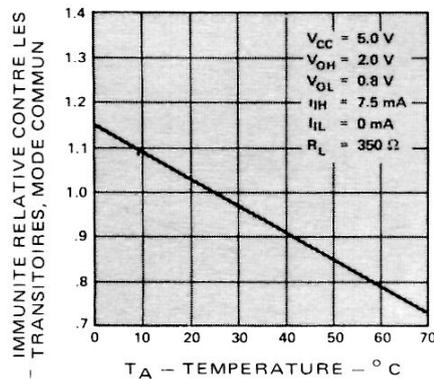


FIGURE 14 – Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de la température

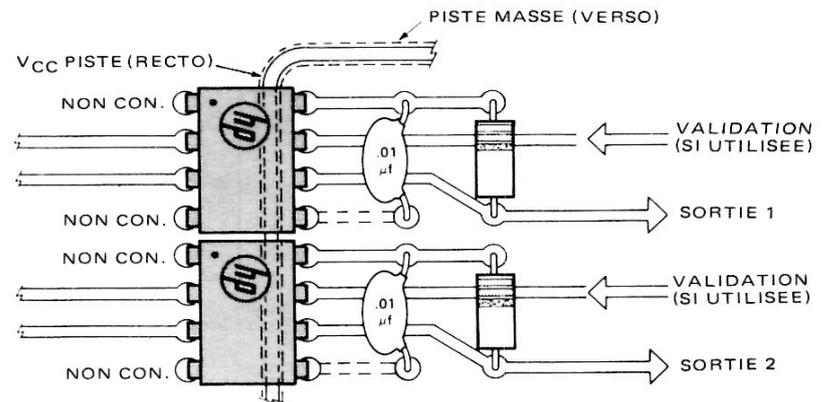


FIGURE 15 – Implantation recommandée sur circuit imprimé

CM/TA
CM/TA = 25°C

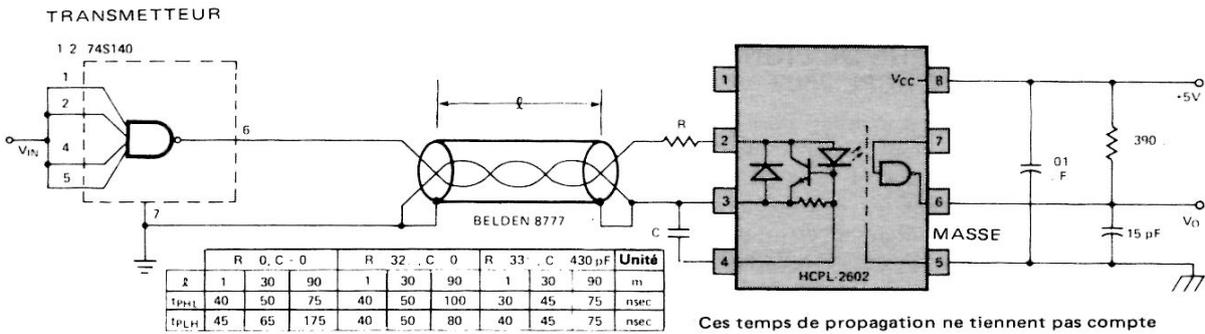


FIGURE a – Excitation simple

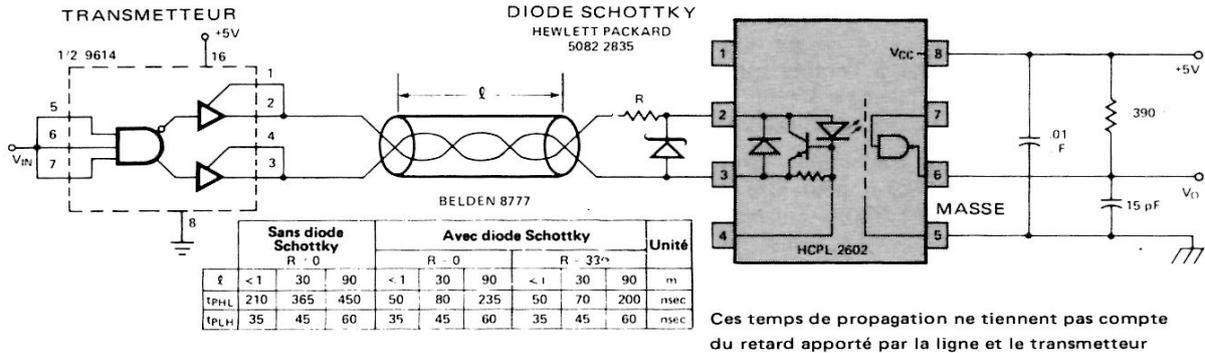


FIGURE b – Excitation différentielle

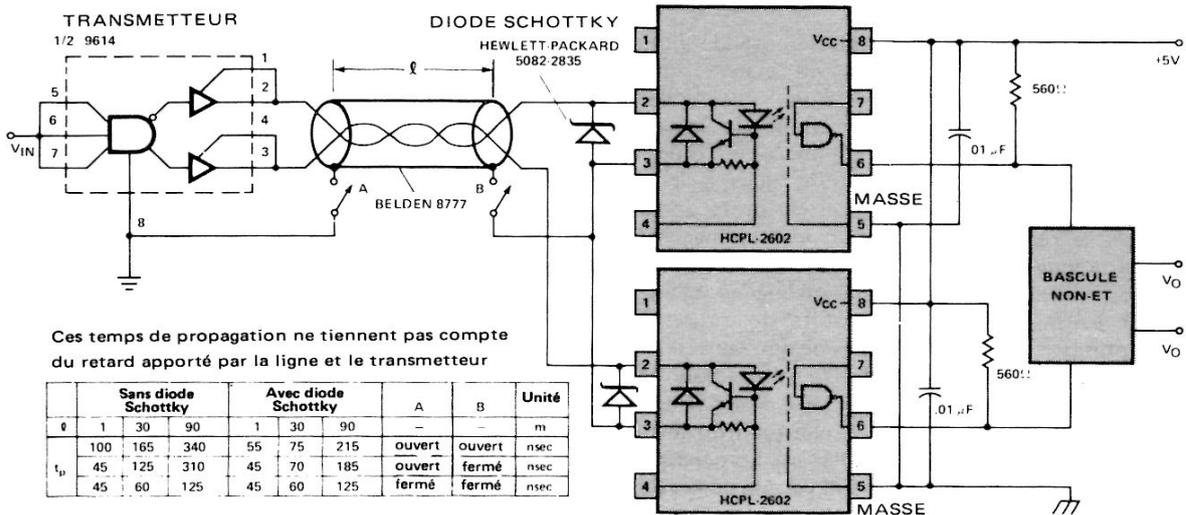


FIGURE c – Excitation en opposition de phase

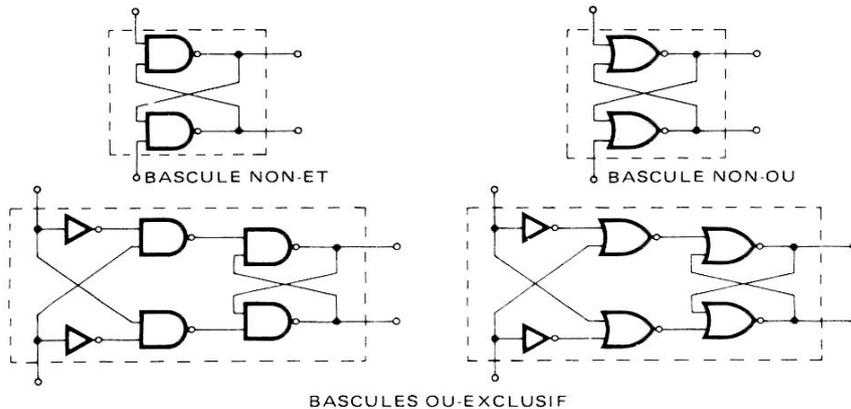


FIGURE d – Type de bascule

Les bascules NON-ET acceptent des états HAUT simultanés sur leurs entrées, les bascules NON-OU des états BAS simultanés sur leurs deux entrées, les bascules OU-EXCLUSIF des états HAUT ou BAS simultanés sur leurs entrées, sans provoquer de changement sur l'une ou l'autre des sorties

MONTAGE DU RECEPTEUR DE LIGNE A COUPLAGE OPTIQUE HCPL-2602

Les conditions primordiales à remplir pour coupler un optoisolateur à une ligne de transmission sont : fournir un courant suffisant, mais non excessif, à la DEL et adapter correctement la ligne. Le régulateur interne du HCPL-2602 remplit ces conditions. Le courant superflu, provoqué par des variations des conditions d'excitation de la ligne, telles que les variations de longueur, les variations de fonctionnement de l'étage pilote ou les fluctuations de l'alimentation, est shunté par le régulateur. En fait, le courant de la DEL étant stabilisé, le courant de ligne peut être augmenté pour améliorer le débit des données et l'immunité du système au bruit en mode différentiel. L'utilisateur doit noter que le courant maximal admissible à l'entrée est de 60 mA dans ce cas et qu'il peut être amené à prévoir des systèmes de limitation série ou parallèle pour éliminer les surcharges.

La réalisation des circuits est très simple : dans la plupart des cas, la ligne de transmission peut être directement raccordée aux entrées du HCPL-2602, sans résistance série ou parallèle additionnelle. Si l'on utilise une attaque symétrique, il peut être nécessaire d'utiliser soit deux HCPL-2602, soit une diode Schottky extérieure pour optimiser la transmission des données.

EXCITATION SIMPLE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

Les données peuvent être transmises à grande vitesse en utilisant un HCPL-2602 attaqué en asymétrique. La Figure (a) montre comment attaquer directement un HCPL-2602 à partir d'un transmetteur de ligne genre 74S140 et d'une ligne bifilaire blindée ou d'un câble coaxial. Il se produit des réflexions dues à la charge dynamique, mais elles sont sans effet sur la qualité du circuit car le régulateur de tension les élimine. Pour les lignes de grande longueur, t_{PLH} augmente plus vite que t_{PHL} , car le seuil de commutation ne se trouve pas exactement à mi-chemin des asymptotes de tension. Si l'on désire optimiser la vitesse de transmission, une résistance série et un condensateur peuvent être utilisés pour égaliser t_{PLH} et t_{PHL} . Cette capacité doit être d'une valeur aussi grande que possible; cependant, si elle est trop forte, elle peut amener le régulateur à basculer sur les dépassements négatifs du signal d'entrée. Un calcul valable de la valeur de la capacité est donné par la formule suivante : $C \leq 16 t$ où C = capacité en pF et t = intervalle entre les impulsions en ns.

EXCITATION DIFFERENTIELLE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION

On peut utiliser un seul HCPL-2602 avec une excitation symétrique (Figure (b)). L'inversion du courant est obtenue par l'intermédiaire du substrat isolant de la diode (relié directement au collecteur). La vitesse de transmission se trouve réduite du fait que le substrat de la diode emmagasine des charges qui peuvent être déplacées, quand

le courant s'inverse dans le sens direct. Ceci a pour effet de rallonger t_{PHL} . Cet effet peut être éliminé et la vitesse de transmission notablement augmentée en connectant une diode Schottky à l'entrée du HCPL-2602.

Pour avoir une réjection maximale du bruit ainsi que des retards équilibrés, on peut fermer la ligne sur une adaptation en opposition de phase et connecter une bascule en sortie des récepteurs de lignes. Les résultats obtenus avec un tel montage, les interrupteurs A et B restant ouverts, sont donnés Figure (c). Les entrées des isolateurs sont alors en opposition de phase; cependant, du fait de la tension plus stable avec deux qu'avec un seul HCPL-2602, le courant direct dans le substrat de la diode est beaucoup plus faible et entraîne moins de charge sur la jonction au moment de la commutation.

La réjection en mode commun est nettement améliorée avec B fermé et A ouvert, le temps de propagation légèrement réduit du fait de la capacité répartie de la ligne qui provoque un effet d'écrêtage. Lorsque A et B sont fermés, le blindage sert de retour au courant CC qui évite la polarisation négative du substrat des diodes avec pour corollaire l'optimisation de la vitesse de transmission.

AMELIORATION DE LA REJECTION DU BRUIT

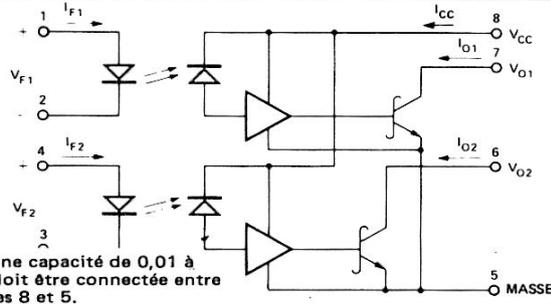
En connectant un circuit logique additionnel à la sortie de chaque HCPL-2602 fonctionnant en opposition de phase, on améliorera à la fois la réjection du bruit et l'équilibrage des temps de propagation.

Une bascule NON-ET donne une réjection infinie en mode commun pour les transitoires à pente négative mais exige que $t_{PHL} > t_{PLH}$ pour fonctionner correctement; il en est de même pour les transitoires à pente positive avec une porte NON-OU avec $t_{PHL} < t_{PLH}$. Une bascule OU-EXCLUSIF a une réjection infinie dans les deux cas ci-dessus, que t_{PHL} soit supérieur ou inférieur à t_{PLH} .

Avec le transmetteur de ligne et la ligne présentée Figure (c), on obtient $t_{PHL} > t_{PLH}$; on utilise donc de préférence les portes NON-ET dans la bascule RS. Une amplitude du signal de commande plus forte ou un schéma différent des circuits peut amener un $t_{PHL} < t_{PLH}$, dans ce cas, on préfère utiliser des portes NON-OU. Si l'on ne sait pas si t_{PHL} est supérieur ou inférieur à t_{PLH} ou si les conditions de commande varient entre les limites de ces conditions, on utilise la bascule OU exclusif de la Figure (d).

RS 232 C

Les transmetteurs de ligne destinés aux RS 232 C fournissent un courant et une tension *largement suffisants* pour attaquer un HCPL-2602. La plupart des transmetteurs ont des caractéristiques permettant leur raccordement direct au HCPL-2602. Dans les cas de fonctionnement les plus défavorables, il sera cependant nécessaire de dériver le courant pour éviter la surcharge du photocoupleur.



Note : Une capacité de 0,01 à 0,1 μ F doit être connectée entre les bornes 8 et 5.

FIGURE 1

Particularités

- FAIBLE ENCOMBREMENT
- COMPATIBLE DTL/TTL : ALIMENTATION 5 V
- TRES GRANDE VITESSE
- FAIBLE COURANT D'ENTREE
- TRES FORTE REJECTION EN MODE COMMUN
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA GAMME DE TEMPERATURE
- AGREE UL (DOSSIER E55361)
- TENSION D'ISOLEMENT - 3000 Vcc

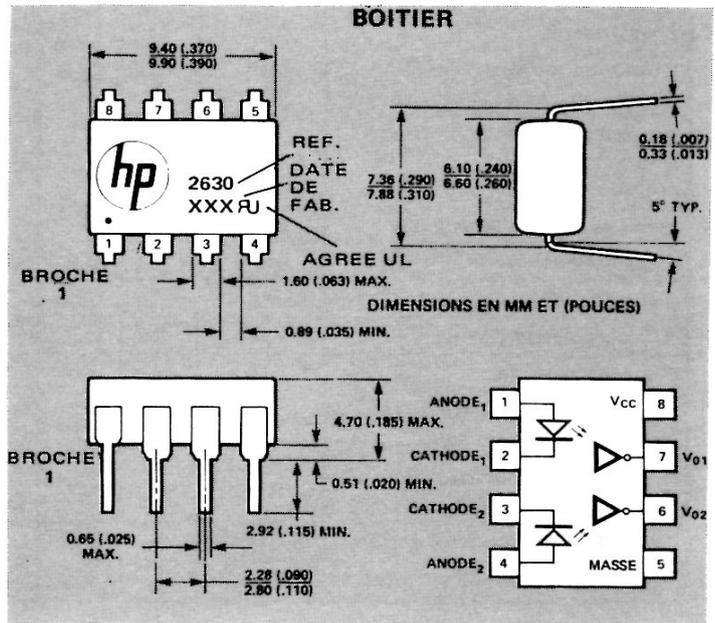
Description /Applications

Le HCPL-2630 comporte une paire d'inverseurs à couplage optique constitués par une DEL au GaAsP et un détecteur de conception particulière. Les photons sont détectés par une photodiode et amplifiés par un amplificateur linéaire à grand gain attaquant un transistor à collecteur ouvert, bouclé par une diode Schottky. Chaque circuit est compensé en température (courant et tension).

Cette conception particulière permet un isolement maximal continu et alternatif tout en obtenant la compatibilité TTL. Les paramètres en courant continu de chaque isolateur sont garantis entre 0° C et + 70° C, ce qui permet avec un courant minimal de 5 mA à l'entrée de chaque canal d'avoir une sortance de 8 (13 mA), le détecteur étant alimenté sous 5 V_{CC}. L'isolement et le couplage sont atteints avec un temps de propagation de 50 ns.

Le HCPL-2630 peut être utilisé dans les cas suivants : applications nécessitant un fort taux de réjection en mode commun (récepteurs de ligne, commandes numériques pour alimentation à tension de sortie flottante, pour moteurs, pour machines). Le HCPL-2630 permet en outre d'éliminer le couplage par la masse entre un ordinateur et une mémoire périphérique, une imprimante, un contrôleur, etc.

La sortie à collecteur ouvert permet le raccordement par bus, l'échantillonnage ou le câblage en porte OU câblée. Dans toutes ces applications, la configuration à double canal permet un câblage haute densité, une plus grande souplesse d'utilisation et un moindre encombrement.



Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas, chaque canal	I _{FL}	0	250	μ A
Courant d'entrée, niveau haut, chaque canal	I _{FH}	6,3*	15	mA
Tension d'alimentation sortie	V _{CC}	4,5	5,5	V
Sortance pour chaque canal	N		8	
Température de fonctionnement	T _A	0	70	° C

Valeurs limites absolues

Température de stockage - 55° C à + 125° C
 Température de fonctionnement 0° C à + 70° C
 Température de soudage 260° C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
 Courant direct crête d'entrée par canal 30 mA (durée \leq 1 ms)
 Courant direct moyen d'entrée par canal 15 mA
 Tension d'entrée inverse par canal 5 V
 Tension d'alimentation - V_{CC} 7 V (1 mn maxi.)
 Courant de sortie - I_O (par canal) 16 mA
 Tension de sortie - V_O (par canal) 7 V
 Puissance dissipée sur le collecteur 60 mW

* Cette valeur de 6,3 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant, une bande de garde inférieure à 20%. Le seuil de commutation est au départ de 5 mA ou moins

Spécifications électriques

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I _{OH}		50	250	μA	V _{CC} = 5,5 V, V _O = 5,5 V I _F = 250 μA		3
Tension de sortie Niveau bas	V _{OL}		0,5	0,6	V	V _{CC} = 5,5 V, I _F = 5 mA I _{OL} (surcharge) = 13 mA	3	3
Courant d'alimentation Niveau haut	I _{CCH}		14	30	mA	V _{CC} = 5,5 V, I _F = 0 (pour les deux canaux)		
Courant d'alimentation Niveau bas	I _{CCL}		26	36	mA	V _{CC} = 5,5 V, I _F = 10 mA (pour les deux canaux)		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	I _{I-O}			1,0	μA	Humidité relative = 45% T _A = 25° C, t = 5s V _{I-O} = 3000 V CC		4
Résistance d'isolement	R _{I-O}		10 ¹²		Ω	V _{I-O} = 500 V, T _A = 25° C		4
Capacité entrée/sortie	C _{I-O}		0,6		pF	f = 1 MHz, T _A = 25° C		4
Tension directe d'entrée	V _F		1,5	1,75	V	I _F = 10 mA, T _A = 25° C	4	7,3
Tension inverse d'entrée	V _{BR}	5			V	I _R = 10 μA, T _A = 25° C		
Capacité d'entrée	C _{IN}		60		pF	V _F = 0, f = 1 MHz		3
Courant de fuite entre deux entrées (isolement)	I _{I-I}		0,005		μA	Humidité relative = 45% t = 5 s, V _{I-I} = 500 V		8
Résistance d'isolement entre les deux entrées	R _{I-I}		10 ¹¹		Ω	V _{I-I} = 500 V		8
Capacité entre les deux entrées	C _{I-I}		0,25		pF	f = 1 MHz		8
Rapport de transfert en courant	CTR		700		%	I _F = 5,0 mA, R _L = 100 Ω	2	6

* Toutes valeurs typiques pour V_{CC} = 5 V et T_A = 25° C

Spécification de commutation à T_A = 25° C

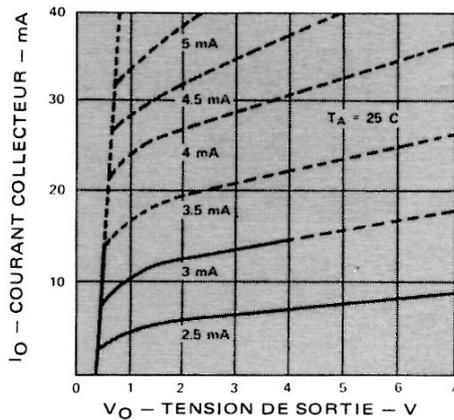
Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t _{PLH}		55	75	ns	R _L = 350 Ω, C _L = 15 pF I _F = 7,5 mA	6,7	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t _{PHL}		40	75	ns	R _L = 350 Ω, C _L = 15 pF I _F = 7,5 mA	6,7	2
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t _r , t _f		25		ns	R _L = 350 Ω, C _L = 15 pF I _F = 7,5 mA		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM _H		50		V/μs	V _{CM} = 10 V crête à crête R _L = 350 Ω V _O (min.) = 2 V I _F = 0 mA	9	5
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM _L		- 150		V/μs	V _{CM} = 10 V crête à crête R _L = 350 Ω V _O (max.) = 0,8 V I _F = 7,5 mA	9	5

Note :

Il est nécessaire de connecter un condensateur de découplage (0,01 μF à 0,1 μF céramique) entre les bornes 8 et 5. La longueur totale de la connexion entre les sorties du condensateur et les broches de l'isolateur ne doit pas dépasser 20 mm. Le défaut de condensateur risque de perturber les caractéristiques de commutation

Notes :

1. Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 3,75 mA du front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front descendant de l'impulsion de sortie
2. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 3,75 mA du front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie
3. Pour chaque canal
4. Mesuré entre les broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et les broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
5. L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front montant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2$ V). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front descendant de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8$ V)
6. Le rapport de transfert en courant continu est défini comme le rapport entre le courant de sortie et le courant direct à l'entrée en %
7. A 10 mA, V_F décroît de 1,6 mV/° C en fonction de l'accroissement de température
8. Mesuré entre les bornes 1 et 2 d'une part et 3, 4 d'autre part court-circuitées



Note : Les courbes en traits interrompus correspondent au fonctionnement en impulsions

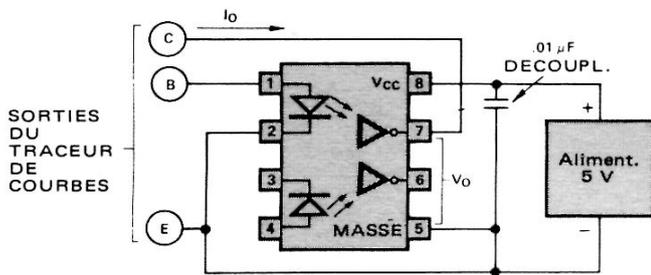


FIGURE 2 – Caractéristiques de transfert de l'isolateur

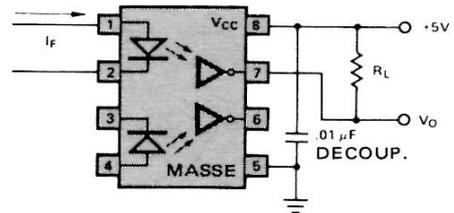
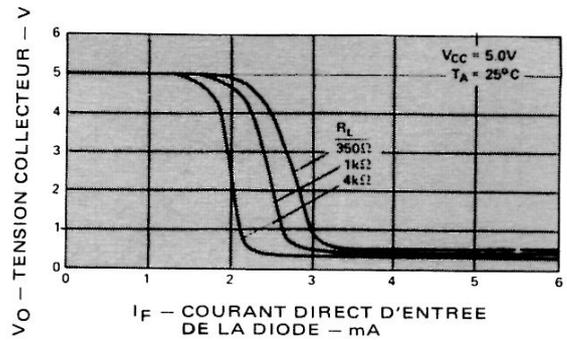


FIGURE 3 – Caractéristiques entrée/sortie

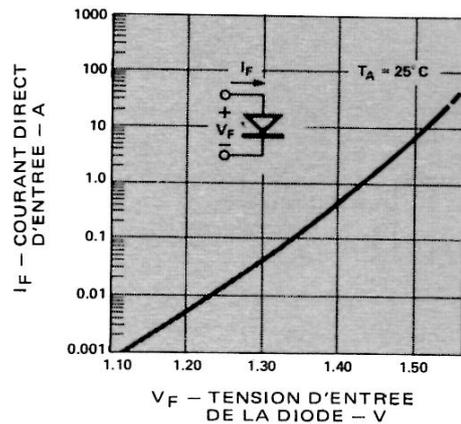


FIGURE 4 – Caractéristiques d'entrée de la diode

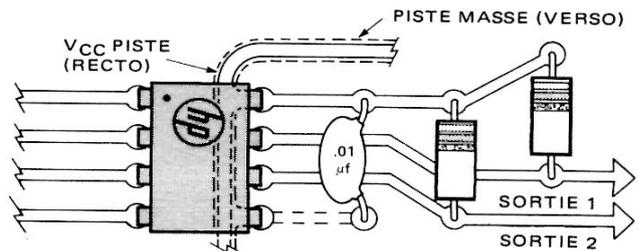
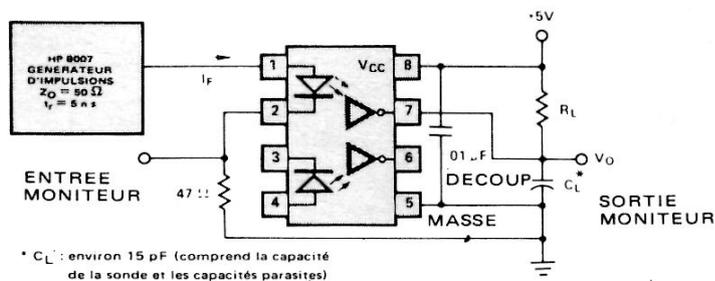


FIGURE 5 – Implantation recommandée sur circuit imprimé



* C_L : environ 15 pF (comprend la capacité de la sonde et les capacités parasites)

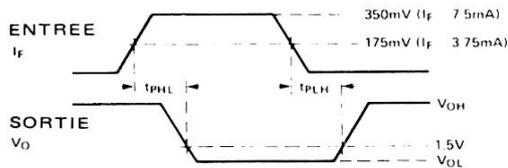


FIGURE 6 – Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH}

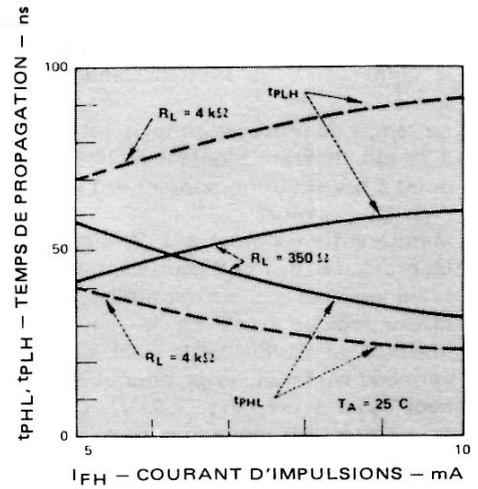


FIGURE 7 – Temps de propagation t_{PLH} et t_{PHL} en fonction du courant d'impulsion

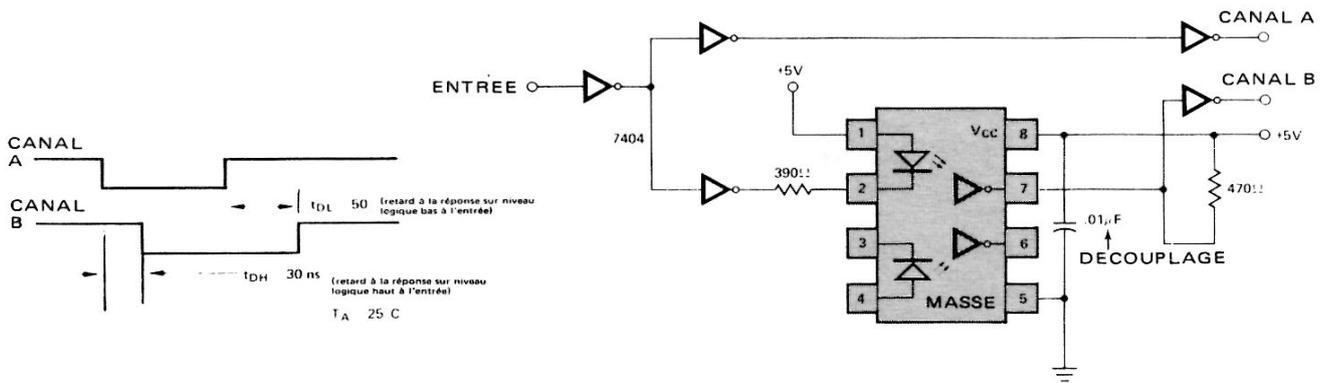


FIGURE 8 – Retard entre portes TTL

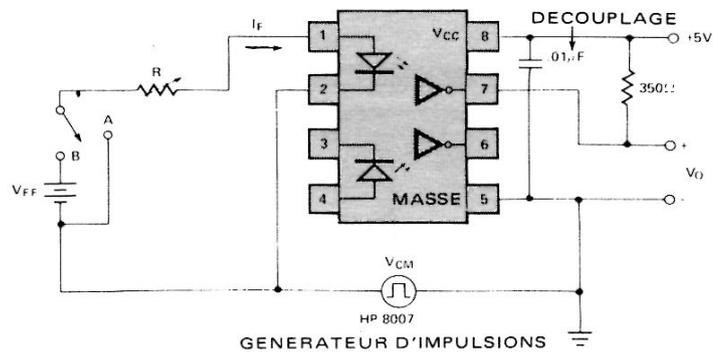
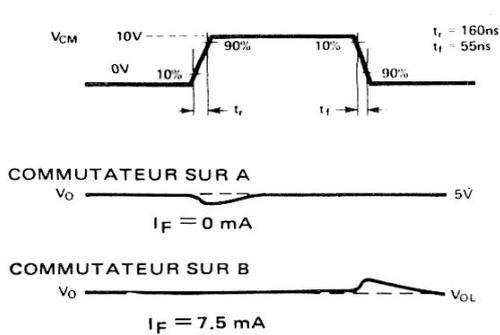


FIGURE 9 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



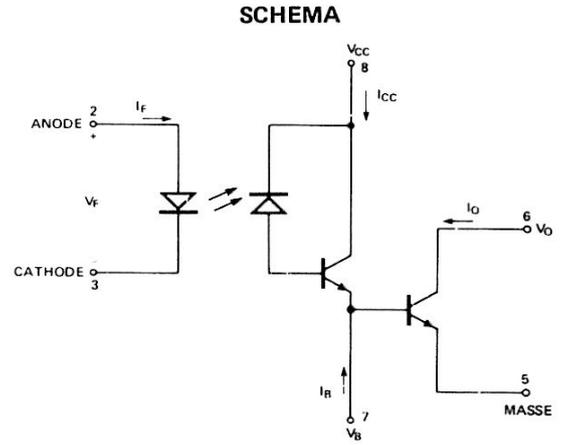
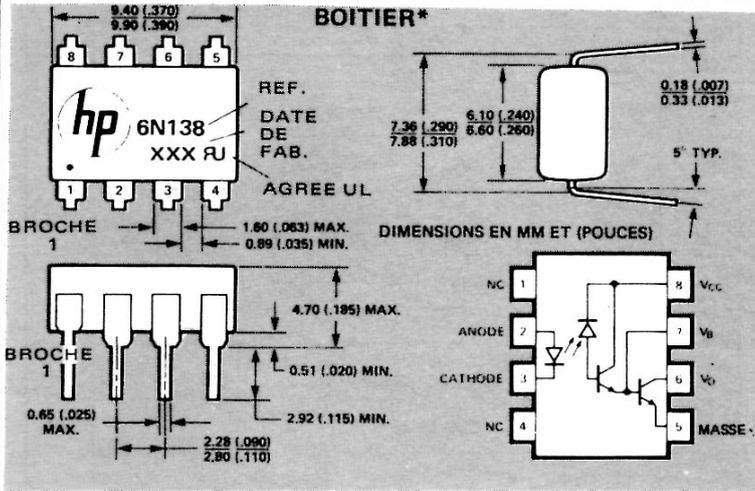
HEWLETT
PACKARD

COMPOSANTS

PHOTOCOUPLEURS A FAIBLE COURANT D'ENTRÉE ET GRAND GAIN

6N138
6N139

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- GRAND RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT 800% TYPIQUE
- FAIBLE COURANT D'ENTRÉE - 0,5 mA
- SORTIE COMPATIBLE TTL - $V_{OL} = 0,1 V$
- TENSION D'ISOLEMENT - 3000 V_{CC}
- FORTE REJECTION EN MODE COMMUN - 500 V/ μs
- PERFORMANCES GARANTIES DE 0° C à 70° C
- CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE PERMETTANT D'AJUSTER LE GAIN ET LA LARGEUR DE BANDE
- FORT COURANT DE SORTIE - 60 mA
- FONCTIONNEMENT DU CC A 1 Mbit/s
- AGREE UL

Description

Ces isolateurs à grand gain, constitués par une DEL et un détecteur de photon à grand gain, ont une tension d'isolement entrée/sortie de 3000 V_{CC}, une immunité contre les transitoires en mode commun de 500 V/ μs et un très grand rapport de transfert en courant entrée/sortie. Des broches différentes pour les circuits de la photodiode et de l'étage de sortie permettant des tensions de saturation compatibles TTL et une très grande vitesse. Le circuit de sortie peut être câblé en darlington classique en reliant les sorties V_{CC} et V_O (broches 8 et 6). La base accessible permet le réglage gain-largeur de bande.

Le 6N139 est prévu pour être utilisé dans les circuits de faible puissance (CMOS-LTTL), son rapport de transfert de 400% est garanti dans la plage 0-70° C sous 0,5 mA de courant de DEL seulement.

Le 6N138 est particulièrement destiné aux circuits TTL. Le rapport de transfert est de 300% minimum dans la plage 0-70° C pour un courant de DEL de 1,6 mA

*Normes JEDEC

(sortance 1). Ce rapport permet d'utiliser conjointement une unité logique à l'état haut et une unité logique à l'état bas avec une résistance d'alimentation de 2,2 k Ω .

Applications

- Isolement de la masse de la plupart des familles de circuits logiques : TTL/TTL, CMOS/TTL, CMOS/CMOS, LTTL/TTL, CMOS/LTTL
- Récepteurs de ligne à faible courant d'entrée
Ligne longue ou ligne d'abonnés à plusieurs postes
- Récepteur de ligne
- Détecteur d'appel téléphonique
- Indicateur d'état sur ligne
Faible puissance dissipée à l'entrée
- Systèmes de faible puissance
Isolement de la masse

Valeurs limites absolues

Température de stockage -55° C à +125° C
Température de fonctionnement 0° C à +70° C
Température de soudage 260° C pendant 10 s
(à 1,6 mm du plan de base)

Courant d'entrée moyen - I_F 20 mA (1)

Courant d'entrée crête - I_F 40 mA
(facteur de forme 50%, largeur d'impulsion 1 ms)

Courant d'entrée crête sur transitoires - I_F 1,0 A
(largeur d'impulsion $\leq 1 \mu s$, 300 périodes/s)

Tension d'entrée inverse - V_R 5 V

Puissance dissipée à l'entrée 35 mW (2)

Courant de sortie - I_O (broche 6) 60 mA (3)

Tension inverse émetteur-base (broche 5-7) 0,5 V

Tension d'alimentation et de sortie -

V_{CC} (broche 8-5), V_O (broche 6-5) :

6N138 -0,5 à 7 V

6N139 -0,5 à 18 V

Dissipation de puissance en sortie 100 mW (4)

Voir notes, page suivante

Spécifications électriques

($T_A = 0^\circ \text{C}$ à 70°C , sauf spécifications contraires)

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	6N139	400 500	800 900		%	$I_F = 0,5 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$ $I_F = 1,6 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	3	5, 6
		6N138	300	600		%	$I_F = 1,6 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
Tension de sortie niveau bas	V_{OL}	6N139		0,1 0,1 0,2	0,4 0,4 0,4	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, I_O = 6,4 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$ $I_F = 5 \text{ mA}, I_O = 15 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$ $I_F = 12 \text{ mA}, I_O = 24 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	1, 2	6
		6N138		0,1	0,4	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, I_O = 4,8 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
Tension de sortie niveau haut	I_{OH} *	6N139		0,05	100	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 18 \text{ V}$		6
		6N138		0,1	250	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 7 \text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau bas	I_{CCL}			0,2		mA	$I_F = 1,6 \text{ mA}, V_O = \text{ouvert}, V_{CC} = 5 \text{ V}$		6
Courant d'alimentation niveau haut	I_{CCH}			10		nA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = \text{ouvert}, V_{CC} = 5 \text{ V}$		6
Tension directe d'entrée	V_F *			1,4	1,7	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, T_A = 25^\circ \text{C}$	4	
Tension inverse à l'entrée	V_{BR} *		5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}, T_A = 25^\circ \text{C}$		
Coefficient de température de la tension à l'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1,8		mV/°C	$I_F = 1,6 \text{ mA}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	$f = 1 \text{ MHz}, V_F = 0$		
Courant de fuite entrée-sortie	I_{I-O} *				1,0	μA	Humidité relative = 45%, $T_A = 25^\circ \text{C}$ $t = 5 \text{ s}, V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		7
Résistance d'isolement entrée-sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V CC}$		7
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}			0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		7

* Normes JEDEC

** Toutes valeurs typiques pour $T_A = 25^\circ \text{C}$ et $V_{CC} = 5 \text{ V}$, sauf mentions contraires

Spécifications de commutation

à $T_A = 25^\circ \text{C}$

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL} *	6N139		5 0,2	25 1	μs	$I_F = 0,5 \text{ mA}, R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ $I_F = 12 \text{ mA}, R_L = 270 \Omega$	9	6, 8
		6N138		1	10	μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH} *	6N139		5 1	60 7	μs	$I_F = 0,5 \text{ mA}, R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ $I_F = 12 \text{ mA}, R_L = 270 \Omega$	9	6, 8
		6N138		4	35	μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H			500		V/ μs	$I_F = 0 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega, R_{CC} = 0$ $ V_{cm} = 10 \text{ V}$ crête à crête	10	9, 10
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L			-500		V/ μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega, R_{CC} = 0$ $ V_{cm} = 10 \text{ V}$ crête à crête	10	9, 10

* Normes JEDEC

Notes :

- Varie linéairement de $0,4 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,7 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,7 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 25°C à l'air libre
- Varie linéairement de $2 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 25°C à l'air libre
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN CC est défini comme le rapport entre le courant collecteur, I_O , en sortie et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL en %
- Broche 7 non connectée
- Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesure effectuée entre broches 1, 2, 3, 4 et broches 5, 6, 7, 8 court-circuitées
- Le branchement d'une résistance entre les broches 5 et 7 diminuera le gain et le temps de transition (voir Note d'Application AN 951-1)
- L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau logique haut, est le rapport dV_{cm}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{cm} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2 \text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun, au niveau bas, est le rapport dV_{cm}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière, V_{cm} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$)
- Pour les applications où dV/dt risque de dépasser $50000 \text{ V}/\mu\text{s}$ (décharges statiques par exemple), une résistance de protection, R_{CC} , doit être ajoutée pour protéger le détecteur contre les pointes de courant pouvant le détruire. Valeur recommandée de cette résistance :

$$R_{CC} \cong \frac{1 \text{ (V)}}{0,15 I_F \text{ (mA)}} \text{ (en k}\Omega\text{) (voir Fig. 10)}$$

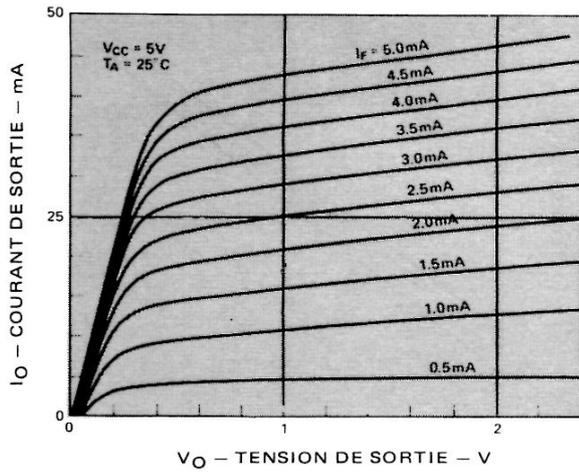


FIGURE 1 – Caractéristiques de transfert en courant continu – 6N139

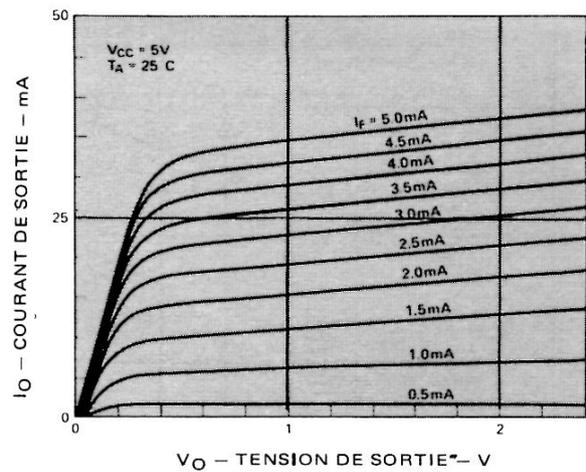


FIGURE 2 – Caractéristiques de transfert en courant continu – 6N138

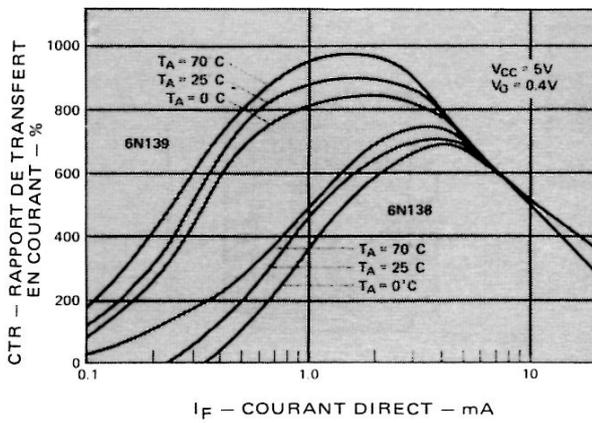


FIGURE 3 – Rapport de transfert en courant en fonction du courant direct

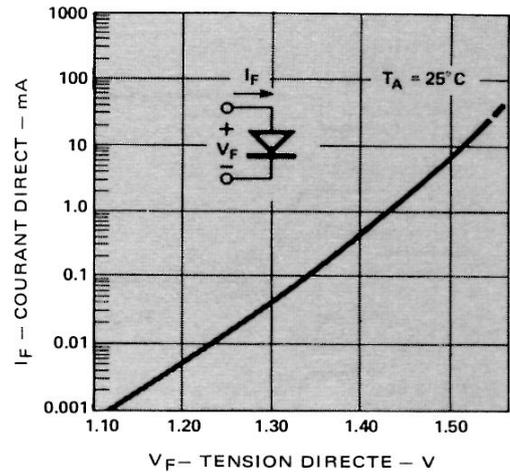


FIGURE 4 – Courant direct de la diode d'entrée en fonction de la tension directe

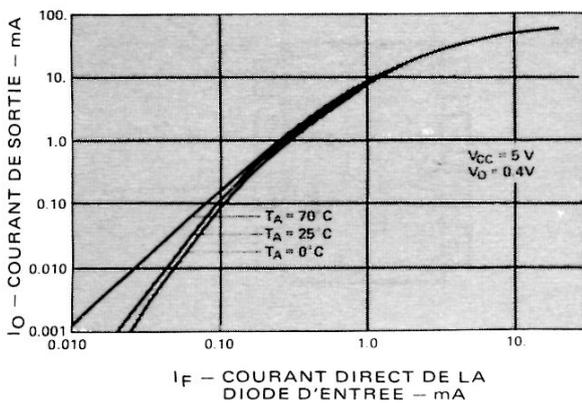


FIGURE 5 – Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée – 6N139

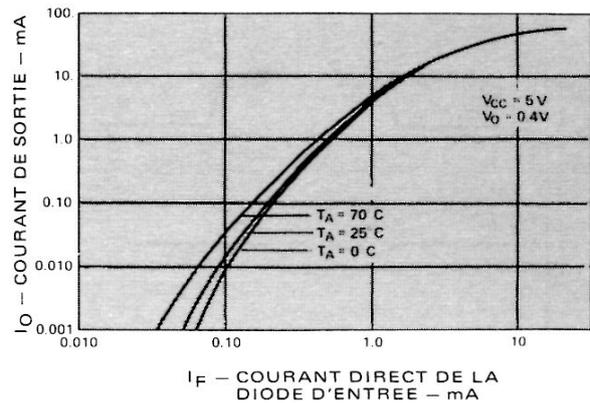


FIGURE 6 – Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée – 6N138

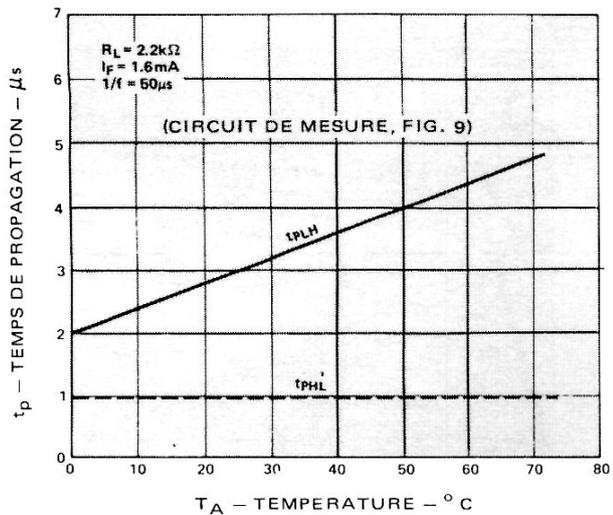


FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la température

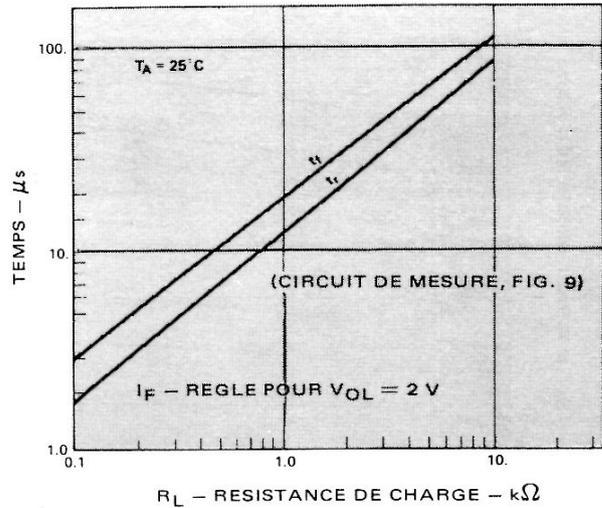


FIGURE 8 – Temps de montée et de descente en régime non saturé en fonction de la résistance de charge

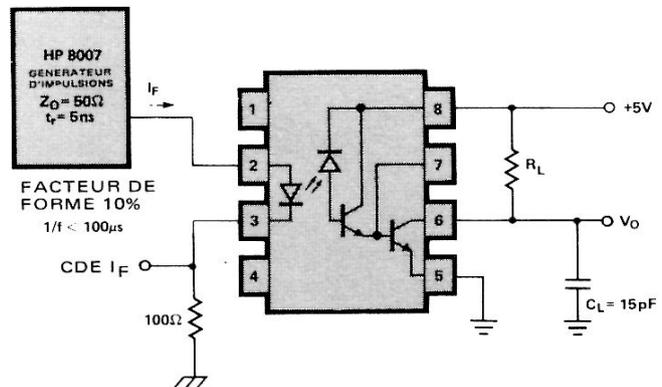
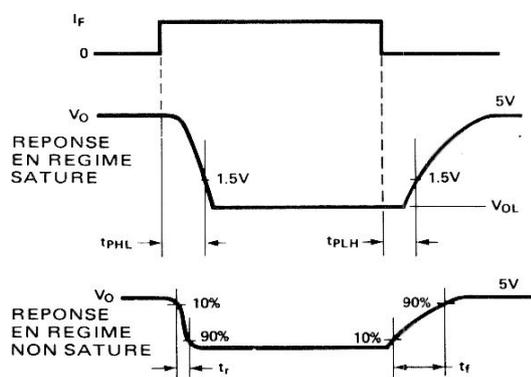


FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation

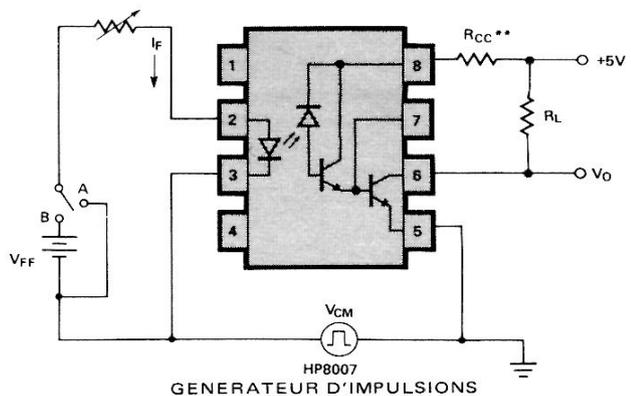
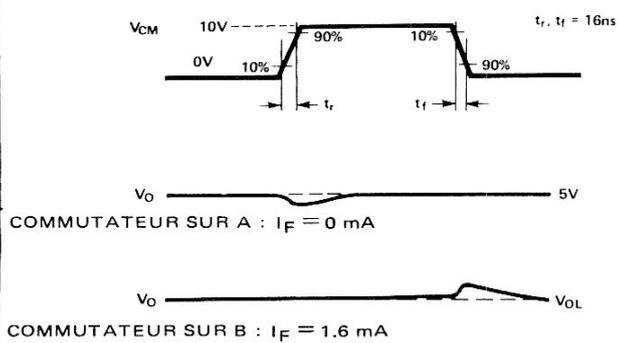
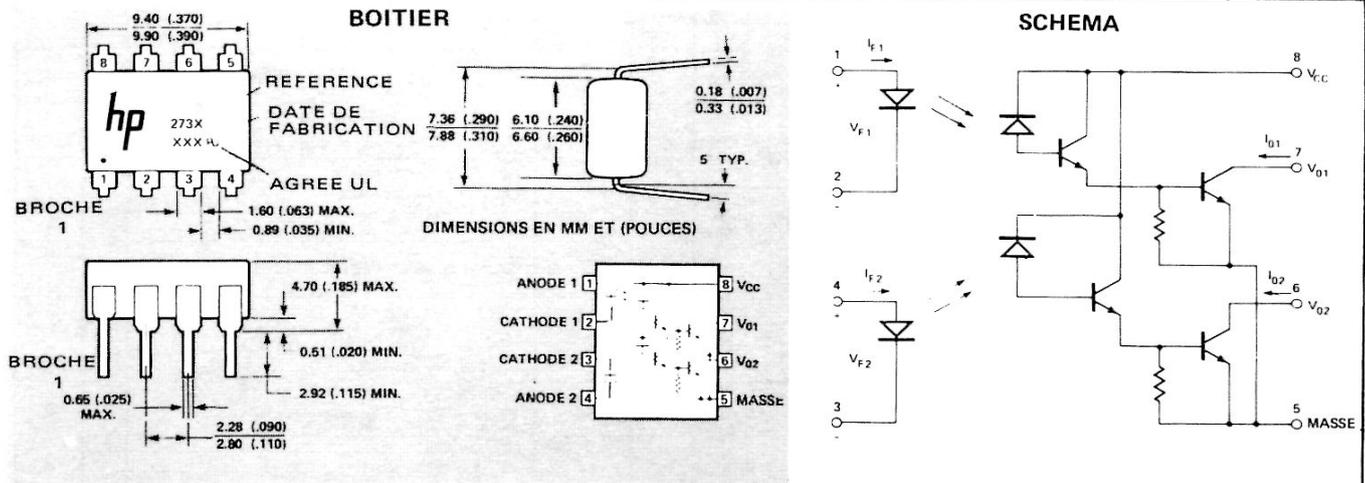


Figure 10 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



Particularités

- **RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT IMPORTANT – 1000% TYPIQUE**
- **FAIBLE COURANT D'ENTRÉE – 0,5 mA**
- **FAIBLE TENSION DE SATURATION EN SORTIE – 1,0 V TYPIQUE**
- **BOITIER HAUTE DENSITE**
- **TENSION D'ISOLEMENT 3000 VCC**
- **PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE 0° C à 70° C**
- **FORTE REJECTION EN MODE COMMUN**
- **VITESSE 200 Kbit/s**
- **SORTANCE ELEVEE**
- **AGREE UL (DOSSIER N° E55361)**

Applications

- **Isolément de masse entre circuits logiques**
- **Détecteur d'appel téléphonique**
- **Récepteur de ligne**
- **Récepteur de ligne à faible courant d'entrée – Lignes à longue distance ou d'abonnés**
- **Isolément bus/microprocesseur**
- **Détecteur de polarité**
- **Changement de niveau**
- **Indicateur d'état sur ligne – Faible puissance dissipée à l'entrée**

Description

Les isolateurs HCPL-2730 et -2731 à deux canaux sont constitués par deux DEL indépendantes couplées optiquement chacune à un détecteur de photon intégré à grand gain. Ils ont un très grand rapport de transfert en courant, un isolement entrée/sortie de 3000 V et une très bonne immunité contre les transitoires. L'alimentation indépendante des photo-diodes et des préamplificateurs permet le fonctionnement sous une plus faible tension de saturation en sortie et à une plus grande vitesse de transmission qu'avec un photo-darlington classique. L'entrée V_{CC} peut être échantillonnée au niveau bas pour invalider la sortie. La tension V_{CC} peut descendre à 1,6 V sans affecter les performances.

Le fonctionnement garanti sous de faibles courants et le grand rapport de transfert en courant (CTR) limitent l'amplitude et les effets de la dégradation du rapport de transfert dans le temps.

Les performances remarquables de cet amplificateur du type «split darlington» sont dues à l'intégration d'une résistance émetteur-base qui dérive le courant de fuite de la photo-diode et du premier transistor vers la masse.

Le HCPL-2731 a un rapport de transfert de courant minimal de 400% pour un courant d'entrée de 0,5 mA seulement, ce qui permet son attaque par circuits MOS ou CMOS, de l'utiliser comme interface pour des logiques faible puissance ou avec le système de transmission de données RS232C/V24. Son rapport de transfert en courant et la possibilité de lui faire débiter un fort courant en sortie lui donnent une sortance importante. Sa tension d'alimentation (V_{CC}) et de sortie (V_O) peuvent atteindre 18 V selon les spécifications; son courant résiduel au niveau bas (I_O) est très faible, ce qui garantit sa compatibilité avec les systèmes logiques CMOS haute tension.

Le HCPL-2730 est spécifié pour un courant d'entrée de 1,6 mA et une tension V_{CC} et V_O de 7 V. Son CTR de 300% minimal permet de l'utiliser comme interface TTL/TTL avec seulement 1,6 mA à l'entrée.

Les spécifications importantes, telles que le CTR, le courant résiduel et la tension de saturation en sortie, sont garanties entre 0° C et 70° C pour assurer un fonctionnement sûr.

Spécifications électriques

(dans la plage de température $T_A = 0^\circ \text{C}$ à 70°C , sauf mentions contraires)

Paramètre	Symb.	Réf. HCPL-	Min.	Typ.*	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	2731	400	1000		%	$I_F = 0,5 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	2	6,7
			500	1100		%	$I_F = 1,6 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
		2730	300	1000		%	$I_F = 1,6 \text{ mA}, V_O = 0,4 \text{ V}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	2	
Tension logique niveau bas	V_{OL}	2731		0,1	0,4	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, I_O = 8 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$	1	6
				0,1	0,4	V	$I_F = 5 \text{ mA}, I_O = 15 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
				0,2	0,4	V	$I_F = 12 \text{ mA}, I_O = 24 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$		
	2730		0,1	0,4	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, I_O = 4,8 \text{ mA}, V_{CC} = 4,5 \text{ V}$			
Courant logique niveau haut	I_{OH}	2731		0,005	100	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 18 \text{ V}$		6
		2730		0,01	250	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = V_{CC} = 7 \text{ V}$		
Courant d'alimentation niveau logique bas	I_{CCL}	2731		1,2		mA	$I_{F1} = I_{F2} = 1,6 \text{ mA}$		
		2730		0,9		mA	$V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}$		
Courant d'alimentation niveau logique haut	I_{CCH}	2731		5		nA	$I_{F1} = I_{F2} = 0 \text{ mA}$		
		2730		4		nA	$V_{O1} = V_{O2} = \text{ouvert}$		
Tension directe d'entrée	V_F			1,4	1,7	V	$I_F = 1,6 \text{ mA}, T_A = 25^\circ \text{C}$	4	6
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1,8		mV/°C	$I_F = 1,6 \text{ mA}$		6
Capacité d'entrée	C_{in}			60		pF	$f = 1 \text{ MHz}, V_F = 0$		6
Courant de fuite entrée/sortie	I_{I-O}				1,0	μA	Humidité relative 45%, $T_A = 25^\circ \text{C}$ $t = 5 \text{ s}, V_{I-O} = 3000 \text{ V}_{CC}$		8
Résistance entrée/sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V}_{CC}$		8
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}			0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		8
Courant de fuite entrée/entrée	I_{I-I}			0,005		μA	45% d'humidité relative, $V_{I-I} = 500 \text{ V}$		9
Résistance entrée/entrée	R_{I-I}			10^{11}		Ω	$V_{I-I} = 500 \text{ V}_{CC}$		9
Capacité entrée/entrée	C_{I-I}			0,25		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		9
Tension de claquage inv.	B_{VR}		5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}, T_A = 25^\circ \text{C}$		

* Toutes valeurs typiques à $T_A = 25^\circ \text{C}$

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ \text{C}$

Paramètre	Symb.	Réf. HCPL-	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}	2731		25	100	μs	$I_F = 0,5 \text{ mA}, R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$	9	
		2730/1		5	20	μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ $I_F = 12 \text{ mA}, R_L = 270 \Omega$		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}	2731		20	60	μs	$I = 0,5 \text{ mA}, R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$	9	
		2730/1		10	35	μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ $I_F = 12 \text{ mA}, R_L = 270 \Omega$		
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM_H			500		V/ μs	$I_F = 0 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ $ V_{CM} = 10 \text{ V}_{c\text{-à-c}}$	10	10,11
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM_L			-500		V/ μs	$I_F = 1,6 \text{ mA}, R_L = 2,2 \text{ k}\Omega$ $ V_{CM} = 10 \text{ V}_{c\text{-à-c}}$	10	10,11

Notes :

- Varie linéairement de $0,5 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,9 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,6 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 35°C à l'air libre
- La broche 5 doit être au potentiel le plus négatif par rapport au détecteur
- Varie linéairement de $1,7 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 35°C à l'air libre. La puissance de sortie correspond à la puissance de sortie sur le collecteur plus la puissance d'alimentation
- Pour chaque canal
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est le rapport entre le courant collecteur en sortie et le courant direct, I_F , traversant la DEL en %
- Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesures faites entre broches 1, 2, 3 et 4 court-circuitées et broches 5, 6, 7 et 8 court-circuitées
- Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et 3 et 4 court-circuitées
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{CM}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2 \text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique bas est le rapport dV_{CM}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$)

Valeurs limites absolues

Température de stockage -55°C à $+125^{\circ}\text{C}$
 Température de fonctionnement -40°C à $+85^{\circ}\text{C}$
 Température de soudage 260°C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
 Courant moyen d'entrée - I_F
 (chaque canal) 20 mA (1)
 Courant crête d'entrée - I_F
 (chaque canal) 40 mA
 (facteur de forme 50%, impulsion de 1 ms)
 Tension inverse d'entrée - V_R
 (chaque canal) 5 V

Puissance dissipée à l'entrée
 (chaque canal) 35 mW (2)
 Courant de sortie - I_O
 (chaque canal) 60 mA (3)
 Tension d'alimentation de sortie - V_{CC} (broche 8-5),
 V_O (broches 7, 6-5) (4) :
 HCPL-2730 $-0,5$ à 7 V
 HCPL-2731 $-0,5$ à 18 V
 Puissance dissipée en sortie
 (chaque canal) 100 mW (5)

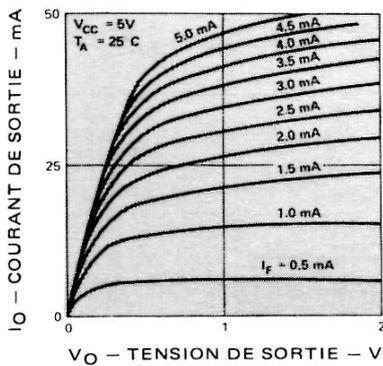


FIGURE 1 - Caractéristiques de transfert en courant continu

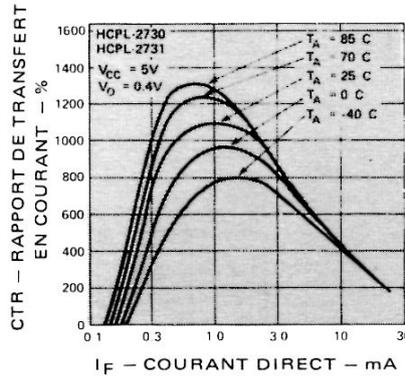


FIGURE 2 - Rapport de transfert en courant en fonction du courant direct

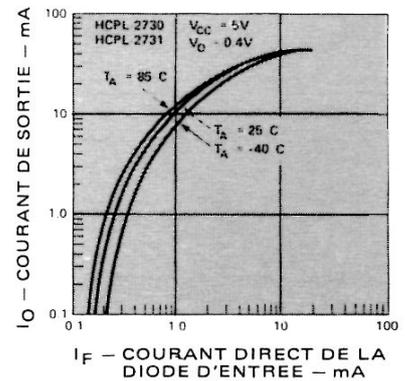


FIGURE 3 - Courant de sortie en fonction du courant direct de la diode d'entrée

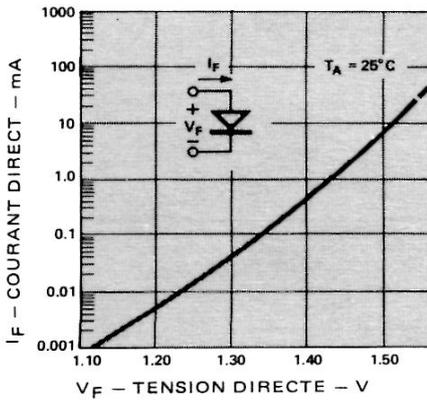


FIGURE 4 - Courant direct de la diode d'entrée en fonction de la tension directe

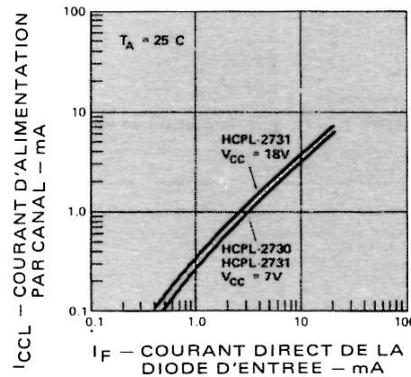


FIGURE 5 - Courant d'alimentation par canal en fonction du courant direct de la diode d'entrée

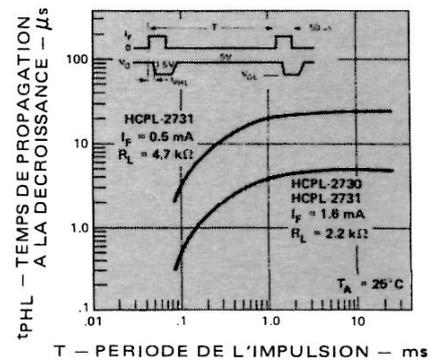


FIGURE 6 - Temps de propagation à la décroissance en fonction de la période des impulsions

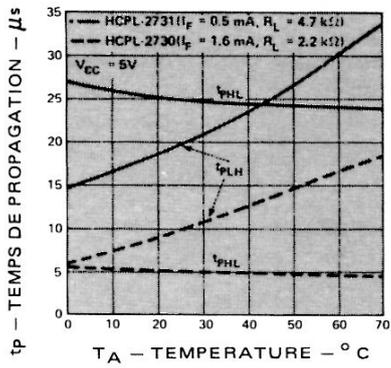


FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la température

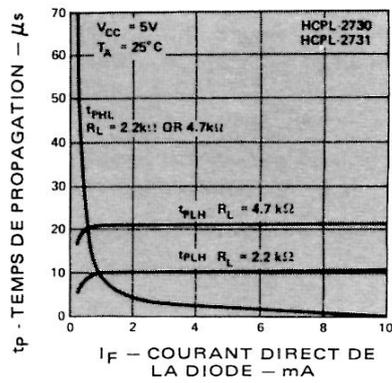


FIGURE 8 – Temps de propagation en fonction du courant direct d'entrée (diode)

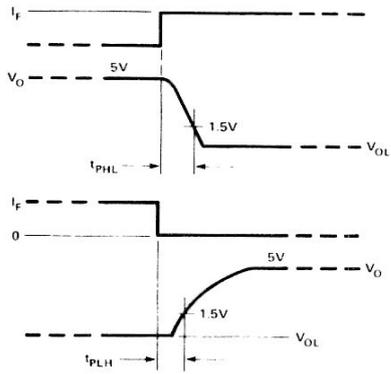


FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation

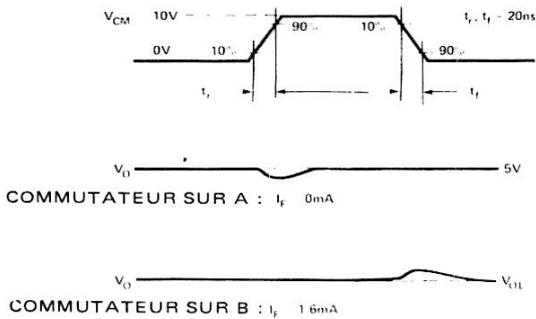
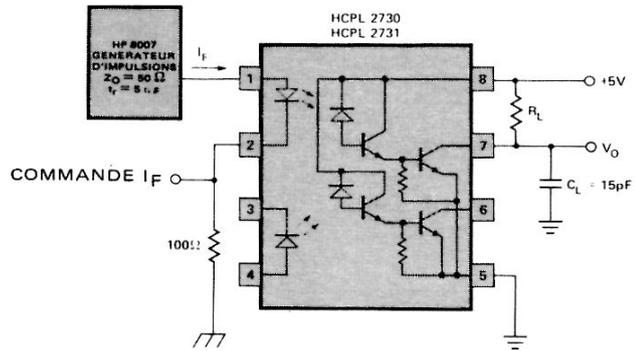
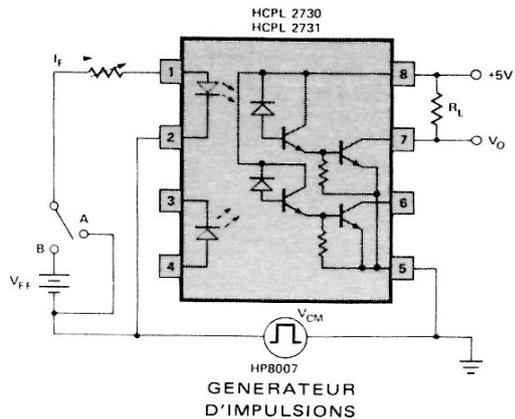
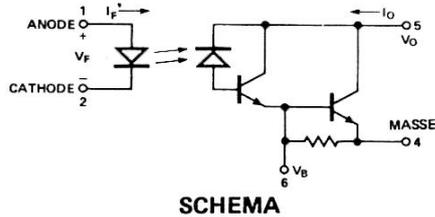


FIGURE 10 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques





Particularités

- GRAND RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT – 1000% TYPIQUE
- FAIBLE COURANT D'ENTRÉE – 0,5 mA
- TENSION D'ISOLEMENT 3000 V_{CC}
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE 0° C ET 70° C
- AGREE UL (N° E55361)
- RESISTANCE BASE-EMETTEUR INTEGREE REDUISANT LES PERTES EN SORTIE
- SORTIE PERMETTANT D'AJUSTER LE RAPPORT GAIN/BANDE PASSANTE
- TRES FORT TAUX DE REJECTION EN MODE COMMUN

Description

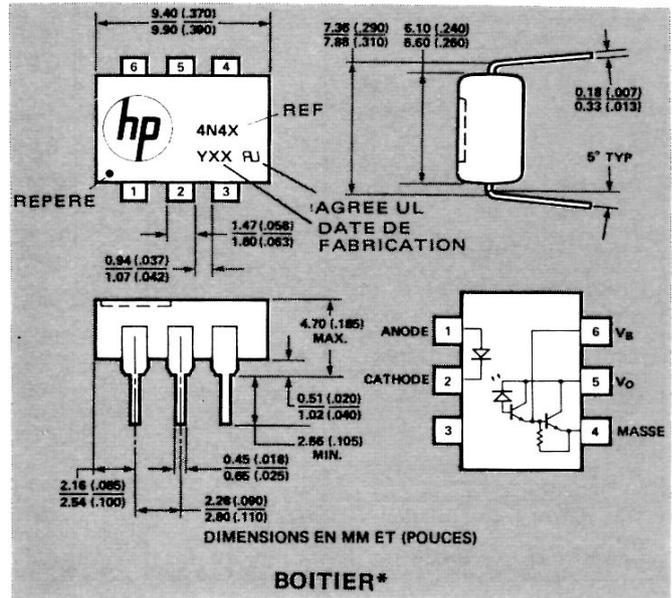
Les optocoupleurs 4N45 et 4N46 sont constitués par une DEL au GaAsP couplée optiquement à un photodétecteur intégré à grand gain.

Leurs excellentes performances en fonction de la température sont dues à la résistance de dérivation intégrée, placée entre base et émetteur du transistor de sortie, qui dévie les courants de fuite du premier étage vers la masse. L'accès possible à la base du second étage permet d'améliorer la rejection du bruit par rapport à un photodarlington classique, ou d'appliquer une réaction. Le rapport gain/bande passante ou le seuil en fonction du courant d'entrée peuvent être ajustés à l'aide d'une résistance ou d'une capacité branchée sur la sortie correspondant à la base.

Le très grand rapport de transfert en courant, pour de très faibles niveaux d'entrée, permet de réaliser des circuits pour lesquels on peut conserver une marge de sécurité importante pour compenser la dégradation du rapport de transfert dans le temps.

Le photocopieur 4N46 a un rapport de transfert de 350% pour un courant d'entrée de 0,5 mA seulement : il est parfaitement adapté à l'interface des circuits MOS, CMOS ou logiques à faible puissance. La tension inverse minimale de 20 V que supporte le transistor de sortie et le faible courant de fuite maximal garanti (I_{OH}) sous 18 V le rendent compatible avec les circuits logiques CMOS haute tension.

Le photocopieur 4N45 a un rapport de transfert de 250% pour 1 mA à l'entrée. Sa tension inverse minimale est de 7 V.



Applications

- Détecteur d'appel téléphonique
- Isolement de la masse en logique numérique
- Récepteur de ligne à faible courant d'entrée
- Indicateur d'état de la tension sur une ligne
Faible puissance dissipée par le circuit d'entrée
- Interface circuit logique/relais Reed
- Décalage de niveau
- Interface entre logiques de différentes familles

Valeurs limites absolues

Température de stockage	- 55° C à + 125° C
Température de fonctionnement	- 40° C à + 70° C
Température de soudage	260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant d'entrée moyen – I_F	20 mA (1)
Courant d'entrée crête – I_F	40 mA (facteur de forme 50%, impulsions de 1 ms)
Courant crête sur transitoires à l'entrée – I_F	1,0 A (largeur d'impulsion $\leq 1 \mu s$, 300 mp/s)
Tension inverse à l'entrée – V_R	5 V
Dissipation en puissance à l'entrée	35 mW (2)
Courant de sortie – I_O (broche 5)	60 mA (3)
Tension inverse base-émetteur (broches 4-6)	0,5 V
Tension de sortie – V_O (broches 5-4)	
4N45	- 0,5 à 7 V
4N46	- 0,5 à 20 V
Dissipation de puissance en sortie	100 mW (4)

* Normes JEDEC

Voir notes, page suivante

Spécifications électriques

(pour la gamme de température $T_A = 0^\circ \text{C}$ à 70°C , sauf mention contraire)

Paramètre	Symb.	Réf.	Min.	Typ**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	4N46	350 500 200	1500 1500 600		%	$I_F = 0,5 \text{ mA}, V_O = 1,0 \text{ V}$ $I_F = 1,0 \text{ mA}, V_O = 1,0 \text{ V}$ $I_F = 10 \text{ mA}, V_O = 1,2 \text{ V}$	4	5, 6
		4N45	250 200	1200 500		%	$I_F = 1,0 \text{ mA}, V_O = 1,0 \text{ V}$ $I_F = 10 \text{ mA}, V_O = 1,2 \text{ V}$		
Tension logique niveau bas en sortie	V_{OL}	4N46		0,90 0,92 0,95	1,0 1,0 1,2	V	$I_F = 0,5 \text{ mA}, I_{OL} = 1,75 \text{ mA}$ $I_F = 1,0 \text{ mA}, I_{OL} = 5,0 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}, I_{OL} = 20 \text{ mA}$		6
		4N45		0,90 0,95	1,0 1,2	V	$I_F = 1,0 \text{ mA}, I_{OL} = 2,5 \text{ mA}$ $I_F = 10 \text{ mA}, I_{OL} = 20 \text{ mA}$		
Courant logique niveau haut en sortie	I_{OH}^*	4N46		0,001	100	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = 18 \text{ V}$		6
		4N45		0,001	250	μA	$I_F = 0 \text{ mA}, V_O = 5 \text{ V}$		
Tension directe d'entrée	V_F^*			1,4	1,7	V	$I_F = 1,0 \text{ mA}, T_A = 25^\circ \text{C}$	1	
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1,8		$\text{mV}/^\circ \text{C}$	$I_F = 1,0 \text{ mA}$		
Tension inverse à l'entrée	BV_R^*		5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}, T_A = 25^\circ \text{C}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}			60		pF	$f = 1 \text{ MHz}, V_F = 0$		
Courant de fuite entrée/sortie (isolement)	I_{I-O}^*				1,0	μA	Humidité relative 45%, $T_A = 25^\circ \text{C}, t = 5 \text{ s},$ $V_{I-O} = 3000 \text{ V CC}$		7
Résistance entrée/sortie	R_{I-O}			10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V CC}$		7
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}			0,6		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		7

Spécification de commutation à $T_A = 25^\circ \text{C}$

Paramètre	Symb.	Min.	Typ**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		80		μs	$I_F = 1,0 \text{ mA}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$	8	6, 8
	t_{PHL}^*		5	50	μs	$I_F = 10 \text{ mA}, R_L = 220 \Omega$		
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		1500		μs	$I_F = 1,0 \text{ mA}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$	8	6, 8
	t_{PLH}^*		150	500	μs	$I_F = 10 \text{ mA}, R_L = 220 \Omega$		
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CMH		500		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 0 \text{ mA}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $ V_{cm} = 10 \text{ V c-à-c}$	9	9
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CML		-500		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_F = 1,0 \text{ mA}, R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $ V_{cm} = 10 \text{ V c-à-c}$	9	9

* Normes JEDEC

** Toutes valeurs typiques pour $T_A = 25^\circ \text{C}$, sauf mentions contraires

Notes :

- Varie linéairement de $0,4 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,7 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 50°C à l'air libre
- Varie linéairement de $0,8 \text{ mA}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 25°C à l'air libre
- Varie linéairement de $1,5 \text{ mW}/^\circ \text{C}$ au-dessus de 25°C à l'air libre
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN CC est défini comme le rapport entre le courant collecteur, I_O , en sortie et le courant direct d'entrée, I_F , de la DEL, en %
- Broche 6 non connectée
- Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesures faites entre broches 1, 2, 3 et 4, 5, 6 court-circuitées
- Le branchement d'une résistance entre les broches 4 et 6 diminuera le gain et le temps de transition (voir Figures 10 et 12)
- L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau logique haut est le rapport dV_{cm}/dt positif maximal admissible sur le front avant de l'impulsion en mode commun, V_{cm} , pour que la sortie reste à l'état haut (c'est-à-dire, $V_O > 2,5 \text{ V}$). L'immunité contre les transitoires en mode commun au niveau bas est le rapport dV_{cm}/dt négatif maximal admissible sur le front arrière de l'impulsion en mode commun, V_{cm} , pour que la sortie reste à l'état bas (c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$)

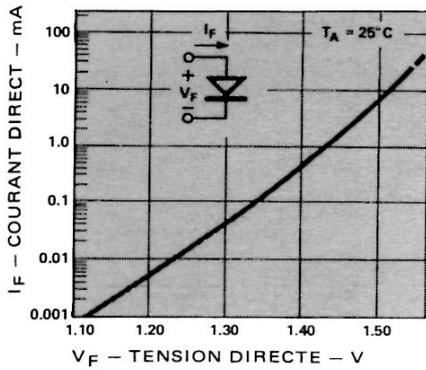


FIGURE 1 – Courant direct d'entrée de la diode en fonction de la tension directe

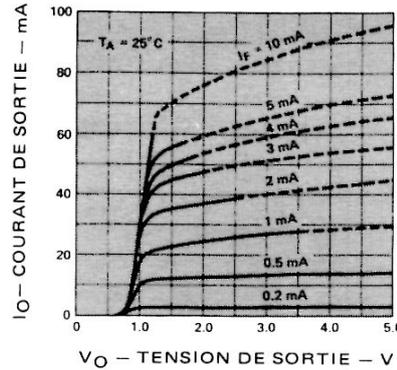


FIGURE 2 – Caractéristique de transfert typique en courant continu

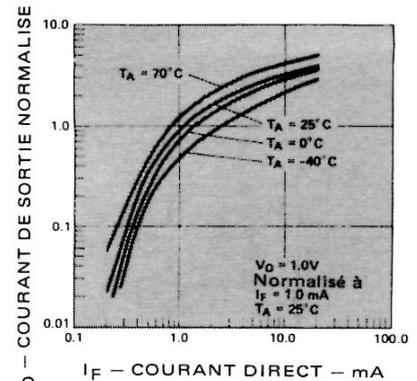


FIGURE 3 – Courant de sortie en fonction du courant à l'entrée

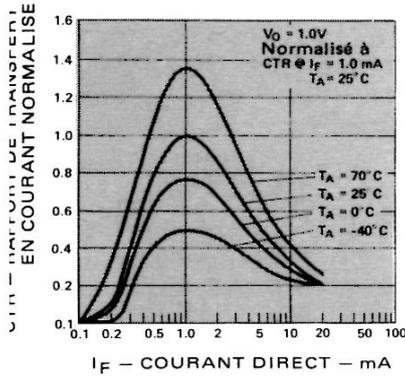


FIGURE 4 – Rapport de transfert en courant en fonction du courant d'entrée

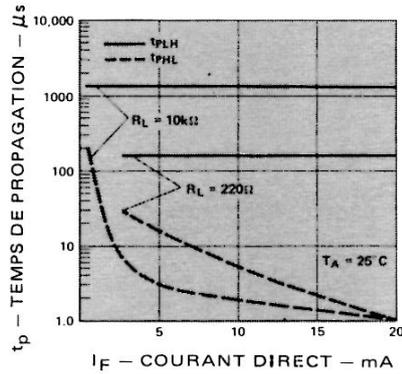


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction du courant direct

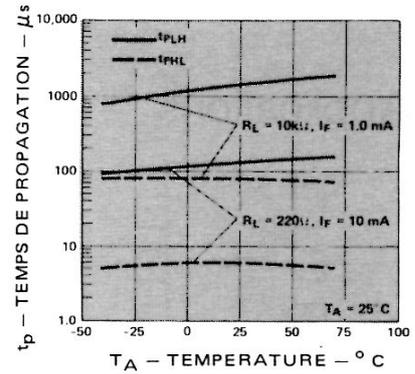


FIGURE 6 – Temps de propagation en fonction de la température

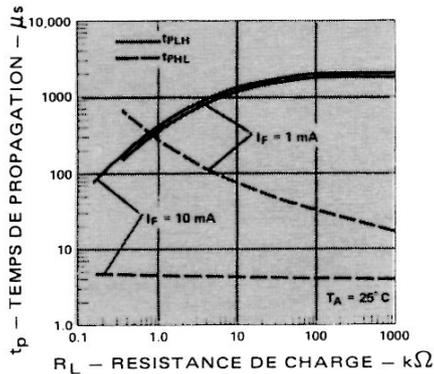


FIGURE 7 – Temps de propagation en fonction de la résistance de charge

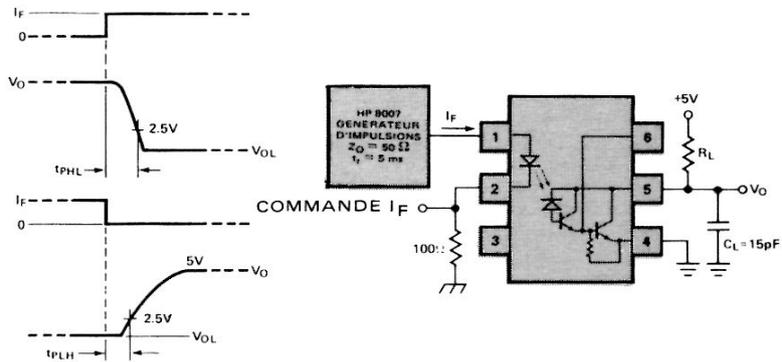


FIGURE 8 – Circuit de mesure en commutation

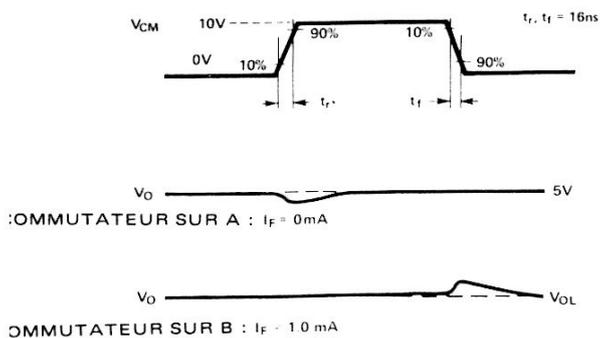
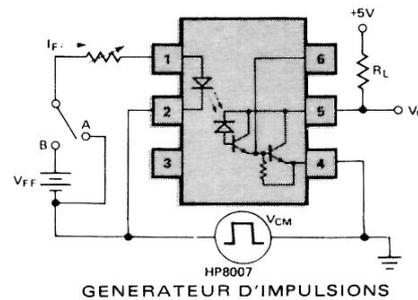


FIGURE 9 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



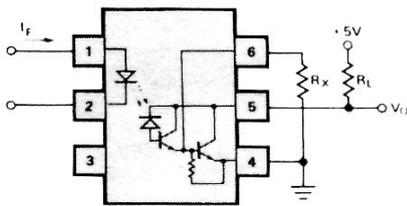


FIGURE 10 – Résistance de base extérieure, R_X

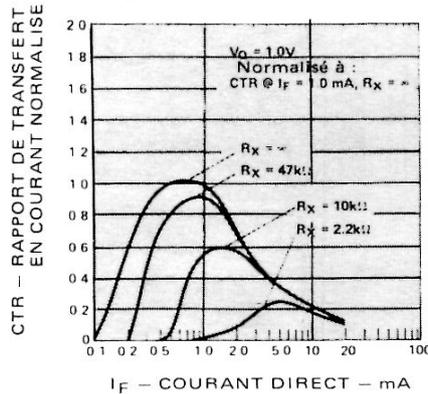


FIGURE 11 – Effet de R_X sur le rapport de transfert

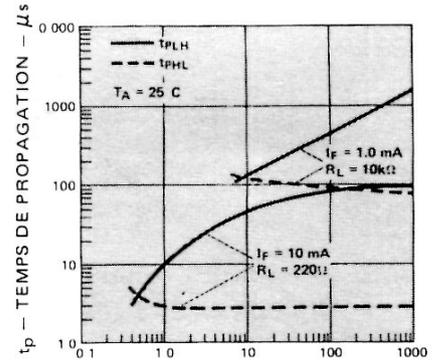
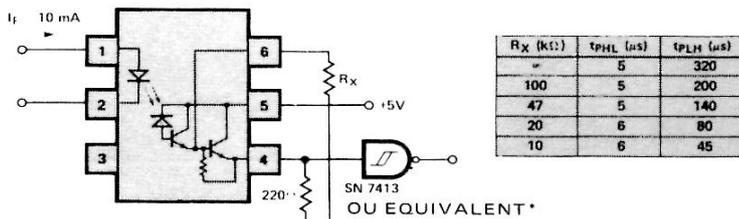


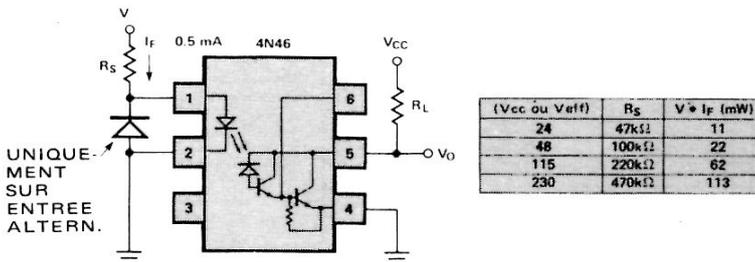
FIGURE 12 – Effet de R_X sur le temps de propagation

Applications

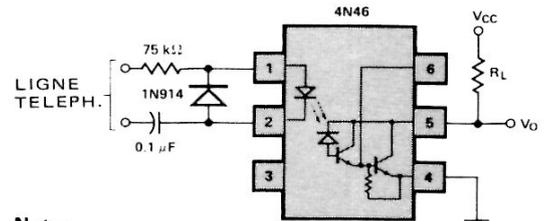


* Utiliser de préférence des bascules de Schmitt à cause de la longueur de t_r et de t_f

Interface TTL



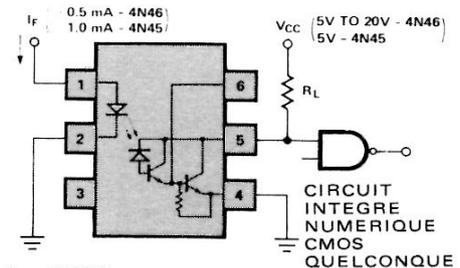
Alimentation d'une ligne en tension



Note :

Un intégrateur peut être nécessaire à la sortie pour éliminer les impulsions de cadran et les transitoires de ligne

Détecteur d'appel téléphonique



Interface CMOS

CARACTERISTIQUES

$R_{IN} \approx 30 M\Omega$, $R_{OUT} \approx 50 \Omega$
 $V_{IN} (max) = V_{CC1} - 1 V$, linéarité meilleure que 5%

REMARQUES SUR LA VALEUR DES ELEMENTS

R_1 - non critique ($\ll \frac{V_{IN} (max) \cdot (V_{CC1} - V_{BE})}{I_F (max)} h_{FE} Q_3$)

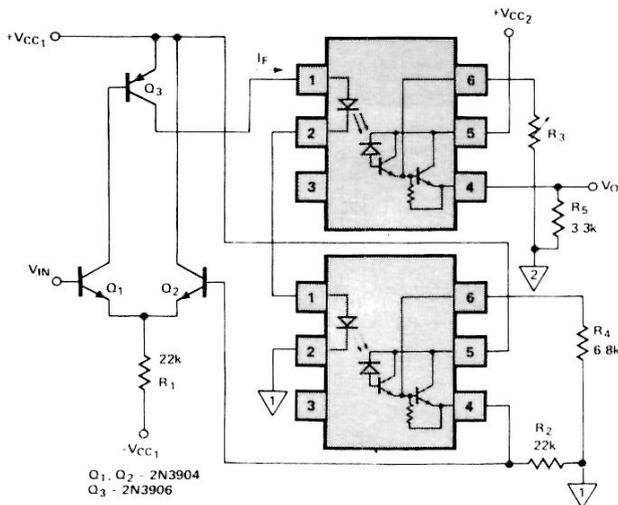
R_2 - non critique (omettre si un décalage de 0,2 à 0,3 V est tolérable)

$R_4 > \frac{V_{IN} (max) + V_{BE}}{1 mA}$

$R_5 > \frac{V_{IN} (max)}{2,5 mA}$

Note :

Régler R_3 pour que $V_{OUT} = V_{IN}$ pour $V_{IN} = \frac{V_{IN} (max)}{2}$



Isolement d'un signal analogique



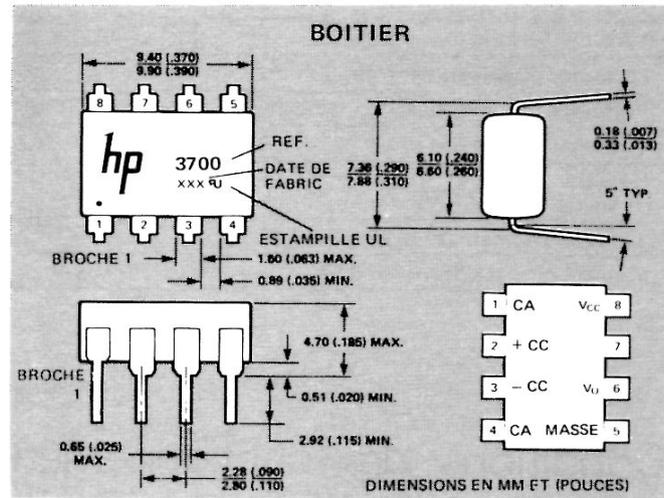
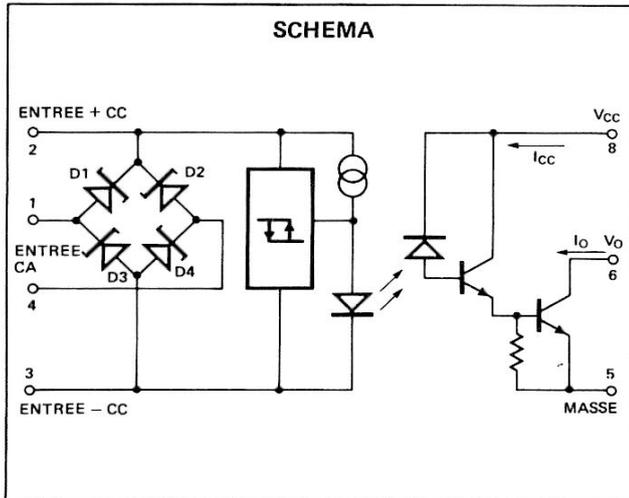
HEWLETT
PACKARD

COMPOSANTS

PHOTOCOUPLEUR CONTINU OU ALTERNATIF/LOGIQUE A DÉTECTION DE SEUIL

HCPL-3700

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

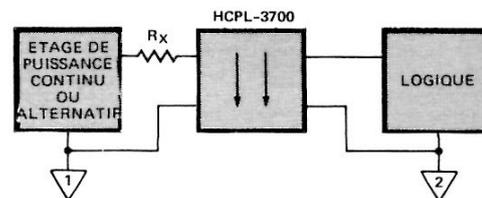
- SEUILS D'ENTREE GARANTIS
- ENTREE CONTINUE OU ALTERNATIVE
- TENSIONS DE SEUIL PROGRAMMABLES
- HYSTERESIS
- SORTIE COMPATIBLE TTL
- DIMENSIONS REDUITES : BOITIER DIP 8 BROCHES
- SEUILS GARANTIS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE
- SEUILS INDEPENDANTS DE LA DEGRADATION DE LA DEL
- TENSION D'ISOLEMENT ENTREE-SORTIE SUR TRANSITOIRES 3000 V
- AGREE UL (DOSSIER E 55361)

Description

Le HCPL-3700 est un photocoupleur détecteur de seuil de courant ou de tension. Il comporte une DEL, un étage tampon intégré détecteur de seuil et un photo-détecteur à grand gain, ce qui donne un photocoupleur dont on peut régler les niveaux de seuil extérieurs. L'étage tampon d'entrée se déclenche pour un seuil nominal de 2,5 mA (I_{TH+}) ou de 3,8 V (V_{TH+}). L'adjonction de résistances d'atténuation extérieures permet de l'utiliser dans une large gamme de tensions ou de courants à l'entrée. La détection de seuil, précédant la DEL et les éléments de détection, diminue l'influence des différences de gain et des variations de caractéristiques des DEL dans le temps (dégradation du rapport de transfert en courant). L'étage tampon présente en outre une certaine hystérésis pour améliorer l'immunité au bruit et la stabilité en commutation.

Applications

- CONTACTS DE SECURITE
- DETECTION DE BAISES DE TENSION
- SURVEILLANCE DE CONTACT DE RELAIS
- SURVEILLANCE DE LA TENSION D'EXCITATION DE RELAIS
- DETECTION DE COURANTS
- INTERFACE POUR MICROPROCESSEUR



L'étage tampon possède des diodes d'écrêtage pour protéger les circuits et la DEL contre les surtensions et les surcourants produits par les transitoires, alors que le pont de diodes permet son utilisation en courant continu ou alternatif.

L'étage de sortie à grand gain à collecteur ouvert fournit des niveaux compatibles TTL et CMOS.

Le HCPL-3700 combine plusieurs fonctions très particulières en un seul boîtier : elles permettent de l'utiliser pour la commande de calculateur de surveillance industrielle et d'autres applications nécessitant des photocoupleurs dont le seuil à l'entrée doit être fixé.

Valeurs limites absolues (pas de correction nécessaires jusqu'à 70°C)

Paramètre		Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Température de stockage		T_S	- 55	125	°C	
Température de fonctionnement		T_A	- 25	85	°C	
Soudage des broches	Température			260	°C	1
	Durée			10	s	
Courant d'entrée	Moyen	I_{IN}		50	mA	2
	Instantané			140		2,3
	Transitoires			500		
Tension d'entrée (broches 2-3)		V_{IN}	- 0,5		V	
Puissance dissipée à l'entrée		P_{IN}		230	mW	4
Puissance totale dissipée par le boîtier		P		305	mW	5
Puissance dissipée en sortie		P_O		210	mW	6
Courant de sortie	Moyen	I_O		30	mA	7
Tension d'alimentation (broches 8-5)		V_{CC}	- 0,5	20	V	
Tension de sortie (broches 6-5)		V_O	- 0,5	20	V	

Conditions de fonctionnement recommandées

Paramètre	Symbole	Min.	Max.	Unité	Note
Tension d'alimentation	V_{CC}	4,5	18	V	
Température de fonctionnement	T_A	0	70	°C	
Fréquence de fonctionnement	f	0	4	kHz	8

Caractéristiques en commutation ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.9	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation sortie niveau bas	t_{PHL}		4,0	15	μs	$R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$	6,9	10
Temps de propagation sortie niveau haut	t_{PLH}		10,0	40	μs	$R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$		11
Immunité aux transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L		600		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_{IN} = 3,11\text{ mA}$, $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$ $V_{Omax.} = 0,8\text{ V}$, $V_{CM_L} = 140\text{ V}$	8,10	12,13
Immunité aux transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H		4000		$\text{V}/\mu\text{s}$	$I_{IN} = 0\text{ mA}$, $R_L = 4,7\text{ k}\Omega$ $V_{Omin.} = 2\text{ V}$, $V_{CM_H} = 1400\text{ V}$		
Temps de montée en sortie (10%, 90%)	t_r		20		μs	$R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$	7	
Temps de descente en sortie (90%, 10%)	t_f		0,3		μs	$R_L = 4,7\text{ k}\Omega$, $C_L = 30\text{ pF}$		

Caractéristiques électriques ($0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$, sauf mentions contraires)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.9	Max.	Unité	Conditions de mesure	Fig.	Note	
Courant de seuil à l'entrée	I_{TH+}	1,96	2,5	3,11	mA	$V_{IN} = V_{TH+}$, $V_{CC} = 4,5\text{ V}$ $V_O = 0,4\text{ V}$, $I_O \geq 4,2\text{ mA}$		14	
	I_{TH-}	1,00	1,3	1,62	mA	$V_{IN} = V_{TH-}$, $V_{CC} = 4,5\text{ V}$ $V_O = 2,4\text{ V}$, $I_{OH} \leq 100\text{ }\mu\text{A}$			
Tension de seuil à l'entrée	CC (broches 2,3)	V_{TH+}	3,35	3,8	4,05	V	$V_{IN} = V_2 - V_3$, broches 1,4 nc* $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $V_O = 0,4\text{ V}$, $I_O \geq 4,2\text{ mA}$	2,3	14,15
		V_{TH-}	2,01	2,6	2,86	V	$V_{IN} = V_2 - V_3$, broches 1,4 nc* $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $V_O = 2,4\text{ V}$, $I_O \leq 100\text{ }\mu\text{A}$		
	CA (broches 1,4)	V_{TH+}	4,23	5,1	5,50	V	$V_{IN} = V_1 - V_4$, broches 3,2 nc* $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $V_O = 0,4\text{ V}$, $I_O \geq 4,2\text{ mA}$		
		V_{TH-}	2,87	3,8	4,24	V	$V_{IN} = V_1 - V_4$, broches 2,3 nc* $V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $V_O = 2,4\text{ V}$, $I_O \leq 100\text{ }\mu\text{A}$		
Hystérésis	I_{HYS}		1,2		mA	$I_{HYS} = I_{TH+} - I_{TH-}$	2		
	V_{HYS}		1,2		V	$V_{HYS} = V_{TH+} - V_{TH-}$			
Tension d'écrêtage à l'entrée	V_{IHC1}	5,4	6,0	6,6	V	$V_{IHC1} = V_2 - V_3$, $V_3 =$ masse $I_{IN} = 10\text{ mA}$, broches 1, 4 connectées à broche 3	1		
	V_{IHC2}	6,1	6,7	7,3	V	$V_{IHC2} = V_1 - V_4$, $I_{IN} = 10\text{ mA}$ broches 2,3 nc*			
	V_{IHC3}		12,0	13,4	V	$V_{IHC3} = V_2 - V_3 =$ masse $I_{IN} = 15\text{ mA}$, broches 1,4 nc*			
	V_{ILC}		-0,76		V	$V_{ILC} = V_2 - V_3$, $V_3 =$ masse $I_{IN} = -10\text{ mA}$			
Courant d'entrée	I_{IN}	3,0	3,7	4,4	mA	$V_{IN} = V_2 - V_3 = 5\text{ V}$, broches 1,4 nc*	5		
Tension directe du pont de diode	$V_{D1,2}$		0,59			$I_{IN} = 3\text{ mA}$ (voir schéma)			
	$V_{D3,4}$		0,74						
Tension de sortie, logique basse	V_{OL}		0,1	0,4	V	$V_{CC} = 4,5\text{ V}$, $I_{OL} = 4,2\text{ mA}$	5	14	
Tension de sortie, logique haute	I_{OH}			100	μA	$V_{OH} = V_{CC} = 18\text{ V}$			
Courant d'alimentation, logique basse	I_{CCL}		1,0	4	mA	$V_2 - V_3 = 5\text{ V}$, $V_O =$ ouvert $V_{CC} = 5\text{ V}$			
Courant d'alimentation, logique haute	I_{CCH}		2		nA	$V_{CC} = 18\text{ V}$, $V_O =$ ouvert	4	14	
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	I_{I-O}			1	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{I-O} = 3000\text{ }V_{CC}$ $t = 5\text{ s}$		16	
Résistance d'isolement entrée-sortie	R_{I-O}		10 ¹²		Ω	$V_{I-O} = 500\text{ }V_{CC}$			
Capacité d'entrée-sortie	C_{I-O}		0,6		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_{I-O} = 0\text{ }V_{CC}$			
Capacité d'entrée	C_{IN}		50		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_{IN} = 0\text{ V}$, broches 2, 3 (broches 1,4 nc*)			

* nc : non connecté

Notes :

- Mesuré à 1,6 mm du plan de base.
- Courant dans une broche quelconque.
- La durée de la surintensité est de 3 ms à une cadence de répétition de 120 Hz. La durée de la pointe de courant à l'entrée sur transitoires est de 10 μs à une cadence de répétition de 120 Hz. La puissance maximale à l'entrée P_{IN} , admissible, ne doit pas être dépassée.
- Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire linéairement la puissance dissipée de 4,1 mW/ $^{\circ}\text{C}$. La dissipation maximale à l'entrée de 230 mW autorise une température de jonction de 125°C à la température ambiante de 70°C , avec une résistance thermique jonction-ambiante $\theta_{JA1} = 240^{\circ}\text{C/W}$. Une puissance P_{IN} et une température de jonction T_J excessives conduisent à une dégradation des puces des circuits intégrés.

5. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire linéairement la puissance dissipée de 5,4 mW/°C.
6. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire la puissance dissipée de 3,9 mW/°C. La dissipation maximale en sortie de 210 mW autorise une température de jonction de 125°C à la température ambiante de 70°C, avec une résistance thermique jonction-ambiante $\theta_{JA0} = 265^\circ\text{C/W}$.
7. Au-dessus de 70°C à l'air libre, réduire le courant de 0,6 mA/°C.
8. La fréquence maximale d'utilisation est définie par la valeur qu'elle atteint lorsque le niveau en sortie (broche 6) ne représente plus que 90% de V_{CC} , avec $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$ et $C_L = 30 \text{ pF}$, pour un signal carré de 5 V appliqué à l'entrée.
9. Toutes les valeurs typiques pour $T_A = 25^\circ\text{C}$ et $V_{CC} = 5 \text{ V}$ sauf mention contraire.
10. Le temps de propagation de t_{PHL} est mesuré entre le point 2,5 V du front avant d'une impulsion de 5 V à l'entrée (temps de montée 1 μs) et le point 1,5 V du front avant de l'impulsion de sortie (voir figure 9).
11. Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 2,5 V du front arrière d'une impulsion de 5 V à l'entrée (temps de descente 1 μs) et le point 1,5 V du front arrière de l'impulsion de sortie (voir figure 9).
12. L'immunité contre les transitoires de mode commun en logique haute correspond au dV_{CM}/dt positif maximal tolérable sur le front avant de l'impulsion de mode commun, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état haut, c'est-à-dire, $V_O > 2 \text{ V}$. Par contre en logique basse, elle correspond au dV_{CM}/dt négatif maximal tolérable sur le front arrière de l'impulsion, V_{CM} , pour que la sortie reste à l'état bas, c'est-à-dire, $V_O < 0,8 \text{ V}$. Voir figure 10.
13. Dans les applications où dV_{CM}/dt peut dépasser 50000 V/ μs (décharges statiques, par exemple), une résistance série, R_{CC} , doit être montée pour protéger le détecteur intégré contre les surcharges destructives. La valeur recommandée pour R_{CC} est de 240 Ω par volt de chute admissible dans V_{CC} (entre la broche 8 et V_{CC}) avec une valeur minimale de 240 Ω .
14. Le niveau de sortie en logique basse sur la broche 6 ne se produira que si les conditions $V_{IN} \geq V_{TH+}$ et $V_{IN} > V_{TH-}$ sont remplies lorsque V_{IN} a dépassé V_{TH+} . Le niveau de sortie en logique haute sur la broche 6 ne se produira que si les conditions $V_{IN} \leq V_{HT-}$ et que la variation de $V_{IN} < V_{HT+}$ lorsque V_{IN} est descendu au-dessous de V_{TH-} .
15. Les tensions en alternatif sont des tensions instantanées.
16. Le dispositif étant considéré comme ayant deux pôles : les broches 1, 2, 3, et 4 reliées ensemble, les broches 5, 6, 7 et 8 reliées ensemble.

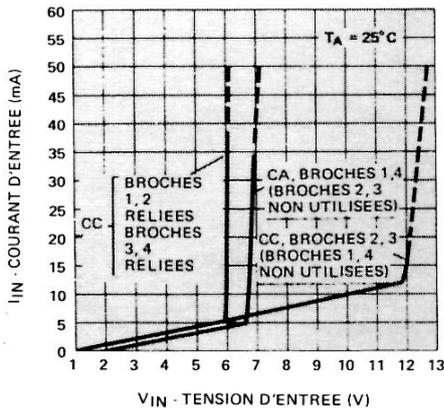


FIGURE 1 — Caractéristiques d'entrée typiques I_{IN} en fonction de V_{IN}

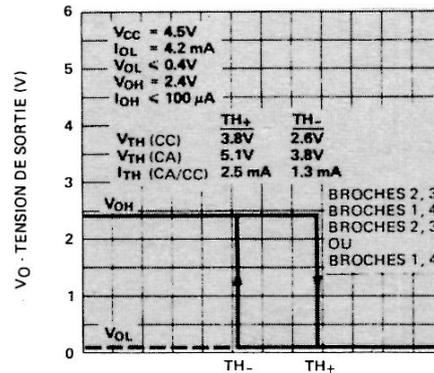


FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert typiques

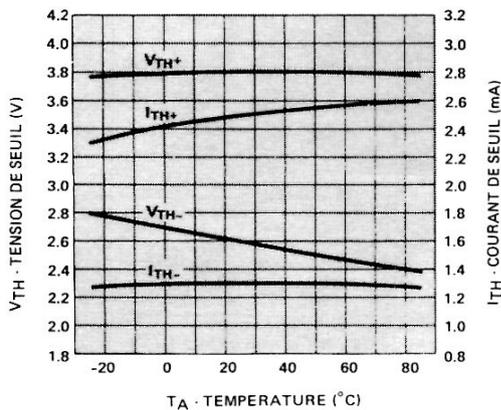


FIGURE 3 — Niveaux de seuil typiques en fonction de la température

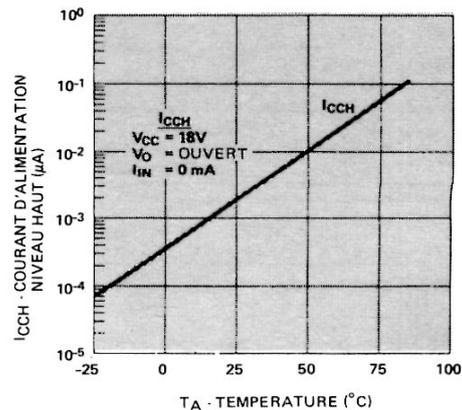


FIGURE 4 — Courant d'alimentation typique au niveau haut, I_{CCH} , en fonction de la température

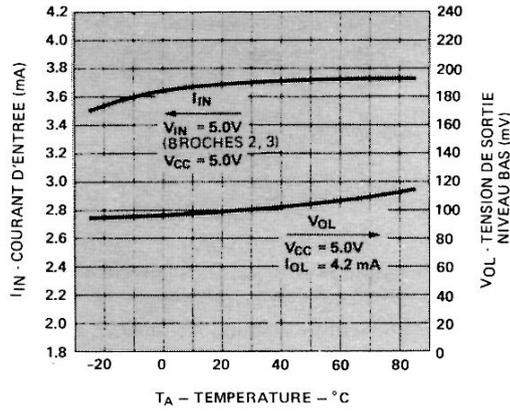


FIGURE 5 — Courant d'entrée I_{IN} et tension de sortie niveau bas V_{OL} typiques en fonction de la température

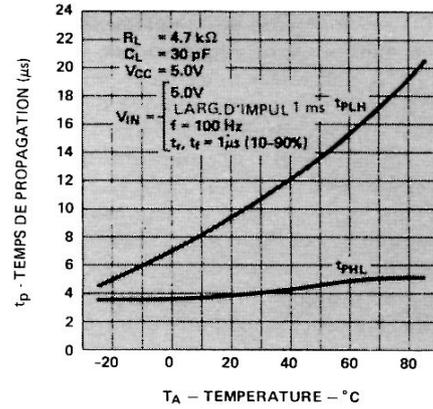


FIGURE 6 — Temps de propagation typique en fonction de la température

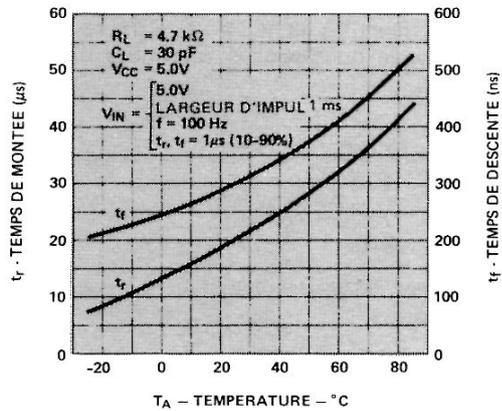


FIGURE 7 — Temps de montée et de descente typiques en fonction de la température

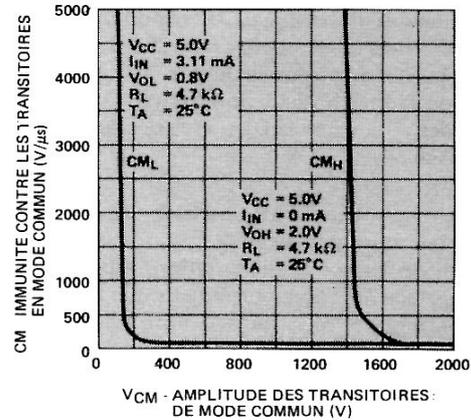


FIGURE 8 — Immunité contre les transitoires en mode commun en fonction de l'amplitude des transitoires de mode commun

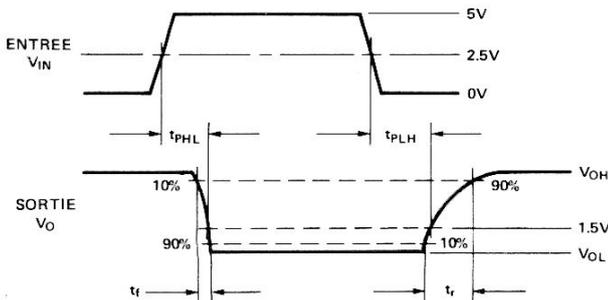
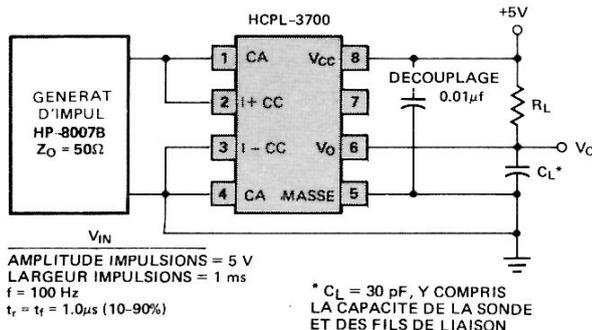


FIGURE 9 — Circuit de mesure en commutation

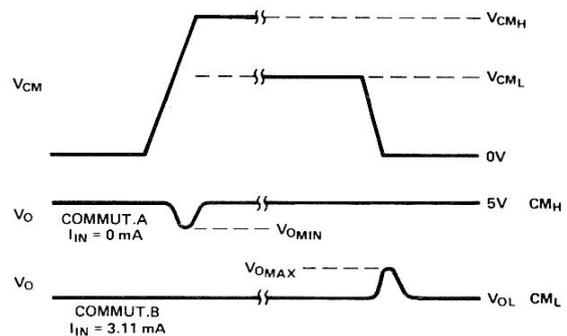
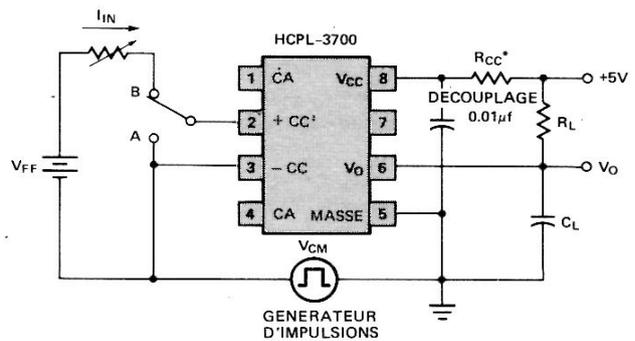


FIGURE 10 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires de mode commun et formes d'ondes typiques

Caractéristiques électriques

Le HCPL-3700 est compensé en température, ses seuils de courant et de tension sont réglables par une résistance extérieure R_X . A une valeur déterminée V_{\pm} de la tension de seuil, correspond une valeur typique de R_X que l'on peut soit relever sur les courbes de la figure 11, soit calculer à partir de l'équation (1). L'obtention simultanée des niveaux de tension de seuil V_+ et V_- se fait en utilisant les résistances R_X et R_P de la figure 12, leur calcul s'effectuant grâce aux équations (2) et (3).

R_X fournit une protection complémentaire contre les surcourants en limitant le courant d'entrée pendant les transitoires. Il est possible en combinant correctement R_X et R_P d'utiliser un HCPL-3700 pour faire passer dans les contacts du commutateur ou du relais qu'il est chargé de surveiller, un courant d'auto-nettoyage suffisant pour assurer leur fiabilité.

Le choix du niveau d'écrêtage de la tension d'entrée dépend essentiellement de l'usage auquel le HCPL-3700 est destiné (voir figure 1). Il est recommandé d'utiliser dans la mesure du possible de faibles niveaux pour réduire à la fois la dissipation dans les circuits et la DEL et la dégradation de cette dernière dans le temps.

Lorsque dV_{CM}/dt risque d'atteindre de très fortes valeurs (décharges statiques, par exemple), une résistance R_{CC} , en série dans le circuit d'alimentation, entre V_{CC} et la broche 8, protège le détecteur intégré de la destruction. Pour calculer R_{CC} , se reporter à la note 13 (page 4). Une capacité de découplage (disque céramique) de $0,01 \mu F$ doit être montée entre les broches 8 et 5 pour réduire les effets des ronflements de l'alimentation.

L'interface entre des signaux alternatifs et des systèmes à niveaux TTL peut être réalisé en installant en sortie un filtre passe bas constitué par une résistance de charge de $1,5 k\Omega$ et un condensateur de $20 \mu F$. Il est alors nécessaire de faire suivre le HCPL-3700 par une porte à bascule de Schmitt qui assure la remise en forme des signaux, pour éviter les problèmes d'instabilité lorsque les temps d'établissement sont lents.

Il est possible d'utiliser indifféremment l'entrée CA (broches 1 et 4) ou CC (broches 2 et 3) pour déterminer les niveaux de seuil.

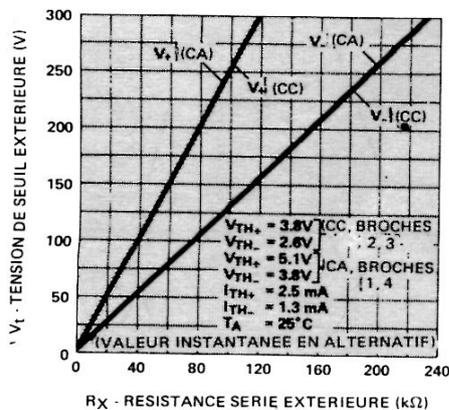


FIGURE 11 — Caractéristiques typiques de seuil extérieur V_{\pm} en fonction de R_X

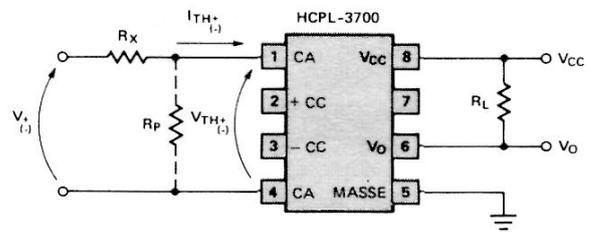


FIGURE 12 — Réglage du niveau de tension de seuil extérieur

Pour définir un seul niveau de seuil V_+ ou V_- , R_X se calcule sans faire mention de R_P à l'aide de l'équation (1).

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

Les équations (2) et (3) permettent de définir les niveaux de seuil extérieurs V_+ et V_- à l'aide des résistances R_X et R_P sous réserve que les deux conditions suivantes soient remplies :

- Si le dénominateur de l'équation (2) est positif, alors :

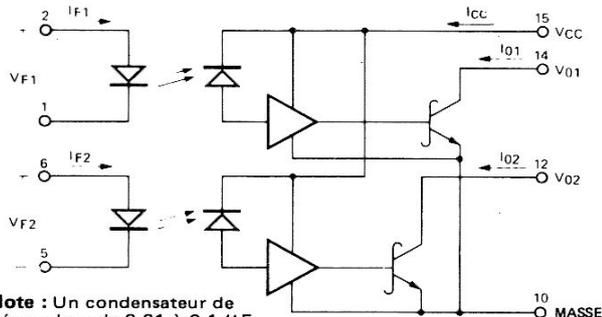
$$\frac{V_+}{V_-} \geq \frac{V_{TH+}}{V_{TH-}} \quad \text{et} \quad \frac{V_+ - V_{TH+}}{V_- - V_{TH-}} < \frac{I_{TH+}}{I_{TH-}}$$

- Inversement, si le dénominateur de l'équation (2) est négatif, alors :

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

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

$$R_P = \frac{V_{TH-} (V_+) - V_{TH+} (V_-)}{I_{TH+} (V_- - V_{TH-}) + I_{TH-} (V_{TH+} - V_+)} \quad (3)$$



Note : Un condensateur de découplage de 0,01 à 0,1 μ F doit être branché entre les broches 10 et 15

SCHEMA

Particularités

- HERMETIQUES
- GRANDE VITESSE
- PERFORMANCES GARANTIES ENTRE -55° C ET $+125^{\circ}$ C (TEMPERATURE AMBIANTE)
- PHOTOCOUPLEURS A HAUT NIVEAU DE FIABILITE DISPONIBLE
- ENTREE ET SORTIE COMPATIBLES TTL
- GRANDE REJECTION EN MODE COMMUN
- BOITIERS «DUAL IN LINE»
- TENSION D'ISOLEMENT – 1500 VCC
- HOMOLOGUES EIA
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

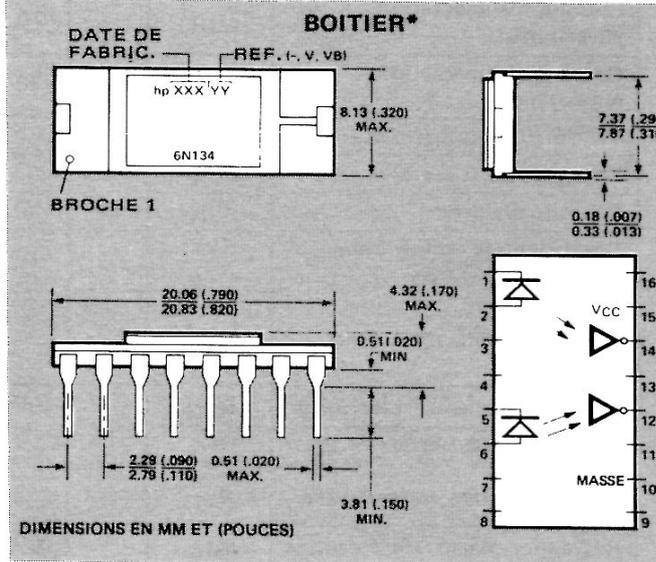
Applications

- Isolement de masse
- Récepteur de ligne
- Interface ordinateur-périphériques
- Isolement des équipements de test
- Systèmes de grande fiabilité

Description

Le photocoupleur 6N134 est constitué par une paire d'inverseurs comportant chacun une DEL et un photo-détecteur intégré à grand gain en boîtier céramique hermétique. La sortie du détecteur est à collecteur ouvert, avec transistor final bouclé par une diode Schottky.

Cette conception particulière fournit un isolement alternatif et continu maximal entre entrées et entre entrées/sorties et permet la comptabilité TTL. Les spécifications en fonctionnement sont garanties entre -55° C et $+125^{\circ}$ C, ce qui permet d'obtenir une sortance de 6 sur chaque canal (10 mA), le détecteur étant alimenté sous 4,5 à 5,5 V. On obtient avec cet isolement et ce couplage un temps de propagation de 55 ns.



Conditions de fonctionnement recommandées

TABLEAU I

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas, (par canal)	I_{FL}	0	250	μ A
Courant d'entrée, niveau haut, (par canal)	I_{FH}	12,5*	20	mA
Tension d'alimentation	VCC	4,5	5,5	V
Sortance TTL (par canal)	N		6	
Température de fonctionnement	T_A	-55	125	$^{\circ}$ C

Valeurs limites absolues

(sans compensation jusqu'à $+125^{\circ}$ C)

Température de stockage	-65° C à $+150^{\circ}$ C
Température de fonctionnement	-55° C à $+125^{\circ}$ C
Température de soudage	260° C pendant 10 s (à 1,6 mm du plan de base)
Courant direct crête d'entrée (par canal)	40 mA (durée \leq 1 ms)
Courant direct moyen à l'entrée (par canal)	20 mA
Dissipation de puissance à l'entrée (par canal)	35 mW
Tension inverse d'entrée (par canal)	5 V
Tension d'alimentation – VCC	7 V
Courant de sortie – I_O (par canal)	25 mA
Dissipation de puissance en sortie (par canal)	40 mW
Tension de sortie – V_O (par canal)	7 V
Puissance totale dissipée (pour les 2 canaux)	350 mW

* * Cette valeur de 12,5 mA permet d'assurer au rapport de transfert en courant une bande de garde d'au moins 20%. Le seuil de commutation initial est de 10 mA ou moins.

TABLEAU II

Caractéristiques électriques

Dans la plage de températures $T_A = -55^\circ \text{C}$ à $+125^\circ \text{C}$, sauf mentions contraires

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.**	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Courant de sortie Niveau haut	I_{OH}^*		5	250	μA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $V_O = 5,5 \text{ V}$ $I_F = 250 \mu\text{A}$		1
Tension de sortie Niveau bas	V_{OL}^*		0,5	0,6	V	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 10 \text{ mA}$ $I_{OL} = 10 \text{ mA}$	4	1,9
Courant d'alimentation Niveau haut	I_{CCH}^*		18	28	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 0$ (pour les deux canaux)		
Courant d'alimentation Niveau bas	I_{CCL}^*		26	36	mA	$V_{CC} = 5,5 \text{ V}$, $I_F = 20 \text{ mA}$ (pour les deux canaux)		
Tension directe d'entrée	V_F^*		1,5	1,75	V	$I_F = 20 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$	1	1
Tension inverse d'entrée	V_{BR}^*	5			V	$I_R = 10 \mu\text{A}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$		
Capacité d'entrée	C_{IN}		60		pF	$V_F = 0$, $f = 1 \text{ MHz}$		1
Coefficient de température de la diode d'entrée	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$		-1,9		mV/ $^\circ \text{C}$	$I_F = 20 \text{ mA}$		1
Courant de fuite entrée/sortie	I_{I-O}^*			†	μA	Humidité relative = 45% $T_A = 25^\circ \text{C}$, $t = 5 \text{ s}$ $V_{I-O} = 1500 \text{ V CC}$		2
Résistance isolem. entrée/sortie	R_{I-O}		10^{12}		Ω	$V_{I-O} = 500 \text{ V}$		3
Capacité entrée/sortie	C_{I-O}		1,7		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		3
Courant de fuite entrée/entrée	I_{I-I}		0,5		nA	Humidité relative = 45% $V_{I-I} = 500 \text{ V}$, $t = 5 \text{ s}$		4
Résistance isolem. entrée/entrée	R_{I-I}		10^{12}		Ω	$V_{I-I} = 500 \text{ V}$		4
Capacité entrée/entrée	C_{I-I}		0,55		pF	$f = 1 \text{ MHz}$		4

* Normes JEDEC

** Toutes valeurs typiques pour $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$

TABLEAU III

Caractéristiques de commutation à $T_A = 25^\circ \text{C}$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$ (par canal)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}^*		65	90	ns	$R_L = 510 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 13 \text{ mA}$	2,3	5
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}^*		55	90	ns	$R_L = 510 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 13 \text{ mA}$	2,3	6
Temps de montée et de descente en sortie (10-90%)	t_r, t_f		35		ns	$R_L = 510 \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$ $I_F = 13 \text{ mA}$		
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau haut	CM_H		100		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 510 \Omega$ V_O (min.) = 2 V $I_F = 0 \text{ mA}$	6	7
Immunité contre les transitoires en mode commun Sortie niveau bas	CM_L		400		V/ μs	$V_{CM} = 10 \text{ V}$ crête à crête $R_L = 510 \Omega$ V_O (max.) = 0,8 V $I_F = 10 \text{ mA}$	6	8

* Normes JEDEC

Notes :

- Par canal
- Mesuré entre les broches 1 à 8 et les broches 9 à 16 court-circuitées
- Mesuré entre les broches 1 et 2 ou 5 et 6 et les broches 9 à 16 court-circuitées
- Mesuré entre les broches 1 et 2 et 5 et 6 court-circuitées
- Le temps de propagation t_{PLH} est mesuré entre le point 6,5 mA sur le front descendant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V sur le front descendant de l'impulsion de sortie.
- Le temps de propagation t_{PHL} est mesuré entre le point 6,5 mA sur le front montant de l'impulsion d'entrée et le point 1,5 V du front montant de l'impulsion de sortie.
- CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique haut, c'est-à-dire, $V_{OUT} > 2 \text{ V}$
- CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique bas, c'est-à-dire, $V_{OUT} < 0,8 \text{ V}$
- Il est nécessaire de découpler l'alimentation de l'isolateur par un condensateur disque céramique de 0,01 à 0,1 μF , connecté aux bornes 10 et 15. La longueur totale des conducteurs entre la sortie du condensateur et l'entrée de l'isolateur ne doit pas dépasser 20 mm

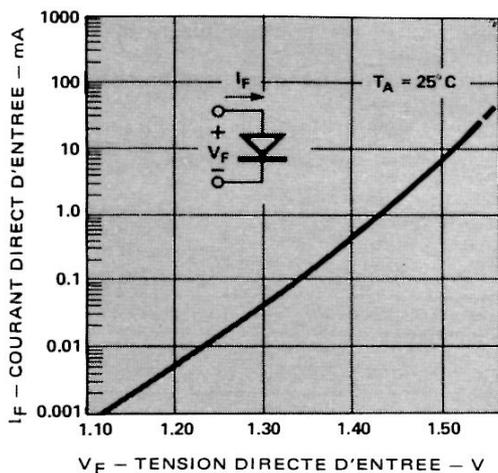
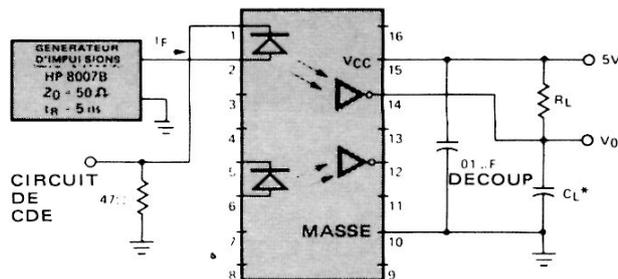


FIGURE 1 – Caractéristique d'entrée directe de la diode



* C_L : environ 15 pF (comprend la capacité de la sonde et les capacités parasites)

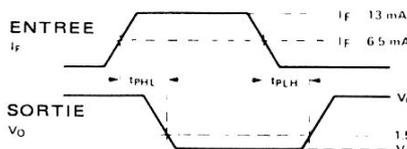


FIGURE 2 – Circuit de mesure de t_{PHL} et t_{PLH} *

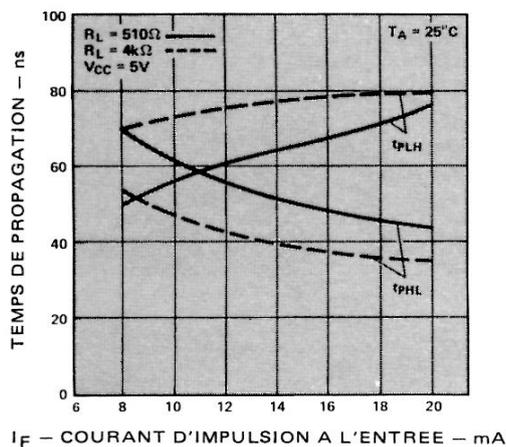


FIGURE 3 – Temps de propagation t_{PLH} et t_{PHL} en fonction du courant d'impulsion I_{FH} à l'entrée

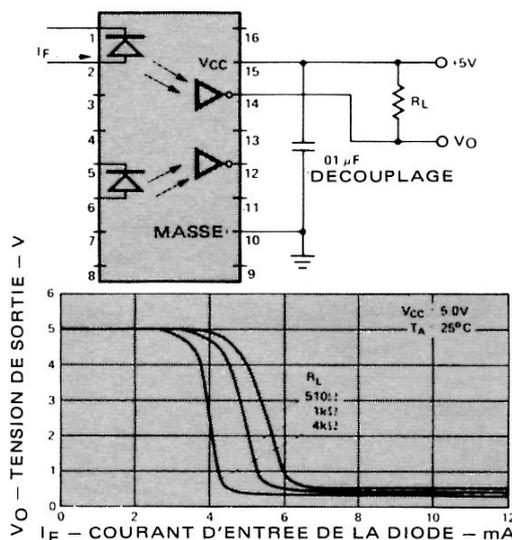


FIGURE 4 – Caractéristiques entrée/sortie

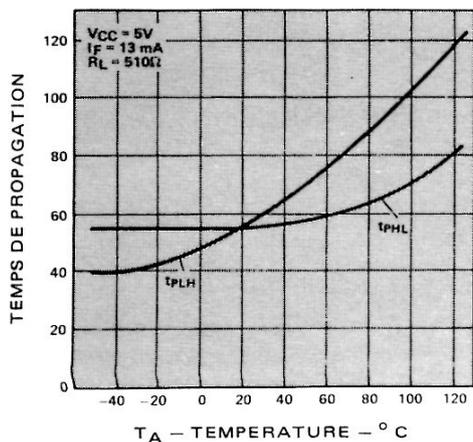


FIGURE 5 – Temps de propagation en fonction de la température

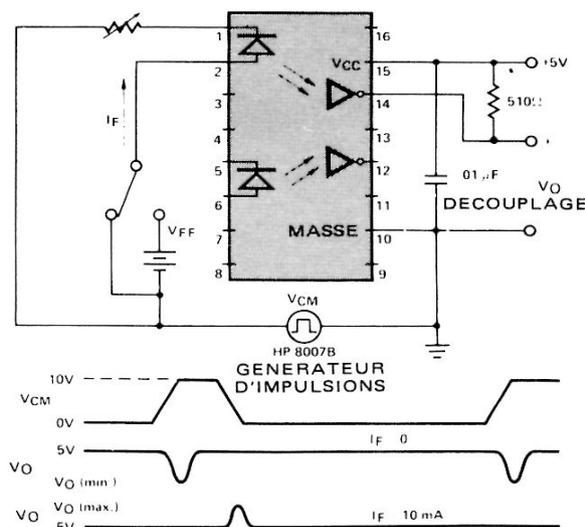


FIGURE 6 – Caractéristique typique de la réjection en mode commun et circuits de mesure

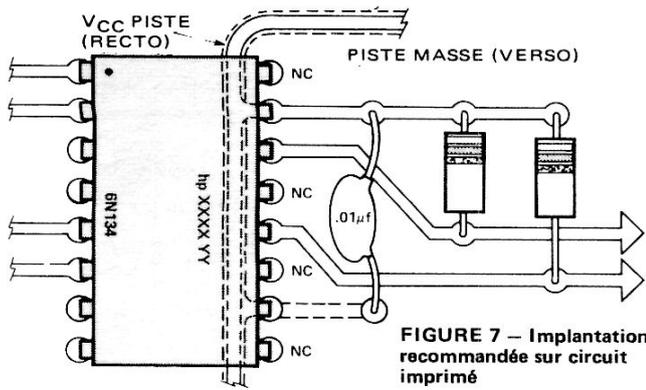


FIGURE 7 – Implantation recommandée sur circuit imprimé

PROGRAMMES DE TEST HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit les photocoupleurs 6N134 sous deux niveaux de fiabilité :

- Le suffixe TXV identifie les produits qui répondent aux critères du Tableau IV.
- Le suffixe TXVB identifie les produits TXV qui ont subi les essais du groupe B, indiqués Tableau V.

Références

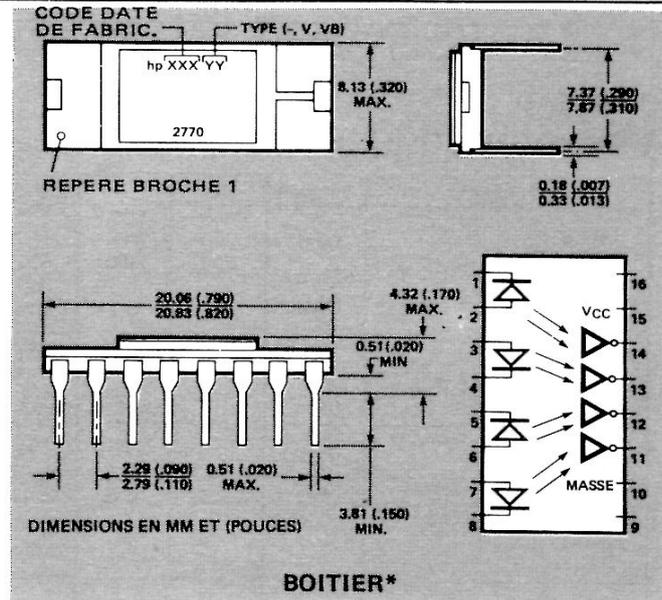
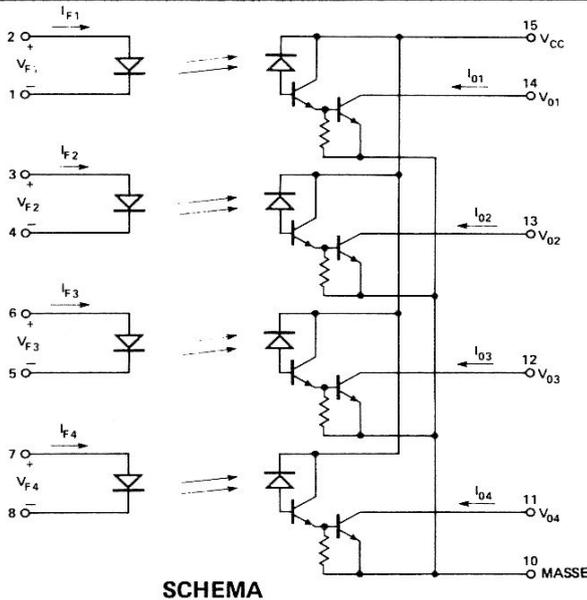
Standard	Soumis aux essais TX	Soumis aux essais TX après essais du groupe B
6N134	6N134TXV	6N134TXVB

TABLEAU IV – Tests TXV et Inspection visuelle – 100%

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883	Condition
	Méthode	
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	72-4063, 72-4064
2. Essais électriques : I_{OH} , V_{OL} , I_{CCH} , I_{CCL} , V_F , BV_R , I_{I-O}		Tableau II, $T_A = 25^\circ C$
3. Stockage à haute température	1008	168 h à $150^\circ C$
4. Cycle de température	1010	$-65^\circ C$ à $+150^\circ C$
5. Accélération	2001	5 KG, Y_1
6. Essai de fuite à l'hélium	1014	Essais condition A
7. Essai de grosse fuite	1014	Essais condition C
8. Essai électrique V_{OL}		Tableau II, $T_A = 25^\circ C$
9. Déverminage	1015	168 h, $T_A = 125^\circ C$ $V_{CC} = 5,5 V$, $I_F = 13 mA$, $I_O = 25 mA$
10. Essais électriques, comme en (2)		Maxi. $\Delta V_{OL} = \pm 20\%$
11. Contrôle des variations de caractéristiques		Tableau II, LTPD = 7
12. Essais électriques sur échantillons : I_{OH} , V_{OL} , I_{CCH} , I_{CCL}		$T_A = -55^\circ C$, $+125^\circ C$
13. Essais sur échantillons : t_{PHL} , t_{PLH}		Tableau II, $T_A = 25^\circ C$, LTPD = 7
14. Inspection visuelle	2009	

TABLEAU V – Groupe B

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883		LTPD
	Méthode	Condition	
Sous-groupe 1 Dimensions	2016	Voir dessin boîtier	15
Sous-groupe 2 Soudabilité	2003	Immersion des 16 broches à 2,5 mm du boîtier	20
Sous-groupe 3 Cycle de température Chocs thermiques Herméticité, fines fuites Herméticité, grosses fuites Mesures finales : I_{OH} , V_{OL} , I_{CCH} , I_{CCL} , V_F , BV_R , I_{I-O}	1010 1011 1014 1014	Condition C Condition A, 5 cycles Condition A Condition C	15
Sous-groupe 4 Chocs, hors fonctionnement Accélération constante Mesures finales : idem sous-groupe 3	2002 2001	1500 G, $t = 0,5 ms$, 5 chocs dans les 3 plans X_1 , Y_1 , Y_2 20 KG, Y_1	15
Sous-groupe 5 Terme à la traction des broches	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	15
Sous-groupe 6 Durée de vie à haute température Mesures finales : idem sous-groupe 3	1008	$T_A = 150^\circ C$	$\lambda = 7$
Sous-groupe 7 Durée de vie en régime permanent Mesures finales : idem sous-groupe 3	1005	$V_{CC} = 5,5 V$, $I_F = 13 mA$, $I_O = 25 mA$, $T_A = 125^\circ C$	



Particularités

- HERMETIQUE
- BOITIER HAUTE DENSITE
- FORT RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT : 500% TYPIQUE
- CTR ET I_{OH} GARANTIS ENTRE $-55^{\circ}C$ ET $+100^{\circ}C$ (TEMPERATURE AMBIANTE)
- OPTOCOUPLEURS A HAUT NIVEAU DE FIABILITE DISPONIBLES
- TENSION D'ISOLEMENT 1500 V_{CC}
- FAIBLE COURANT D'ENTREE : 0,5 mA
- FAIBLE TENSION DE SATURATION EN SORTIE : 0,1 V TYPIQUE
- FAIBLE CONSOMMATION
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

Applications

- Récepteur de ligne à entrée isolée
- Isolement d'équipement d'essai
- Isolement de la masse en logique numérique
- Isolement circuit de contrôle/circuit de commande
- Récepteur de ligne EIA RS-232C (V24)
- Interface de microprocesseurs
- Décalage de niveau
- Isolement entrée/sortie dans le contrôle de processus industriel

Description

Le 6N140 comporte quatre DEL GaAsP couplées à chacune à un photo détecteur intégré à grand gain. L'alimentation commune (V_{CC}) aux photodiodes et aux premiers étages d'amplification de chaque photo-détecteur intégré permet de réduire la tension de saturation en sortie et d'augmenter la vitesse de transmission par rapport à celle des optocoupleurs à photodarlington classiques. La borne V_{CC} peut être échantillonnée à l'état bas pour invalider la sortie ou attaquée avec des tensions aussi basses que 2 V sans affecter outre mesure les performances.

Les performances remarquables à haute température de cet étage de type «Split Darlington» résultent du montage d'une résistance intégrée entre émetteur et base ce qui dérive le courant de fuite de la photodiode et du premier étage vers la masse. Le fort rapport de transfert en courant pour de très faibles courants d'entrée permet de réaliser des circuits avec une marge de protection suffisante pour réduire les effets de la dégradation du rapport de transfert (CTR) dans le temps.

Le 6N140 a un CTR minimal de 300% pour un courant d'entrée de 0,5 mA, ce qui le rend particulièrement apte à fonctionner avec des circuits MOS, CMOS, comme circuit d'interface de logiques à faible consommation ou avec le système de transmission de donnée RS-232C (V24). La compatibilité CMOS haute tension est assurée par sa tension d'alimentation maxi, V_{CC} de 18 V et par son niveau de fuite garanti au niveau haut (I_{OH}) sous 18 V.

Les spécifications importantes telles que le CTR, le courant de fuite, le courant d'alimentation et la tension de saturation en sortie sont garantis entre $-55^{\circ}C$ et $+100^{\circ}C$ pour permettre un fonctionnement sûr.

TABLEAU I

Conditions de fonctionnement recommandées

	Symb.	Min.	Max.	Unité
Courant d'entrée, niveau bas (par canal)	I _{FL}		2	μA
Courant d'entrée, niveau haut (par canal)	I _{FH}	0,5	5	mA
Tension d'alimentation	V _{CC}	2	18	V

TABLEAU II

Caractéristiques électriques pour T_A = - 55°C à 100°C, sauf mentions contraires

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR*	300	1000		%	I _F = 0,5 mA, V _O = 0,4 V, V _{CC} = 4,5 V	3	4,5
		300	750		%	I _F = 1,6 mA, V _O = 0,4 V, V _{CC} = 4,5 V		
		200	400		%	I _F = 5 mA, V _O = 0,4 V, V _{CC} = 4,5 V		
Tension de sortie logique basse	V _{OL}		0,1 0,2	0,4 0,4	V V	I _F = 0,5 mA, I _{OL} = 1,5 mA, V _{CC} = 4,5 V I _F = 5 mA, I _{OL} = 10 mA, V _{CC} = 4,5 V	2	4
Courant de sortie niveau haut	I _{OH} *		0,005	250	μA	I _F = 2 μA, V _O = V _{CC} = 18 V		4,6
Courant d'alimentation niveau bas	I _{CCL} *		2	4	mA	I _{F1} = I _{F2} = I _{F3} = I _{F4} = 1,6 mA V _{CC} = 18 V		
Courant d'alimentation niveau haut	I _{CCH} *		0,010	40	μA	I _{F1} = I _{F2} = I _{F3} = I _{F4} = 0 V _{CC} = 18 V		
Tension directe d'entrée	V _F *		1,4	1,7	V	I _F = 1,6 mA, T _A = 25°C	1	4
Tension inverse d'entrée	V _{BR} *	5			V	I _R = 10 μA, T _A = 25°C		4
Courant de fuite entrée-sortie	I _{I-O} *			1,0	μA	Humidité relative = 45%, T _A = 25°C t = 5 s, V _{I-O} = 1500 V CC		7
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t _{PLH} *		25	60	μs	I _F = 0,5 mA, R _L = 4,7 kΩ, V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	8	
			10	20	μs	I _F = 5 mA, R _L = 680 Ω, V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	8	
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t _{PHL} *		35	100	μs	I _F = 0,5 mA, R _L = 4,7 kΩ, V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C		
			2	5	μs	I _F = 5 mA, R _L = 680 Ω, V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	8	
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau haut	CM _H	500	1000		V/μs	I _F = 0, R _L = 1,5 kΩ V _{CM} = 50 V crête à crête V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	9	10,12
Immunité contre les transitoires en mode commun sortie niveau bas	CM _L	- 500	- 1000		V/μs	I _F = 1,6 mA, R _L = 1,5 kΩ V _{CM} = 50 V crête à crête V _{CC} = 5 V, T _A = 25°C	9	11,12

TABLEAU III

Caractéristiques pour T_A = 25°C, V_{CC} = 5 V (par canal)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité	Condition de mesure	Fig.	Note
Résistance entrée-sortie	R _{I-O}		10 ¹²		Ω	V _{I-O} = 500 V CC, T _A = 25°C		4,8
Capacité entrée-sortie	C _{I-O}		1,5		pF	f = 1 MHz, T _A = 25°C		4,8
Courant de fuite entrée-sortie	I _{I-I}		0,5		nA	Humidité relative = 45%, V _{I-I} = 500 V CC T _A = 25°C, t = 5 s		9
Résistance entrée-entrée	R _{I-I}		10 ¹²		Ω	V _{I-I} = 500 V CC, T _A = 25°C		9
Capacité entrée-entrée	C _{I-I}		1		pF	f = 1 MHz, T _A = 25°C		9
Coefficient de température de la tension d'entrée	$\frac{\Delta V_E}{\Delta T_A}$		- 1,8		mV/°C	I _F = 1,6 mA		4
Capacité d'entrée	C _{IN}		60		pF	f = 1 MHz, V _F = 0, T _A = 25°C		4

Notes :

- La broche 10 doit être au potentiel le plus négatif côté détection. Maintenir V_{CC} aussi bas que possible au-dessus de 2 V pour avoir un I_{OH} total le plus faible en fonction de la température.
- La puissance de sortie est égale à la puissance fournie sur le collecteur plus le quart de la puissance fournie par l'alimentation. Réduire de 1,25 mW/°C au-dessus de 80°C.
- Réduire I_F de 0,25 mA/°C au-dessus de 80°C.
- Par canal.
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur I_O, et le courant direct d'entrée I_F en %.
- I_F = 2 mA pour le canal en cours de mesure. Pour tous les autres canaux, I_F = 10 mA.
- Coupleur assimilé à un système à deux pôles : mesure faite entre les broches 1 à 8 court-circuitées et 9 à 16 court-circuitées.

* Normes JEDEC

Valeurs limites absolues

Température de stockage - 65°C à + 150°C
 Température de fonctionnement - 55°C à + 100°C
 Température de soudage 260°C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)

Courant d'entrée crête (par canal, durée ≤ 1 ms) 20 mA
 Courant d'entrée moyen - I_F (par canal) 10 mA (3) *
 Tension d'entrée inverse - V_R (par canal) 5 V
 Courant de sortie - I_O (par canal) 40 mA
 Tension de sortie - V_O (par canal) - 0,5 à 20 V (1)
 Tension d'alimentation - V_{CC} - 0,5 à 20 V (1)
 Puissance dissipée en sortie (par canal) 50 mW (2)

1. Mesuré entre les broches d'entrées court-circuitées et les broches de sortie court-circuitées.
2. Mesuré entre les broches 1 et 2 court-circuitées et les broches 3 et 4 court-circuitées, etc.
3. CM_H est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique haut, c'est-à-dire, V_{OUT} > 2 V.
4. CM_L est le taux d'accroissement maximal admissible de la tension en mode commun pour être sûr que la sortie reste à l'état logique bas, c'est-à-dire, V_{OUT} < 0,8 V.
5. Dans les applications pour lesquelles dV/dt peut dépasser 50.000 V/μs (décharges statiques par exemple), une résistance, R_{CC}, doit être placée en série dans l'alimentation pour protéger les détecteurs intégrés contre les pointes de courant. La valeur recommandée pour R_{CC} est donnée par R_{CC} ≈ $\frac{1 \text{ V}}{0,6 I_F \text{ (mA)}} \text{ k}\Omega$.

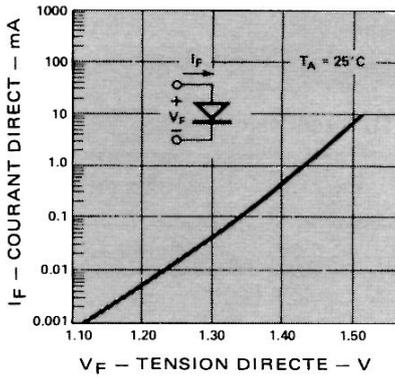


FIGURE 1 — Courant d'entrée directe de la diode en fonction de la tension d'entrée directe

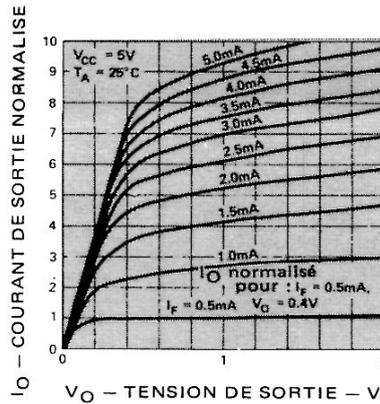


FIGURE 2 — Caractéristiques de transfert en courant continu normalisé

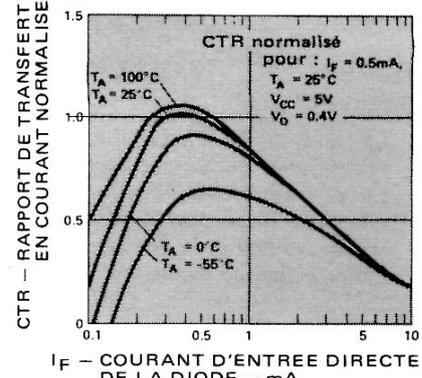


FIGURE 3 — Rapport de transfert en courant normalisé en fonction du courant direct d'entrée de la diode

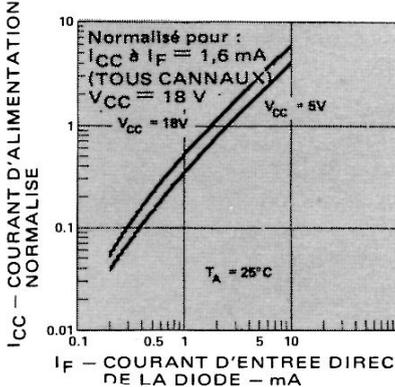


FIGURE 4 — Courant d'alimentation normalisé en fonction du courant direct de la diode

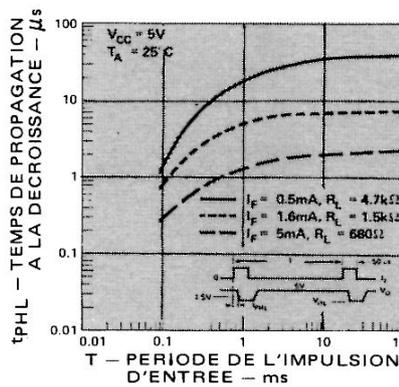


FIGURE 5 — Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie en fonction de la période des impulsions à l'entrée

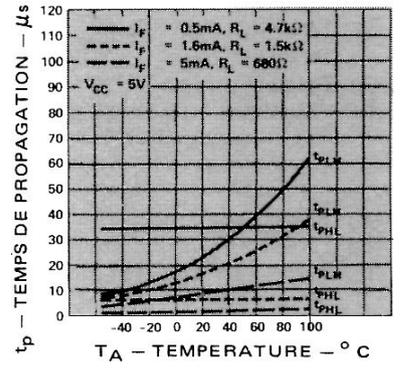


FIGURE 6 — Temps de propagation en fonction de la température

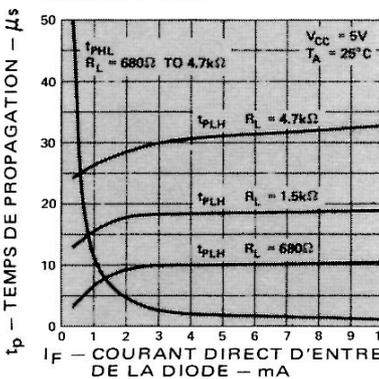


FIGURE 7 — Temps de propagation en fonction du courant direct d'entrée de la diode

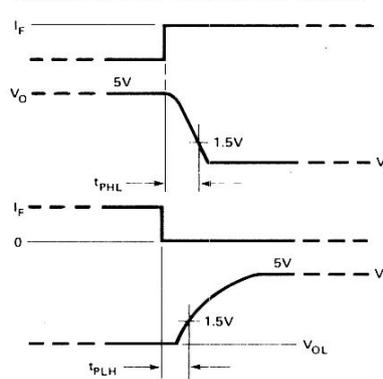


FIGURE 8 — Circuit de mesure en commutation

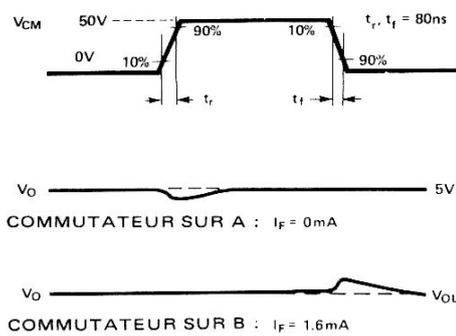
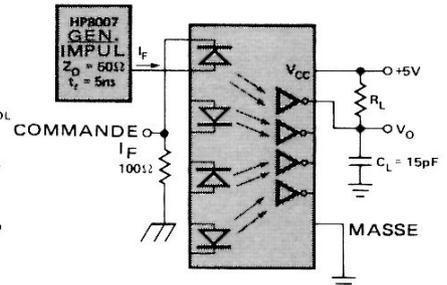
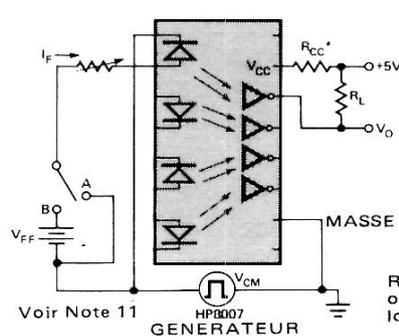


FIGURE 9 — Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes typiques



Voir Note 11

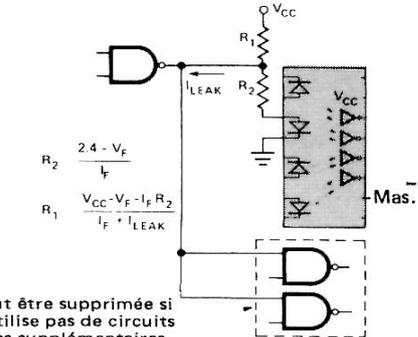


FIGURE 10 — Circuit de commandes recommandé avec logique TTL

OPTOCOUPLEURS HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit ses optocoupleurs avec deux niveaux de fiabilité au choix :

- Le préfixe TXV identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV.
- Le préfixe TXVB identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV après avoir subi avec succès les essais du groupe B indiqués dans le Tableau V.

Références

Optocoupleur standard	TXV	TXVB
6N140	6N140 TXV	6N140 TXVB

TABLEAU IV (Essais à 100%)

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883	Condition de mesure
	Méthode	
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	72-4063, 72-4064
2. Stockage à haute température	1008	72 h à 150° C
3. Cycle de température	1010	- 65° C à + 150° C
4. Accélération	2001	5 KG, Y ₁
5. Essais de fuite à l'hélium	1014	Cond. A
6. Essais de grosses fuites	1014	Cond. C
7. Essais électriques : CTR: I _{OH} , I _{CC} L, I _{CC} H, V _F , B _V R	1015	T _A = 25° C, cf. Tableau II
8. Déverminage		V _{CC} = 18 V, I _F = 5 mA, I _O = 10 mA t = 168 h, T _A = 100° C T _A = 25° C Maxi. ΔCTR = ± 25%, I _F = 1,6 mA
9. Essais électriques : idem 7, plus I _{I-O}	2009	Tableau II, LTPD = 7, T _A = - 55° C
10. Contrôle des variations de caractéristiques		Tableau II, LTPD = 7, T _A = + 100° C
11. Essais électriques par prélèvement : CTR, I _{OH} , I _{CC} L, I _{CC} H		Tableau II, LTPD = 7, T _A = + 25° C
12. Essais électriques par prélèvement : CTR, I _{OH} , I _{CC} L, I _{CC} H		
13. Essais électriques par prélèvement : t _{PH} L, t _{PL} H, C _M H, C _M L		
14. Contrôle visuel		

TABLEAU V – Groupe B

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883		LTPD
	Méthode	Condition de mesure	
Sous-groupe 1 Dimensions	2016	Voir dessins boîtiers	15
Sous-groupe 2 Soudabilité	2003	Immersion de 16 broches à 2,5 mm du boîtier	20
Sous-groupe 3 Cycle de température	1010	Condition C	15
Chocs thermiques	1011	Condition A, 5 cycles	
Herméticité, fines fuites	1014	Condition A	
Herméticité, grosses fuites	1014	Condition C	
Mesures : CTR, I _{OH} , I _{CC} L, I _{CC} H, V _F , B _V R		Tableau II, T _A = 25° C	
Sous-groupe 4 Choc hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les 3 plans X ₁ , Y ₁ , Y ₂	15
Accélération constante	2001	5 KG, Y ₁	
Mesures : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 5 Tenue des broches à la traction	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	15
Sous-groupe 6 Durée de vie à haute température	1008	T _A = 150° C, hors fonctionnement	λ = 10
Mesures : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 7 Durée de vie en régime permanent	1005	V _{CC} = 18 V, I _F = 5 mA, I _O = 10 mA, T _A = 100° C	λ = 10



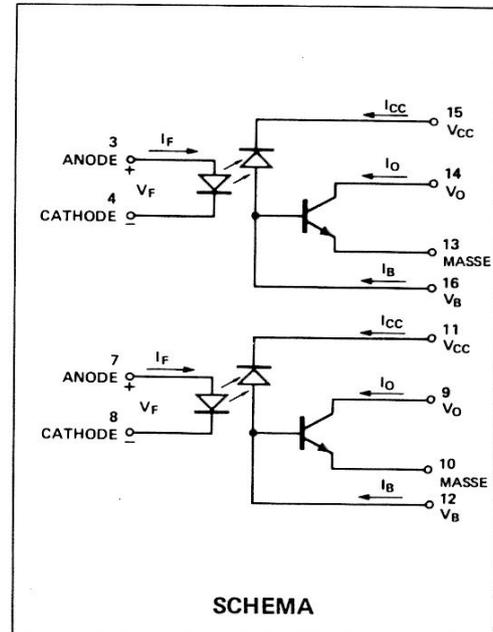
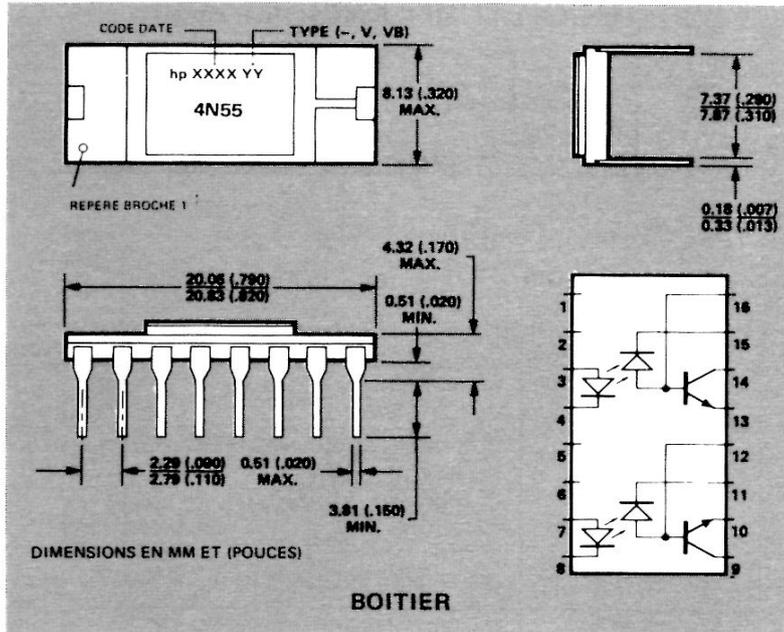
HEWLETT
PACKARD

COMPOSANTS

DOUBLES PHOTOCOUPLEURS HERMÉTIQUES

4N55
4N55 TXV
4N55 TXVB

FICHE TECHNIQUE FEVRIER 1982



Particularités

- HERMETIQUE
- GRANDE VITESSE : 400 kbits/s TYPIQUE
- PERFORMANCES GARANTIES DANS LA PLAGE DE TEMPERATURES AMBIANTES - 55°C A + 125°C
- DISPONIBLES EN HAUT NIVEAU DE FIABILITE
- BANDE PASSANTE : 2 MHz
- SORTIES A COLLECTEUR OUVERT
- ALIMENTATION 18 V_{CC}
- BOITIER « DUAL-IN-LINE »
- TENSION D'ESSAI 1500 V_{CC}
- GRANDE IMMUNITE AUX RADIATIONS

Applications

- SYSTEMES A HAUTE FIABILITE
- RECEPTEURS DE LIGNE
- ISOLEMENT DE LA MASSE EN LOGIQUE NUMERIQUE
- ISOLEMENT DE LA MASSE DE SIGNAUX ANALOGIQUES
- ELEMENT DE CONTRE REACTION SUR ALIMENTATIONS REGULEES A DECOUPAGE
- SYSTEME DE COMMANDE ET SURVEILLANCE DE VEHICULES
- EQUIPEMENTS DE TEST
- DECALAGE DE NIVEAUX

Description

Le 4N55 comporte deux photocoupleurs indépendants en boîtier céramique, hermétique. Chaque voie consiste en une diode électroluminescente et un détecteur de photons intégrés, fournissant un isolement électrique de 1500 V entre entrée et sortie. L'accès séparé à la photodiode et au collecteur du transistor permet d'améliorer la vitesse qui atteint quelques centaines de fois celle d'un photocoupleur conventionnel en réduisant la capacité base-collecteur. Le 4N55 est utilisable dans des applications analogiques à

large bande ou l'interface TTL à LSTTL ou CMOS. Le rapport de transfert en courant n'est pas inférieur à 9% à $I_F = 16$ mA entre - 55°C et + 125°C. Son alimentation sous 18 V_{CC} permet de l'utiliser pour l'interface entre TTL et CMOS. L'accès à la base du transistor permet de régler au mieux le compromis gain-bande passante en analogique. Le peu de profondeur de la photodiode intégrée donne une meilleure immunité aux radiations que les phototransistors des coupleurs conventionnels.

Valeurs limites absolues

Température de stockage - 65°C à + 150°C
 Température de fonctionnement - 55°C à + 125°C
 Température de soudage 260°C pendant 10 s
 (à 1,6 mm du plan de base)
 Courant direct moyen, I_F , à l'entrée (par canal) . . . 20 mA
 Courant direct crête, I_F , à l'entrée
 (durée ≤ 1 ms, par canal) 40 mA
 Tension d'entrée inverse, V_R (par canal) 5 V
 Puissance dissipée à l'entrée (par canal) 36 mW
 Courant de sortie moyen, I_O (par canal) 8 mA
 Courant de sortie crête, I_O (par canal) 16 mA
 Tension d'alimentation, V_{CC} (par canal) . . . - 0,5 V à 20 V
 Tension de sortie, V_O (par canal) - 0,5 V à 20 V

Tension inverse base-émetteur, V_{EBO} 3,0 V
 Courant de base, I_B (par canal) 5 mA
 Puissance dissipée en sortie (par canal) 50 mW
 Décroit linéairement de 1,4 mW/°C au-dessus de 100°C
 à l'air libre

TABLEAU I

Conditions de fonctionnement recommandées (par canal)

	Symbole	Min.	Max.	Unités
Courant d'entrée, niveau bas	I_{FL}		250	μA
Tension d'alimentation	V_{CC}	2	18	V

TABLEAU II

Caractéristiques électriques $T_A = - 55^\circ C$ à $+ 125^\circ C$ (sauf mention contraire)

Paramètre	Symbole	Min.	Typ.*	Max.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Note
Rapport de transfert en courant	CTR	9	20		%	$I_F = 16$ mA, $V_O = 0,4$ V, $V_{CC} = 4,5$ V	2,3	1,2
Courant de sortie, niveau haut	I_{OH}		20	100	μA	$I_F = 0$, I_F (autre canal) = 20 mA $V_O = V_{CC} = 18$ V	4	1
Courant de fuite en sortie	I_{OH1}		70	250	μA	$I_F = 250 \mu A$, I_F (autre canal) = 20 mA $V_O = V_{CC} = 18$ V	4	1
Courant d'alimentation, niveau bas	I_{CC1}		35	200	μA	$I_{F1} = I_{F2} = 20$ mA, $V_{CC} = 18$ V	5	1
Courant d'alimentation, niveau haut	I_{CC2}		0,2	10	μA	$I_F = 0$ mA, I_F (autre canal) = 20 mA $V_{CC} = 18$ V		1
Tension directe d'entrée	V_F		1,5	1,8	V	$I_F = 20$ mA	1	1
Tension inverse d'entrée	V_{BR}	3			V	$I_R = 10 \mu A$		1
Courant de fuite entrée-sortie	I_{I-O}			1,0	μA	45% d'humidité relative $T_A = 25^\circ C$, $t = 5$ s, $V_{I-O} = 1500 V_{CC}$		3
Temps de propagation à la croissance du signal de sortie	t_{PLH}		2,0	6,0	μs	$R_L = 8,2$ k Ω , $C_L = 50$ pF $I_F = 16$ mA, $V_{CC} = 5$ V	6,9	1
Temps de propagation à la décroissance du signal de sortie	t_{PHL}		0,4	2,0	μs	$R_L = 8,2$ k Ω , $C_L = 50$ pF $I_F = 16$ mA, $V_{CC} = 5$ V	6,9	1

* $T_A = 25^\circ C$

Notes :

- Par canal.
- Le RAPPORT DE TRANSFERT EN COURANT (CTR) est défini comme le rapport entre le courant de sortie collecteur, I_O , et le courant direct d'entrée, I_F , en %. Il se dégrade dans le temps en fonction du courant d'entrée, de la température, du facteur cyclique, et de la durée de fonctionnement. Se reporter à la Note d'Applications 1002. En bref, il est recommandé de se réserver une marge de sécurité de 20 à 25% pour compenser la dégradation du CTR.

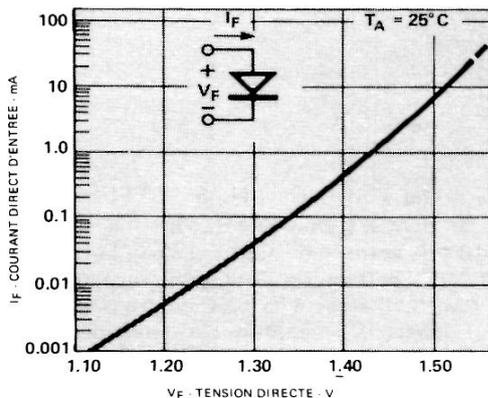


FIGURE 1 – Caractéristiques d'entrée de la diode

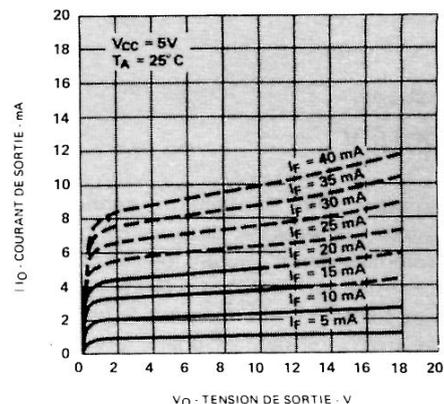


FIGURE 2 – Caractéristiques de transfert en continu et en impulsions

TABLEAU III

Caractéristiques typiques à $T_A = 25^\circ\text{C}$

Paramètre	Symbole	Typ.	Unités	Conditions de mesure	Fig.	Note
Coefficient de température de la tension directe	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$	-1,9	mV/°C	$I_F = 18\text{ mA}$		1
Capacité d'entrée	C_{in}	120	pF	$f = 1\text{ MHz}, V_F = 0$		1
Résistance entrée-sortie	R_{I-O}	10^{12}	Ω	$V_{I-O} = 500\text{ V}_{cc}$		1
Capacité entrée-sortie	C_{I-O}	1,0	pF	$f = 1\text{ MHz}$		1,4
Courant de fuite entrée-sortie (isolement)	I_{I-I}	1	pA	45% d'humidité relative $V_{I-I} = 500\text{ V}_{cc}, t = 5\text{ s}$		5
Capacité entrée-entrée	C_{I-I}	0,55	pF	$f = 1\text{ MHz}$		5
Gain en courant du transistor	h_{FE}	250	-	$V_O = 5\text{ V}, I_O = 3\text{ mA}$		1
Rapport de transfert en courant sur petits signaux	$\frac{\Delta I_O}{\Delta I_F}$	21	%	$V_{CC} = 5\text{ V}, V_O = 2\text{ V}$	7	1
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau haut	CM_H	1000	V/ μs	$I_F = 0, R_L = 8,2\text{ k}\Omega$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	10	1,6
Immunité contre les transitoires en mode commun, sortie niveau bas	CM_L	-1000	V/ μs	$I_F = 16\text{ mA}, R_L = 8,2\text{ k}\Omega$ $V_{CM} = 10\text{ V}$ crête à crête	10	1,7
Bande passante	BW	2	MHz	$R_L = 100\ \Omega$	8	8

Notes (suite) :

3. Mesuré entre les broches 1 à 8 court-circuitées et les broches 9 à 16 court-circuitées.
4. Mesuré entre les broches d'entrée court-circuitées et les broches de sortie court-circuitées.
5. Mesuré entre les broches 3 et 4 court-circuitées et les broches 7 et 8 court-circuitées.
6. CM_H correspond à la pente la plus raide (dV/dt) du front avant de l'impulsion de mode commun, V_{CM} , pour laquelle la sortie reste à l'état logique haut.
7. CM_L correspond à la pente la plus raide (dV/dt) du front arrière de l'impulsion de mode commun, V_{CM} , pour laquelle la sortie reste à l'état logique bas.
8. La bande passante correspond à la fréquence pour laquelle la tension de sortie alternative est à 3 dB au-dessous de l'asymptote de la fréquence basse.

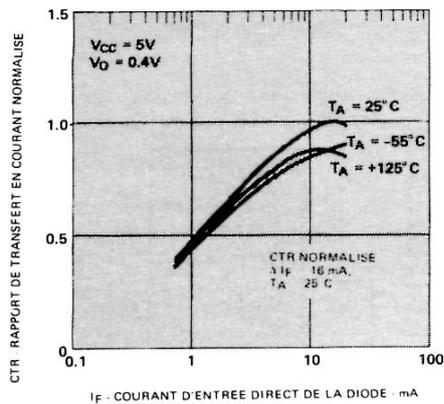


FIGURE 3 – Rapport de transfert en courant normalisé en fonction du courant d'entrée direct de la diode

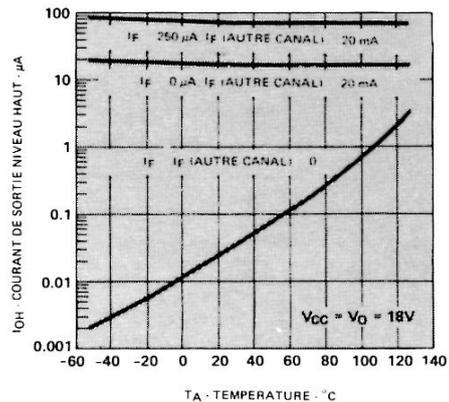


FIGURE 4 – Courant de sortie niveau haut en fonction de la température

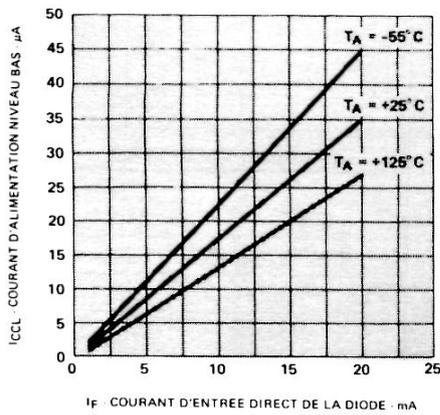


FIGURE 5 – Courant d'alimentation niveau bas en fonction du courant d'entrée direct de la diode

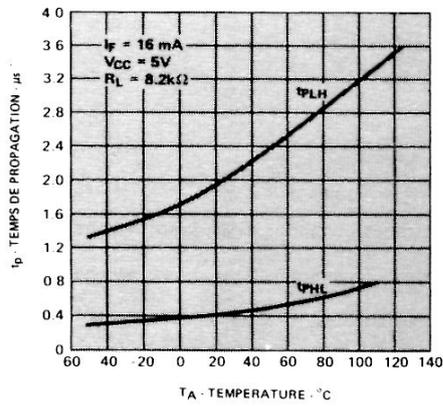
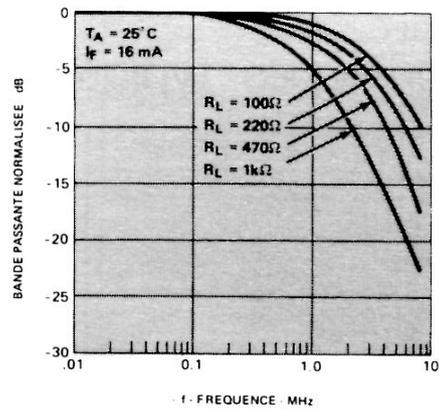


FIGURE 6 -- Temps de propagation en fonction de la température

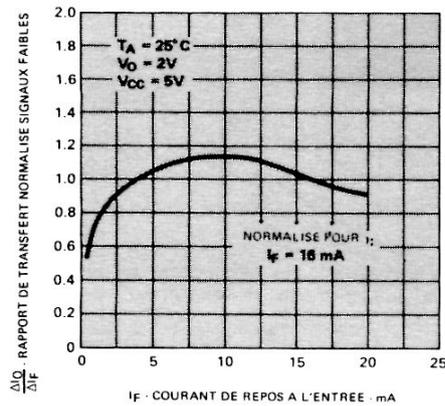


FIGURE 7 – Rapport de transfert normalisé en signaux faibles en fonction du courant de repos

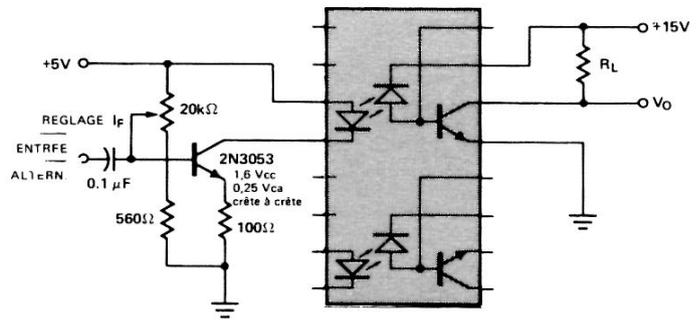


FIGURE 8 – Réponse en fréquence

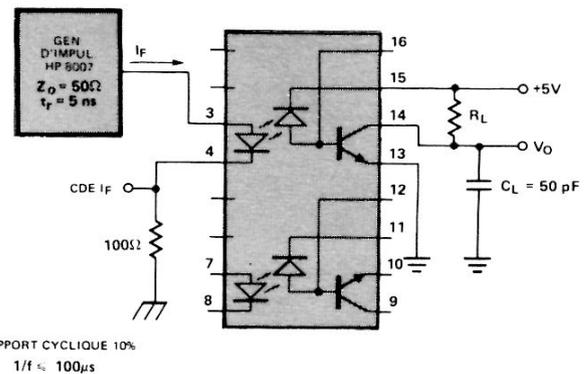
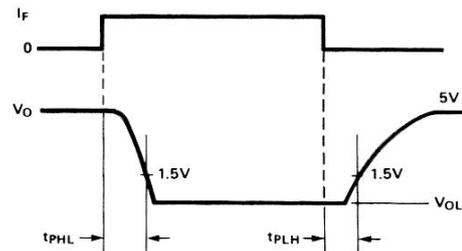


FIGURE 9 – Circuit de mesure en commutation

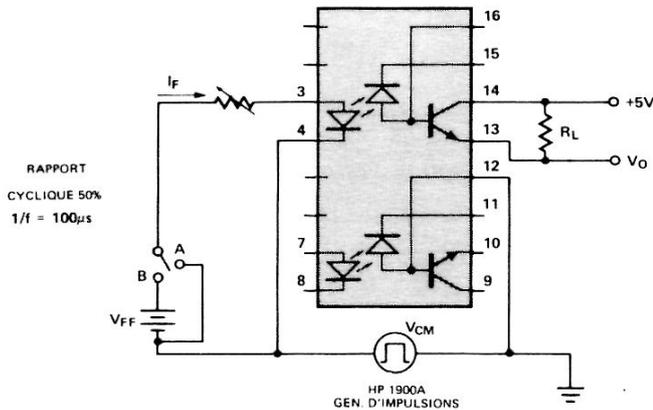
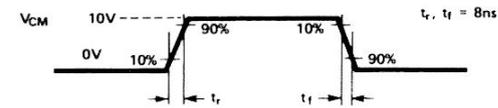
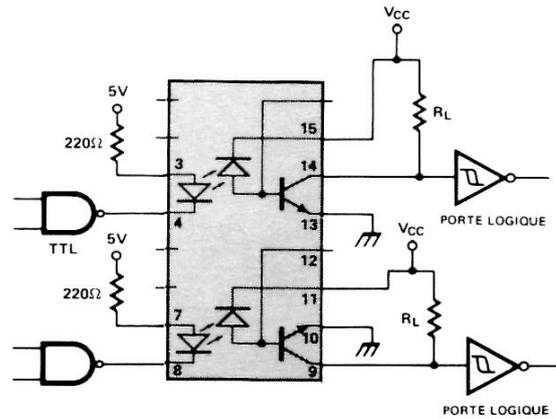


FIGURE 10 – Circuit de mesure de l'immunité contre les transitoires et formes d'ondes



Famille logique	LSTTL	CMOS	
Référence	54LS14	5 V	15 V
V _{CC}	5 V	5 V	15 V
R _L Tolérance 5%	* 18 kΩ	8,2 kΩ	22 kΩ

* LA RESISTANCE EQUIVALENTE DE CHARGE EN SORTIE DEPEND DU COURANT D'ENTREE DU LSTTL, SA VALEUR APPROXIMATIVE EST DE 8,2 kΩ.

Ce montage correspond à un cas le plus défavorable prenant en compte une dégradation du CTR de 25%. Pour évaluer plus finement sa dégradation et la durée de vie, consulter l'AN 1002.

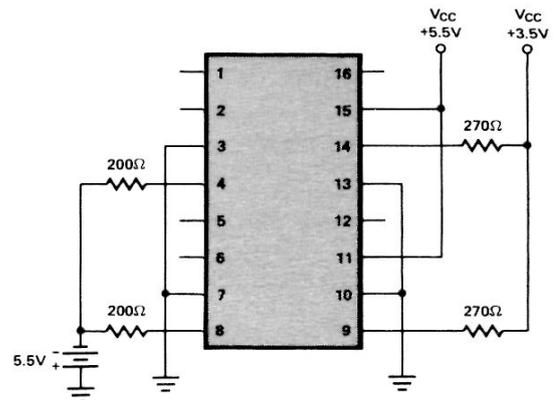
FIGURE 11 – Interface logique recommandé

PHOTOCOUPLEURS HAUTE FIABILITE

Hewlett-Packard fournit ses photocoupleurs avec 2 niveaux de fiabilité au choix :

- Le préfixe TXV identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV.
- Le préfixe TXVB identifie les produits qui ont été sélectionnés en fonction des données du Tableau IV, après avoir subi avec succès les essais du groupe B indiqués dans le Tableau V.

Photocoupleur standard	Version TXV	Version TXVB
4N55	4N55TXV	4N55TXVB



CIRCUIT DE DEVERMINAGE

TABLEAU IV - ESSAIS à 100%

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883	
	Méthode	Conditions de mesure
1. Inspection visuelle avant fermeture	2010	Condition B
2. Stockage à haute température	1008	24 heures à 150°C
3. Cycle de température	1010	- 65°C à + 150°C
4. Accélération	2001	5 kG, Y ₁
5. Essais de fuite à l'hélium	1014	Condition A
6. Essais de grosses fuites	1014	Condition C
7. Essais électriques : CTR		T _A = 25°C, cf. Tableau II
8. Déverminage	1015	168 heures, T _A = 125°C, V _{CC} = 5,5 V, I _F = 20 mA, V _{OC} = 3,5 V, R _L = 270 Ω
9. Essais électriques : CTR, I _{OH} , I _{CCL} , I _{CCH} , V _F , B _{VR} , I _{I-O}		T _A = 25°C, cf. Tableau II
10. Contrôle des variations de caractéristiques		Max. ΔCTR = ± 20%
11. Essais électriques sur échantillons : I _{OH} , I _{CCH} , I _{CCL} , CTR, V _F , B _{VR}		Tableau II, LTPD = 5, T _A = - 55°C
12. Essais électriques sur échantillons : I _{OH} , I _{CCH} , I _{CCL} , CTR, V _F , B _{VR}		Tableau II, LTDP = 5, T _A = - 55°C à + 125°C
13. Essais sur échantillons : t _{PHL} , t _{PLH}		Tableau II, T _A = 25°C, LTPD = 5
14. Inspection visuelle externe	2009	

TABLEAU V - GROUPE B

Inspection visuelle ou essais	MIL-STD-883		LTPD
	Méthode	Conditions de mesure	
Sous-groupe 1 Dimensions	2016	Voir dessin boîtier	15
Sous-groupe 2 Soudabilité	2003	Immersion des 16 broches à 2,5 mm du boîtier	20
Sous-groupe 3 Cycle de température	1010	Condition C	15
Chocs thermiques	1011	Condition A	
Herméticité, fines fuites	1014	Condition A	
Herméticité, grosses fuites	1014	Condition C	
Mesures finales : I _{OH} , CTR, I _{CCH} , I _{CCL} , V _F , B _{VR} , I _{I-O}		Suivant Tableau II, T _A = 25°C	
Sous-groupe 4 Chocs, hors fonctionnement	2002	1500 G, t = 0,5 ms, 5 chocs dans les 3 plans X ₁ , Y ₁ , Y ₂	15
Accélération constante	2001	5 kG, Y ₁	
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 5 Tenue à la traction des broches	2004	Condition A, 4,5 N (1 lb), 15 s	15
Sous-groupe 6 Durée de vie à haute température	1008	T _A = 150°C	λ = 7
Mesures finales : idem sous-groupe 3			
Sous-groupe 7 Durée de vie en régime permanent	1005	V _{CC} = 5 V, I _F = 20 mA, T _A = 125°C	λ = 7
Mesures finales : idem sous-groupe 3		V _{CC} = 3,5 V, R _L = 270 Ω	

HAUTE FIABILITÉ, APPLICATIONS MILITAIRES

La conception de nos produits et nos moyens de production nous permettent de fournir des produits de haute fiabilité, triés en fonction des normes MIL-S-19500 et MIL-M-38510. Le programme des tests peut inclure le tri à 100 % avec contrôle visuel avant encapsulation, le contrôle par échantillonnage ou les deux à la fois. Un client peut parfaitement imposer ses propres normes de qualification, elles seront strictement suivies en fonction des documents et procédures fournies.

Programmes possibles

	Programmes disponibles		
	Par lots	Tri à 100 %	Tri par lots et à 100 %
PRODUITS HERMÉTIQUES			
— DEL selon MIL-S 19500	JAN	—	JANTX
— Afficheurs à puce hybride Essais menés en conformité avec le modèle fourni par la norme MIL-M-38150, classe B	—	TXV	TXVB
— Photocoupleurs à puce hybride Essais adaptés à partir de la norme MIL-M-38150, classe B	—	TXV	TXVB
— Photocoupleurs, essais prévus à la norme MIL-M-38150, classe S	X	X	X
— Assemblage spécial de photocoupleurs avec essais menés conformément au modèle fourni par la norme MIL-M-38150, classe B ou S	X	X	X
PRODUITS NON HERMÉTIQUES			
Tous les produits peuvent être sélectionnés en fonction d'essais (basés sur les normes MIL-S-19500 ou MIL-M-38510 classe B) préconisés par l'utilisateur	X	X	X

* Les programmes de test sont fonction de la destination du produit, de son historique et de ses possibilités.

X Possible ; — Impossible.

Les composants Hewlett-Packard sont protégés par des boîtiers scellés selon trois procédés, dépendant des besoins de l'utilisateur et du marché particulier auquel ils sont destinés. Les produits de très haute fiabilité sont encapsulés dans des boîtiers conventionnels verre-verre, verre-métal ou employant des techniques proches à base de céramique. Ces dispositifs sont insensibles à l'humidité et résistent aux essais d'étanchéité prescrits au niveau d'essai indiqué.

Le second mode d'encapsulation utilise un enrobage de résine époxy. Cet enrobage, capable de subir avec succès les essais d'étanchéité, peut être utilisé dans les applications demandant une grande fiabilité, mais en atmosphère à taux d'humidité relativement faible pendant une longue période.

Le troisième type de boîtier non hermétique utilise aussi l'époxy qui assure une fonction de maintien mécanique et, à la fois, de protection. Ces produits sont souvent utilisés dans les équipements au sol sans spécifications particulières, et passent avec succès les tests de qualification par lot demandés par un client ou ceux réservés aux composants sous enrobage plastique.

Les tests facultatifs recommandés dans la séquence de tri des produits non hermétiques du tableau ci-dessous dépendent de la configuration du boîtier, du type d'assemblage et des préférences du client. Les conditions de choix des essais dépendent du produit et sont basés sur les valeurs limites absolues.

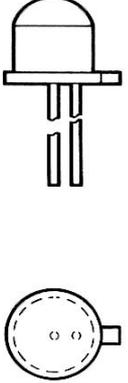
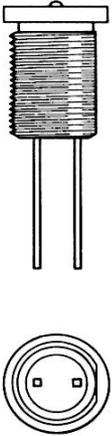
Programme recommandé : tri pièce par pièce

Examen ou essai		Méthode MIL-STD-883	Méthode MIL-STD-750	Programmes pour produits non hermétiques
1	Examen visuel avant fermeture	Procédure HP	Procédure HP	facultatif
2	Stockage à haute température	1008	1031	100 %
3	Cycle de température	1010	1051	facultatif
4	Accélération constante	2001	non appli.	facultatif
5	Fines fuites	1014	1071	facultatif
6	Grosses fuites	1014	1071	facultatif
7	Essais élec. et optiques intermédiaires	—	—	facultatif
8	Rôdage	1015	1038	100 %
9	Essais élec. et optiques définitifs	—	—	100 %
10	Mesure de dérive	—	—	facultatif
11	Examen visuel	2009	2071	100 %

Hewlett-Packard insiste sur la fiabilité, pour les marchés commerciaux aussi bien que pour ceux qui exigent une grande sûreté de fonctionnement. A l'introduction d'un nouveau produit, comme en cours de production d'un dispositif déjà existant, des lots d'échantillons sont prélevés en cours de fabrication pour subir un contrôle de qualification. Les résultats de ces prélèvements, après traitement des données, indiquent le niveau de fiabilité assuré par cette famille de produits, ils sont ensuite regroupés dans des fiches « Relevé des résultats de fiabilité » (Reliability Summary Date Sheets) mises gracieusement à votre disposition sur demande à un bureau commercial HP.

Les spécifications générales concernant les semi-conducteurs viennent d'être complétées par le ministère de la défense des USA. Ces nouvelles normes portent la référence MIL-D-87157 (août 1981), et concernent les afficheurs à DEL. Hewlett-Packard continuera à maintenir son leader-ship dans ce domaine en fournissant des produits de pointe pour applications militaires en sélectionnant ses afficheurs en fonction de feuilles d'essais basés sur ces nouvelles normes.

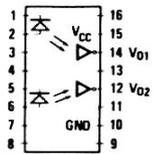
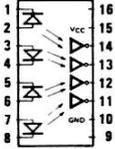
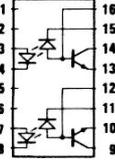
DEL hermétiques à grande fiabilité

Modèle		Référence	Description		Intensité lumineuse typique	2Θ 1/2 (1)	Tension directe typique	Page
	Boîtier		Couleur (2)	Lentille				
	Hermétique T046 (3)	1N5765 JAN 1N5765 (4) JANTX 1N5765 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA	70°	1,6 V à 20 mA	224
		1N6092 JAN 1N6092 (4) JANTX N6092 (4)	Rouge haut rendement (616 nm)		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		1N6093 JAN 1N6093 (4) JANTX 1N6093 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		1N6094 JAN 1N6094 (4) JANTX 1N6094 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	
		5082-4787 HLMP-0930 (4) HLMP-0931 (4)	Rouge (640 nm)	Rouge diffusante	0,5 mcd à 20 mA		1,6 V à 20 mA	
	A monter sur panneau	5082-4687 M 19500/519-01 (4) M 19500/519-02 (4)	Rouge haut rendement (626 nm)		1 mcd à 20 mA		2 V à 20 mA	
		5082-4587 M 19500/520-01 (4) M 19500/520-02 (4)	Jaune (585 nm)	Jaune diffusante				
		5082-4987 M 19500/521-01 (4) M 19500/521-02 (4)	Verte (572 nm)	Verte diffusante	0,8 mcd à 25 mA		2,1 V à 20 mA	

Notes :

- Θ 1/2 : angle pour lequel l'intensité lumineuse est la moitié de celle sur l'axe principal.
- Longueur d'onde crête.
- Montable sur circuit imprimé.
- Agréés par les organismes militaires par le montage sur produits de haute fiabilité.

Photocoupleurs à grande fiabilité

Modèle	Description	Applications	Vitesse de transmis. typique	Rapport de transfert en courant	Courant d'entrée spécifié	Isolément entrée/sortie	Page	
	6N134	Double canal, hermétique, porte logique à couplage optique, sélection TXV, sélection TXVB - 55 - + 125 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	10 M bit/s	400% typ.	10 mA	1500 Vcc	387
	6N134 TXV							
	6N134 TXVB							
	6N140	Quadruple photocoupleur faible courant d'entrée et grand gain, hermétique - 55 - + 125 °C	Récepteur de ligne, faible puissance, isolement des masses sur systèmes à grande fiabilité	300 k bit/s	300% min.	0,5 mA	1500 Vcc	391
	6N140 TXVB							
	6N140 TXVB							
	4N55	Double canal, hermétique couplage analogique, Sélection TXV Sélection TXVB - 55 - + 125 °C	Récepteur de ligne, isolement des masses sur systèmes analogiques élément de rétro-action sur alimentation de puissance à découpage	700 k bit/s	7% min.	16 mA	1500 Vcc	395
	4N55TXV							
	4N55TXVB							

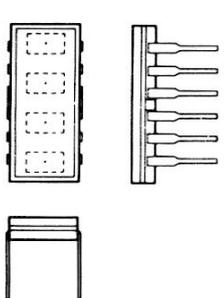
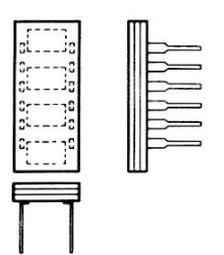
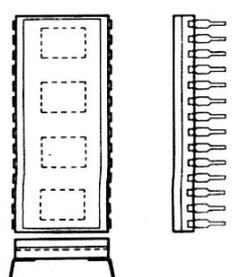
Indicateurs à DEL intégrés, hermétiques

Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
8 broches dorées hermétique, DIP 15,2 mm J = 7,4 mm	4N51 (5082-7391) (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais groupe B	<ul style="list-style-type: none"> • Équipements embarqués (terre, air, mer) • Sécurité incendie • Espace • Équipements demandant une grande fiabilité 	141
	4N52 (5082-7392) (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
	4N55 (5082-7395) (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		
	4N53 (5082-7393)	Indicateur de polarité TXV - Sélectionné en fiabilité TXVB - Sélectionné en fiabilité + essais du groupe B		

Afficheurs à usages militaires ou industriels

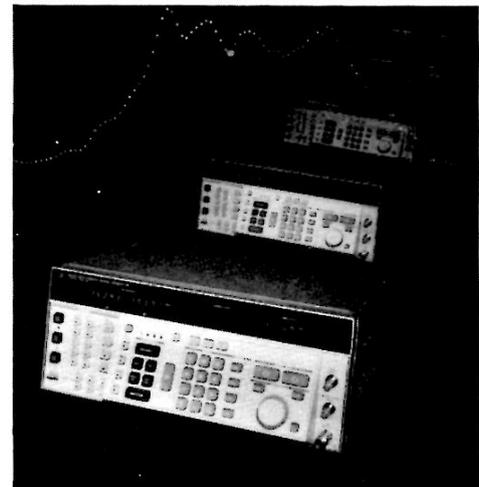
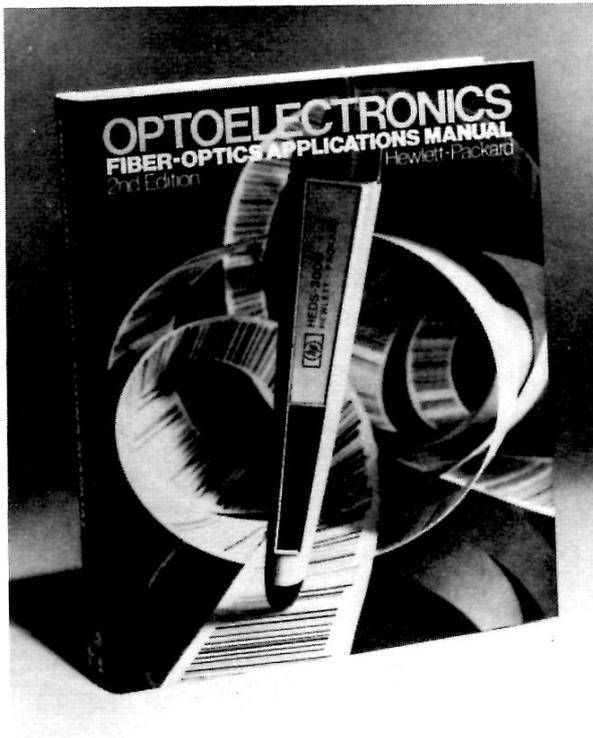
	Boîtier	Référence	Description	Applications	Page
<p>H = 7,4 mm Boîtier 8 broches verre-céramique, DIL 15,2 mm</p> <p>H = 7,4 mm Boîtier 8 broches verre-céramique DIL 15,2 mm</p>	8 broches verre- DIP 15,2 mm H = 7,4 mm	5082-7356	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Instrumentation médicale • Équipements industriels et commandes de machines • Ordinateurs • Tout équipement nécessitant des circuits intégrés verre/céramique 	136
		5082-7357	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7359	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		5082-7358	Indicateur de polarité (+, -), dépasement		
	Rouge haut rendement consom- mation	HDSP-0760 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Matériels militaires • Équipements à terre • Aviation • Grande fiabilité 	147
		HDSP-0761 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0762 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0763 (D)	Dépasement ± 1		
	Rouge haut rendement ultra- lumineux	HDSP-0770 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, H = 7,4 Mm, décodeur, ampli, mémoire intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Systèmes fonc- nant sous fort éclairage ambiant • Tableau de bord, aviation, marine • Grande fiabilité 	
		HDSP-0771 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0772 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0763 (D)	Dépasement ± 1		
	Jaune	HDSP-0860 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Ordinateurs • Sécurité incendie • Matériels militaires • Grande fiabilité 	
		HDSP-0861 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0862 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés		
		HDSP-0863 (D)	Dépasement ± 1		
Vert	HDSP-0960 (A)	Matrice 4 × 7, numérique, pdd, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0961 (B)	Matrice 4 × 7, numérique, pdg, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0962 (C)	Matrice 4 × 7, hexadécimal, décodeur, ampli, mémoire intégrés			
	HDSP-0963 (D)	Dépasement ± 1			

afficheurs alphanumériques à DEL

	Boîtier	Référence	Couleur	Description	Applications	Page
	12 broches céramique DIP 7,62 mm filtre de contraste rouge	HDSP-2000	Rouge	4 caractères alpha- numériques, matrice 5 × 7, H = 3,8 mm, commande et registre à décalage intégrés	<ul style="list-style-type: none"> • Calculateurs pro- grammables • Terminaux d'ordi- nateurs • Machines de gestion • Instrumentation médicale • Équipements de télécommunication, entrée et sorties de données, mobiles et portables 	44
	12 broches céramique DIP 7,62 mm lentille non teintée	HDSP-2001	Jaune			
	12 broches céramique DIP 7,62 mm lentille non teintée	HDSP-2002	Rouge haut rendement			
	12 broches céramique DIP 7,62 mm filtre de contraste rouge	HDSP-2010	Rouge			
	12 broches céramique DIP 6,35 mm	HDSP-2300	Rouge faible consom- mation	4 caractères alpha- numériques, matrice 5 × 7, H = 4,87 mm	<ul style="list-style-type: none"> • Aviation • Matériels militaires • Équipements au sol • Cockpits • Équipements embarqués • Équipements médicaux • Surveillance de processus indus- triels • Périphériques et terminaux d'ordi- nateurs 	54
		HDSP-2301	Jaune ultra- lumineux			
		HDSP-2302	Rouge HR ultra- lumineux			
	28 broches céramique DIP 15,24 mm	HDSP-2490	Rouge	4 caractères alpha- numériques, matrice 5 × 7, H = 6,9 mm	<ul style="list-style-type: none"> • Équipements de métrologie • Système fonction- nant sous fort éclairage ambiant NOTE : Consulter les notes d'applications 966 et 1001 	60
		HDSP-2491	Jaune ultra- lumineux			
		HDSP-2492	Rouge haut rendement ultra- lumineux			

Applications

- *Manuel d'applications optoélectroniques*
- *Résumé des notes et bulletins d'applications non inclus dans ce catalogue*
- *Notes et bulletins d'applications (version intégrale en français)*



L'afficheur 5082-7300 à matrice de points a été choisi par notre division instrumentation de Stanford Park (USA) pour équiper son générateur à très faible bruit 8662. Ce générateur a été conçu avec de très faibles interférences RF et un signal extrêmement pur. Il fallait éviter dans toute la mesure du possible les interférences RF potentielles et trouver un afficheur ne nécessitant pas d'échantillonnage. Le 5082-7300 avec son électronique associée sur carte a satisfait à ces exigences sans nuire à l'esthétique du panneau avant.

MANUEL D'APPLICATIONS OPTOÉLECTRONIQUES (HPBK-2000, en anglais).

Publié pour la première fois en 1977 par Mc Graw-Hill, ce manuel vient d'être réédité et considérablement augmenté. Cette dernière édition fournit les renseignements les plus nouveaux sur les applications de l'optoélectronique. Les chapitres originaux concernant les DEL, les afficheurs, les photocoupleurs sont maintenant accompagnés de chapitres concernant les fibres optiques, l'utilisation des photocoupleurs dans l'industrie, l'éclairage par transparence, l'interface afficheurs-microprocesseurs, les afficheurs visibles sous très fort éclairage et la détection précise de position par réflexion.

Ce livre peut être acheté chez votre distributeur agréé HP ou aux éditions Mc Graw-Hill. La liste de nos distributeurs est donnée en fin de catalogue.

Résumé des notes et bulletins d'applications non traduits

NOTES D'APPLICATIONS

NOTE D'APPLICATIONS 931 (en anglais)

Solid State Alphanumeric Display... Decoder/Driver Circuitry

(circuits décodeurs et de commande pour afficheurs alphanumériques à semi-conducteurs)

Hewlett-Packard fabrique une série d'afficheurs à semi-conducteurs, permettant de visualiser plusieurs caractères alphanumériques, utilisant des matrices de DEL au Ga AsP.

Ces matrices 5 × 7 font apparaître des caractères brillants, très lisibles. Elles sont adressables en X et Y : le schéma d'adressage, de décodage et de commande des modules d'affichage par la logique de commande est très simple. Cette note donne en détail la

méthode à utiliser : elle commence par une description générale de la technique d'échantillonnage ou d'analyse utilisée puis décrit une méthode d'échantillonnage des

lignes et des colonnes. Elle donne enfin la description pratique et détaillée d'un montage destiné à l'échantillonnage vertical.

NOTE D'APPLICATIONS 934 (en anglais)

5082-7300 Series Solid State Display Installation Techniques

(utilisation des afficheurs à semi-conducteurs de la série 5082-7300)

Les afficheurs hexadécimaux de la série 5082-7300 donnent la solution d'un grand nombre de problèmes d'affichage dans les applications commerciales, industrielles ou militaires.

Chaque boîtier comporte les éléments de visualisation (DEL) et leur électronique de commande : ceci permet un gain de place, une réduction du nombre de sorties, une diminution de prix ainsi qu'une amélioration notable de la fiabilité. Les informations contenues dans cette note décrivent les méthodes générales d'incorporation des 5082-7300 dans diverses applications.

NOTE D'APPLICATIONS 937 (en anglais)

Monolithic Seven Segment LED Display Installation Techniques

(Utilisation des afficheurs monolithiques sept segments à DEL)

La série des petits afficheurs monolithiques au Ga AsP, alignables, a été conçue pour la commande par échantillonnage, méthode permettant le fonctionnement du générateur de caractères en temps partagé.

Cette note débute par l'explication des techniques d'échantillonnage utilisées. Suit la description des avantages de l'utilisation du point décimal à droite ou au centre.

Plusieurs types de circuits sont ensuite présentés. La note se termine sur quelques considérations concernant l'interface avec différents masques de données et sur le montage mécanique de l'afficheur.

NOTE D'APPLICATIONS 939 (en anglais)

High Speed Optically Coupled Isolators

(isolateurs à grande vitesse couplés optiquement)

Les concepteurs de circuits sont souvent confrontés à des problèmes d'isolement entre circuits pour éliminer des couplages par la masse ou les signaux indésirables en mode commun : les éléments courants utilisés pour résoudre ces problèmes sont les relais, les transformateurs et les récepteurs de ligne. Ces éléments présentent des limites, les relais et transformateurs ont des vitesses de transmission très faibles et incompatibles avec celle des circuits logiques modernes, les récepteurs de ligne ont une vitesse correcte mais sont limités à une tension de mode commun de 3 V, de plus ils ne protègent pas correctement contre les bouclages par la masse. Les isolateurs à couplage optique dont on dispose à l'heure actuelle résolvent la plupart de ces problèmes.

La présente note d'applications décrit les isolateurs Hewlett-Packard à grande vitesse et traite de leurs applications dans les circuits numériques et analogiques.

NOTE D'APPLICATIONS 945 (en anglais)

Photometry of Red LEDs

(photométrie des DEL rouges)

Les DEL sont presque exclusivement utilisées comme voyants ou comme partie intégrante d'un afficheur à segments ou à matrices de points. Elles sont vues directement par l'œil donc jugées subjectivement par l'observateur. Le montage de mesure de la lumière qu'elles émettent devra donc simuler la vision humaine.

Cette note d'applications répond aux questions suivantes :

- *Que mesurer ? (définition des termes)*
- *Comment mesurer ? (montage à réaliser)*
- *Quels appareils utiliser ? (critères de choix)*

NOTE D'APPLICATIONS 946 (en anglais)

5082-7430 Series Monolithic Seven Segments Display

(afficheurs monolithiques sept segments série 5082-7430)

Les afficheurs monolithiques sept segments 5082-7430 sont des barrettes de 3 ou 4 caractères, capables d'afficher les chiffres et quelques lettres sélectionnées. Ces afficheurs au Ga Asp sont équipés d'une lentille intégrée, agrandissant les caractères et amplifiant leur intensité lumineuse. Les caractères obtenus ont 2,79 mm de hauteur et sont lisibles jusqu'à 5 m avec une puissance d'alimentation de 0,5 mW par segment seulement.

Pour l'échantillonnage des afficheurs, le décodeur fonctionne en temps partagé, tous les caractères étant éclairés successivement.

Cette note donne en outre quelques exemples typiques d'applications, telles que : chronomètre électronique, compteur d'événements, calculateur à quatre fonctions.

NOTE D'APPLICATIONS 947 (en anglais)

Digital Data Transmission Using Optically Coupled Isolators

(transmission de données numériques par photocoupleurs couplés optiquement)

Les photocoupleurs constituent d'excellents récepteurs de ligne pour la transmission de données numériques. Ils sont particulièrement recommandés pour éliminer les interférences en mode commun entre deux systèmes de transmission de données isolés. Cette note insiste sur certaines considérations dont il faut tenir compte dans l'étude et la conception des circuits, en particulier, quant au choix des circuits de commande et des récepteurs de ligne ainsi que des lignes de transmission pour obtenir la meilleure vitesse possible et la meilleure réjection en mode commun. Les méthodes d'adaptation (charges résistives ou actives), les techniques spécifiques de multiplexage, les méthodes d'amélioration de la réjection en mode commun et de la vitesse sont décrites en détail.

NOTE D'APPLICATIONS 964 (en anglais)

Contrast Enhancement Techniques

(amélioration du contraste)

Cette note décrit les différentes méthodes ainsi que les critères sur lesquels doit se baser le personnel utilisant des afficheurs pour obtenir un contraste maximal sur les afficheurs à DEL rouges, jaunes et vertes. Une liste des filtres et de leurs fabricants termine la note.

BULLETINS D'APPLICATIONS

BULLETIN D'APPLICATIONS 1 (en anglais)

Construction and Performance of High Efficiency Red, Yellow and Green LED Materials

(réalisation et performances des DEL rouges haut rendement, jaunes et vertes)

La très haute luminosité des diodes électroluminescentes Hewlett-Packard rouges haut rendement, jaunes et vertes résulte de l'emploi d'un matériau nouveau utilisant un substrat au Ga AsP transparent. Les performances du Ga AsP transparent sont ensuite comparées à celles du Ga AsP des DEL rouges standard et au Ga P.

BULLETIN D'APPLICATIONS 3 (en anglais)
Soldering Hewlett-Packard Silver Lead Frame LED Devices

(soudure des broches de sortie argentées des boîtiers des DEL)

La plupart des broches des DEL commerciales sont argentées. Souder une broche argentée n'est pas plus difficile que de souder une broche dorée. Certaines précautions doivent toutefois être prises pour éviter l'oxydation des broches.

BULLETIN D'APPLICATIONS 4 (en anglais)
Detection and Indication of Segment Failures in Seven Segment LED Displays

(détection et repérage des ou du segment défectueux sur un affichage à DEL sept segments)

L'affichage d'indications erronées dues à un segment défectueux peut avoir de sérieuses conséquences. Ce bulletin donne trois méthodes de détection de panne et la manière d'indiquer cette défectuosité.

BULLETIN D'APPLICATIONS 52 (en anglais)
Large Monolithic LED Display

(afficheurs monolithiques à plusieurs DEL intégrées)

La tendance est d'incorporer des fonctions de plus en plus complexes dans des appareils de plus en plus petits (appareils portables alimentés sur batteries). On en arrive ainsi à être limité par la puissance d'alimentation et l'espace : les afficheurs à DEL intégrées tendent à répondre à ces critères. Ce bulletin décrit les avantages de nos afficheurs monolithiques et les circuits d'interface avec une logique CMOS et avec un microprocesseur.

BULLETIN D'APPLICATIONS 54 (en anglais)
Mechanical Handling of Subminiature LED Lamps and Arrays — The Need for Careful Mechanical Handling

(précautions à prendre dans la manipulation et le montage des DEL subminiatures)

Hewlett-Packard fabrique des DEL en boîtiers subminiatures. Ces DEL ont des performances équivalentes aux autres types de DEL mais sont mécaniquement beaucoup plus fragiles. Leurs qualités ne peuvent être conservées que si elles sont manipulées et soudées en prenant quelques précautions très importantes.

Le présent bulletin indique toutes ces précautions en insistant particulièrement sur la fragilité du boîtier qui ne doit subir aucune contrainte tant mécanique que calorifique.

BULLETIN D'APPLICATIONS 56 (en français)
Contrôleur à données codées pour HDSP-2000. Diagramme des temps et extension de la longueur d'affichage

Ce bulletin, complément à l'AN 1001, a pour but de donner les principales informations concernant le signal d'horloge et son fonctionnement : l'allongement de l'affichage à un nombre quelconque de caractères devient ainsi extrêmement simple. L'extension à 64 ou 128 caractères devient très facile à l'aide des explications fournies.

BULLETIN D'APPLICATIONS 57 (en français)
Etude d'un bilan de flux dans une liaison par fibre optique

Ce bulletin est un complément à l'AN 1000. Il donne des exemples précis d'évaluation du bilan d'une liaison avec un émetteur optique HFBR-1002, un récepteur optique HFBR-2001 et un ensemble câble-connecteurs HFBR-3000.



Détection avec seuil des radiations visibles ou infrarouges par PHOTODIODE PIN

La détection et la démodulation de signaux optiques de très faible niveau se réalisent traditionnellement à l'aide de tubes photomultiplicateurs. Cette tradition amène souvent à oublier les photodétecteurs à semi-conducteurs malgré les avantages qu'ils présentent tant du point de vue fonctionnel que performances.

AVANTAGES DES PHOTODIODES PIN SUR LES PHOTOMULTIPLICATEURS

- 1. Dimensions et poids :**
Les photodiodes PIN sont environ trois fois plus petites et plus légères que les tubes, ce qui simplifie le montage et réduit les coûts.
- 2. Alimentation :**
Les tubes photomultiplicateurs nécessitent des tensions supérieures à 1000 V, bien stabilisées et régulièrement réparties entre les cathodes secondaires. Par contre, une photodiode PIN et ses amplificateurs fonctionnent parfaitement sous moins de 20 V sans stabilisation particulière.
- 3. Coût :**
Le prix, amplificateurs compris, est plus faible étant donné la puissance réduite nécessaire à l'alimentation.
- 4. Réponse spectrale :**
La réponse spectrale d'une photodiode PIN va de l'ultraviolet à l'infrarouge, elle dépasse de loin les possibilités des autres dispositifs de sensibilité comparable.
- 5. Sensibilité :**
La puissance équivalente de bruit d'une photodiode PIN est inférieure à celle de tous les autres types de détecteurs. Le niveau du signal est toutefois extrêmement faible et nécessite un amplificateur à grand gain et de grande impédance d'entrée pour atteindre de bonnes performances à bas niveau. Les photomultiplicateurs ont un gain propre suffisant pour ne pas avoir besoin d'amplificateur. De plus, la forte impédance nécessaire à l'entrée pour obtenir une grande sensibilité empêche une réponse très rapide alors que celle d'un photomultiplicateur est de l'ordre de la μs même en mode sensible.
- 6. Stabilité :**
Les caractéristiques de bruit, de réponse spectrale et de sensibilité de la photodiode PIN ne dépendent ni du temps, ni de la température, ni de l'environnement; négliger ces considérations sur les photomultiplicateurs serait dangereux.
- 7. Surcharge :**
Les photomultiplicateurs de sensibilité comparable à celle d'une photodiode, attaqués par un signal trop puissant, risquent d'être détruits sous l'effet du courant excessif en sortie. La photodiode PIN est insensible à l'éclairage environnant et même à l'exposition au soleil.
- 8. Solidité :**
Les photodiodes peuvent être soumises à des chocs et vibrations considérables. Elles résistent à une accélération de 1500 G pendant 0,5 ms.
- 9. Champs magnétiques :**
Le gain des photomultiplicateurs est perturbé par des champs magnétiques aussi faibles que 1 gauss, si le champ magnétique interférant varie, il module le courant de sortie. La photodiode PIN y est insensible.
- 10. Précision :**
La sensibilité d'une photodiode PIN est essentiellement précise et constante. Dans un même type, les caractéristiques entre deux diodes concordent à $\pm 0,1$ décade; celles d'un photomultiplicateur peuvent varier de plus d'une décade d'un tube à l'autre.
- 11. Surface sensible :**
La faible surface sensible d'une photodiode PIN permet d'éliminer le diaphragme souvent nécessaire sur certains montages, mais exige un alignement précis.

DETECTEURS A PHOTODIODES PIN

De nombreux photodétecteurs à semi-conducteur existent actuellement sur le marché. Les photodiodes PIN au silicium, ayant les applications les plus variées, seront étudiées ici. Leurs principaux avantages sont les suivants : réponse spectrale très large, grande dynamique, grande vitesse et très faible bruit. Avec le circuit de sortie adéquat, elles sont très bien adaptées à toutes les applications ayant trait à la conversion d'un signal optique en signal électrique. Les textes qui suivent seront limités à la description des photodiodes PIN, à l'étude de leur seuil de sensibilité en détection et des circuits annexes qui le permettent.

DESCRIPTION

Construction

Une brève description des photodiodes PIN fera mieux comprendre leurs performances et les principes qui guident la conception des circuits annexes. La figure 1 montre la constitution théorique d'un tel dispositif, elle n'est pas à l'échelle. Les dimensions ne sont pas respectées dans un but de clarification. La structure PIN s'obtient par diffusion à travers une couche d'oxyde (SiO_2) qui sert en même temps de protection de surface. La plupart des métaux étant opaques, particulièrement dans l'infrarouge, le contact en or est placé seulement à la périphérie de la couche P : il est prolongé par un conducteur en or sur lequel est soudé le fil de sortie qui est ainsi éloigné du passage de la lumière.

Fonctionnement

Un photon absorbé par le silicium donne naissance à un électron et à un trou. Si cette absorption a lieu dans la couche intrinsèque comme sur la figure 1, le trou et l'électron sont séparés par le champ électrique de cette couche. Le rapport de conversion quantique le meilleur (nombre d'électrons par photon) est obtenu pour la couche P la plus fine possible, et la couche intrinsèque la plus épaisse. L'épaisseur de la couche P détermine de plus la valeur de la résistance série parasite (R_S de la figure 2), plus la couche P est fine plus cette résistance est forte. R_S influençant les performances en HF, un certain compromis doit être maintenu entre le rendement quantique et la bande passante. Celui-ci déterminé, on contrôle l'épaisseur durant la diffusion. L'épaisseur de la couche I est contrôlée en partie par le procédé de diffusion et en partie par la grandeur du champ électrique appliqué à la diode : plus le champ est fort, plus l'épaisseur réelle de la couche I sera grande. Il est intéressant de polariser la diode en inverse : en effet, lorsque la tension inverse de polarisation augmente à partir de 0 V, trois avantages apparaissent : le temps de transit des trous et des électrons diminue, le rapport de conversion augmente légèrement et, ce qui est encore plus intéressant, la capacité décroît brusquement vers 10 V, puis beaucoup plus lentement jusqu'à 20 V environ.

Sous l'effet d'un signal optique la conduction shunt se trouve modulée alors que les trous et les électrons produits par les photons dans la couche I modulent sa conductivité. Cet effet peut devenir assez important sous de forts niveaux d'éclairement puisque la couche I peut se saturer, le rendement quantique diminuant et le temps de montée augmentant. Il est possible de prévenir la saturation en appliquant sur une longue période, une forte tension de polarisation inverse (de l'ordre de 200 V) mais avec le risque de diminuer les propriétés de fuite de la diode. N'étant concernés ici que par les performances avec seuil, nous nous limiterons à des tensions de polarisation inférieures ou égales à 20 V.

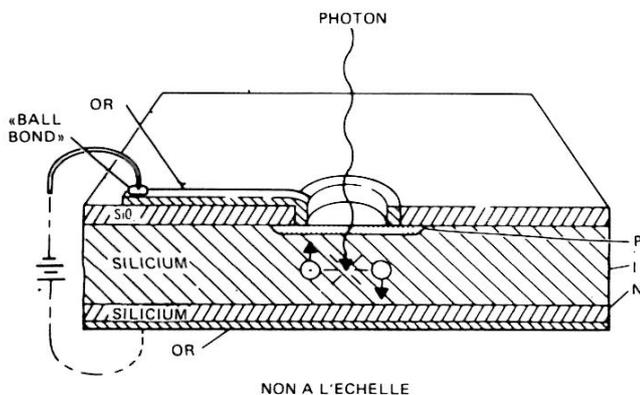


FIGURE 1 — Coupe d'une photodiode PIN

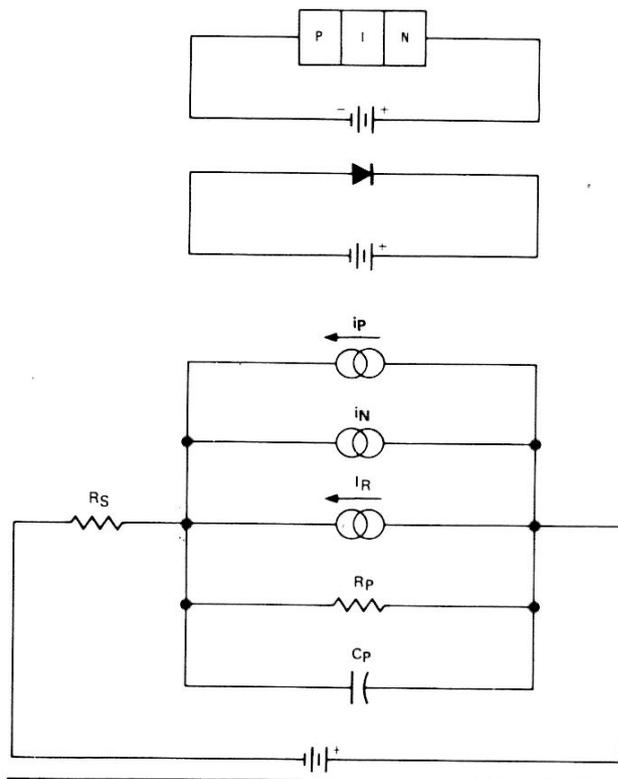


FIGURE 2 — Schéma équivalent à une photodiode PIN et représentation symbolique

Circuit équivalent

Bien polarisée, la photodiode PIN peut être représentée par le circuit équivalent de la figure 2. i_p représente le courant extérieur produit par la diode éclairée. Sa constante de temps est de 10 ps et son débit est de 0,5 A par watt à l'entrée pour une longueur d'ondes de 8000 Å (800 nm). Ceci correspond à un rendement quantique de 75%, c'est-à-dire, de 0,75 électron par photon. i_N est le courant de bruit de la photodiode PIN. La diode étant polarisée en inverse, la formule de calcul de l'effet Schottky est applicable et le courant de bruit s'obtient à partir de l'équation :

$$\frac{i_N^2}{B} = 2 q I_{cc} \quad (1)$$

où B : bande passante du système en Hz
 q : charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ coulombs)
 I_{cc} : courant continu en ampères

Dans le cas de la photodiode, I_{cc} représente simplement le courant d'obscurité, I_R dépendant essentiellement de sa conception et de ses dimensions. Les valeurs maximales sont de l'ordre de 100 pA pour les diodes 5082-4204, 150 pA pour les diodes 5082-4205 et 2 nA pour les diodes 5082-4203. La résistance shunt, R_p , très importante, est supérieure à 10 GΩ (10^3 MΩ) et son courant de bruit est négligeable. La capacité shunt, C_p , est comprise entre 2 et 5 pF, elle dépend du type de diode et de la tension de polarisation en inverse. Aux fréquences hautes, il est important de réduire C_p , puisque la fréquence de coupure est donnée par la formule :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_S C_p} \quad (2)$$

Bien que notre sujet aborde uniquement le fonctionnement avec seuil aux fréquences basses, nous verrons plus loin, lorsque nous en arriverons à l'étude du montage, qu'il existe d'autres raisons pour réduire C_p .

Performances

Les performances sont spécifiées de différentes façons. L'expression la plus facile à comprendre et la plus utile est sous la forme d'un signal de bruit à l'entrée. C'est le signal d'entrée qui produit en sortie un signal équivalent au bruit présent lorsqu'il n'y a aucun signal à l'entrée. L'entrée de bruit équivalente en W s'appelle puissance équivalente de bruit (NEP en anglais) et se définit ainsi :

$$\text{PUISSANCE EQUIVALENTE DE BRUIT} = \frac{\text{COURANT DE BRUIT (A}/\sqrt{\text{Hz}})}{\text{REPOSE EN COURANT (A/W)}} \quad (3)$$

et dont l'unité correspond à des W/√Hz. Les dispositifs photodétecteurs se comparent en fonction de leur NEP, plus celle-ci est faible, meilleure est la diode.

Une autre méthode pour définir la sensibilité de seuil est de faire le rapport signal/bruit pour un niveau de puissance d'entrée déterminé. En prenant 1 pW par exemple, le rapport signal/bruit en sortie s'obtient ainsi :

$$\text{Rapport S/B} = \frac{\text{REPOSE (A/W)} \times \text{ENTREE (W)}}{\text{COURANT DE BRUIT (A)}} \quad (4)$$

C'est donc un rapport de courants. Pour l'exprimer en dB, nous multiplierons par 20 son logarithme en base 10 bien que l'expression se convertisse linéairement en rapport de puissance, ceci parce que le dispositif répond *linéairement* à la *puissance* à l'entrée.

La figure 3 donne les courbes de sensibilité spectrale de plusieurs types de photodiodes PIN et les compare à celle des différents modèles de tubes photomultiplicateurs. La sensibilité est donnée en fonction du rapport S/B et de la puissance équivalente de bruit, cette dernière en dBm. Ces courbes amènent plusieurs remarques intéressantes. Bien que le rendement quantique des diodes PIN soit constant de 500 à 800 nm, leur sensibilité ne l'est pas. Ceci est dû au fait que l'énergie émise par quantum (photon) est fonction de la longueur d'onde.

Les courbes des trois types de photodiodes montrent d'autre part l'interdépendance de la sensibilité et du courant de fuite. La plus grande sensibilité est obtenue avec la diode 5082-4204 qui possède le courant de fuite le plus faible, 100 pA; vient ensuite la 5082-4205 avec 150 pA et enfin la 5082-4203 avec 2 nA. Les trois courbes sont en fait décalées d'une valeur égale à la différence de courant de bruit puisque leur rendement quantique est identique. Elles montrent d'autre part l'étendue de la réponse en fréquence des diodes comparée à celle des tubes photomultiplicateurs. La courbe de réponse en puissance des diodes PIN présente une pente correspondante. Noter comment la réponse inhérente du silicium, améliorée par l'épaisseur de la couche I, permet de les utiliser avec de bonnes performances, sur une plage bien supérieure à celle des deux types de photomultiplicateurs.

Le seuil de sensibilité d'un tube photomultiplicateur est meilleur dans la région du spectre visible, cependant cet avantage n'est pas toujours significatif lorsqu'il est comparé aux désavantages de poids et de taille, d'instabilité du gain et de sensibilité de ce dernier en fonction de la température, des problèmes d'alimentation (haute tension et régulation). Les performances supérieures des photodiodes PIN dans le rouge et l'infrarouge ne signifient pas non plus qu'elles soient toujours meilleures dans toutes les applications, il faut tenir compte de leur faible surface sensible et de leur faible niveau de signal. L'atteinte des performances, indiquées figure 3, nécessite un grand soin dans la conception du circuit qui suit la photodiode.

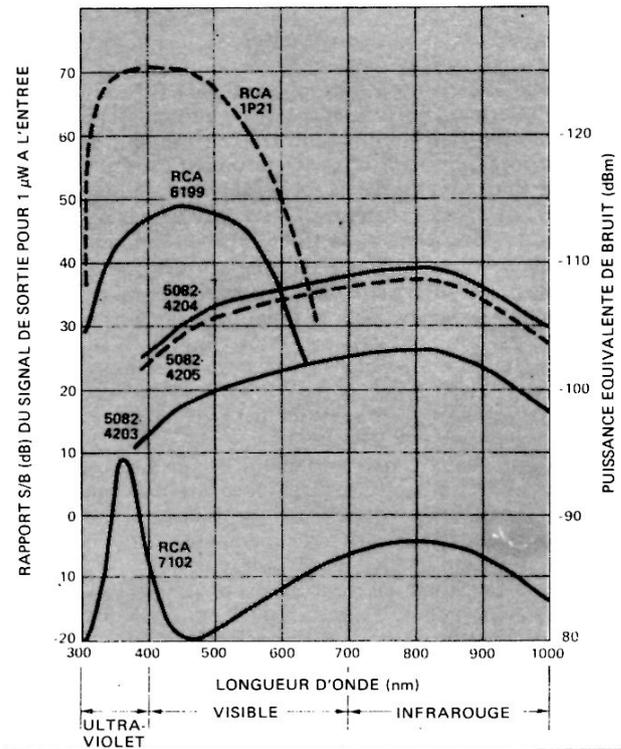


FIGURE 3 — Comparaison des sensibilités spectrales des photodétecteurs

CRITERES DE REALISATION DU CIRCUIT D'AMPLIFICATION

L'amplificateur doit répondre non seulement aux critères habituels de bruit, de bande passante, de dynamique, etc. mais encore aux critères fondamentaux suivants :

1. Grande tension inverse :
la diode doit fonctionner avec une polarisation inverse comprise entre 10 et 20 V pour réduire les capacités shunt.
2. Très grande impédance d'entrée :
c'est le moyen fondamental d'obtenir un bon compromis sensibilité-temps de montée.

L'influence de la tension inverse sur la capacité a été étudiée précédemment, mais son importance est telle qu'elle mérite insistance.

Une grande résistance d'entrée est nécessaire pour conserver un grand rapport signal/bruit. Le signal de sortie que fournit la diode est un courant et son bruit interne est assimilé à un courant, il est donc logique de représenter le bruit de l'amplificateur par un courant de bruit équivalent à l'entrée. La plus faible valeur de résistance qui peut être connectée à l'entrée est déterminée par son courant de bruit conformément à l'expression de bruit thermique :

$$\frac{i_n^2 \text{ (thermique)}}{B} = \frac{4 kT}{R} \quad (5)$$

La comparaison des équations (1) (relation entre le courant de bruit de la diode et le courant de fuite) et (5) (relation entre le courant de bruit de la résistance et sa valeur en Ω) rend clair le fait qu'il y a une certaine valeur de résistance au-dessous de laquelle la puissance équivalente de bruit du système, c'est-à-dire le seuil de sensibilité subira une dégradation de 5 dB par décade de diminution de résistance. Par exemple, dans le cas de la photodiode 5082-4203, en supposant un courant de fuite maximal de 2 nA, la valeur de la résistance ne doit pas être inférieure à 25 MΩ pour éviter la chute du seuil de sensibilité.

AMPLIFICATEUR A TRANSISTORS

Il est non seulement nécessaire de maintenir le courant de bruit à l'entrée à une faible valeur en employant de très grandes valeurs de résistance à l'entrée, mais aussi de réduire au maximum les autres sources de bruit. Il n'est pas possible d'utiliser des transistors ordinaires (PNP ou NPN) si l'on veut approcher de la sensibilité absolue d'une photodiode PIN même avec des transistors à faible bruit comme le 2N2484. Dans les applications pour lesquelles la sensibilité peut être sacrifiée à la simplicité, il est pourtant possible d'utiliser de tels transistors. Un tel circuit est illustré figure 4, il permet d'obtenir une sensibilité correspondant à une puissance de bruit équivalente de -95 dBm. Q1 fonctionne avec le courant collecteur minimal assurant quand même le gain voulu. Une boucle à grand gain est nécessaire pour compenser par une contre réaction négative, le temps d'établissement très long amené par la grande valeur de la résistance d'entrée. Une résistance supérieure à $10\text{ M}\Omega$ n'est pas nécessaire dans le cas présent, le transistor lui-même fournissant la limite du bruit fondamental. Q2 est un transistor PNP qui équilibre la tension base-émetteur de Q1 pour que la sortie soit proche de zéro sans réglage. Les deux résistances, R1 et R3, fournissent la plage de réglage nécessaire du zéro sans atténuer valablement le courant de contre réaction. Le courant I_2 croissant, l'amplificateur provoque une chute de tension sur l'émetteur de Q3 avec pour corollaire l'écoulement du courant traversant R1 hors du noeud (base de Q1) par lequel passe I_2 .

Schémas de base

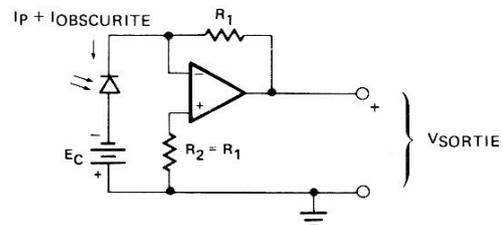
La photodiode, pour avoir une réponse linéaire, doit fonctionner avec une résistance de charge aussi faible que possible. La figure 5 montre la disposition à adopter dans ce cas. L'entrée négative est à la masse virtuelle. La résistance dynamique que voit la photodiode est égale à R_1 divisée par le gain de boucle. Si l'amplificateur opérationnel a une résistance d'entrée extrêmement grande, le gain de boucle est presque égal au gain direct de l'amplificateur. R_2 peut être omise si le photocourant est suffisamment fort, son but étant de compenser les effets du courant de décalage. La tension de sortie varie dans le même sens que le signal optique. Si l'on désire que la tension de sortie diminue en présence d'un signal optique à l'entrée, il faut inverser à la fois la photodiode et E_C , qui peut cependant

être égal à zéro. Le temps de réponse est normalement limité par la constante de temps amenée par R_1 et sa capacité propre. Pour diminuer cette dernière, on réalise R_1 avec deux ou plusieurs résistances en série.

En logarithmique, la résistance de charge doit être la plus importante possible au moins $10\text{ G}\Omega$. Un amplificateur opérationnel à FET d'entrée permet un tel fonctionnement (figure 6). Si le courant d'offset de l'amplificateur amène des problèmes, une résistance peut être montée entre les entrées + et -. Sa valeur ne doit pas être inférieure à $10\text{ G}\Omega$ divisés par le gain de boucle. Celui-ci est égal au gain direct de l'amplificateur divisé $(1 + R/R_1)$ lorsque l'amplificateur est à très grande résistance d'entrée; en faisant $R_2 = 0$, la résistance entre les entrées est la plus faible possible. Le temps de réponse τ de cet amplificateur est très long, de l'ordre de $0,1\text{ s}$. Le meilleur moyen pour atteindre une grande vitesse est d'utiliser un amplificateur linéaire comme celui de la figure 5 suivi d'un convertisseur logarithmique.

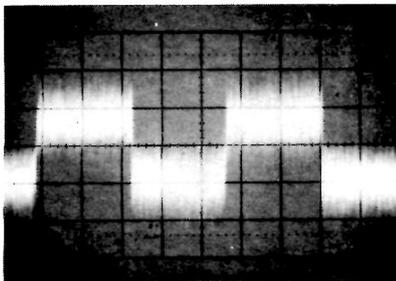
Amplificateur de photodiode très rapide

Les applications, qui font appel à des signaux numériques de grande vitesse comme les senseurs optiques pour tubes à rayons cathodiques, nécessitent des amplificateurs dont la bande passante est supérieure à celle du circuit de la figure 5.

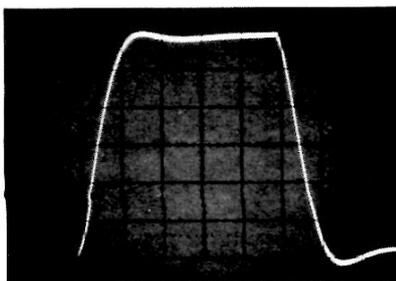


$$V_{\text{SORTIE}} = R_1 (I_p + I_{\text{OBSCURITE}})$$

FIGURE 5 — Montage en réponse linéaire



400 $\mu\text{V}/\text{cm} \times 1\text{ ms}/\text{cm}$



VERTICAL : QUELCONQUE
HORIZONTAL : $20\ \mu\text{s}/\text{cm}$

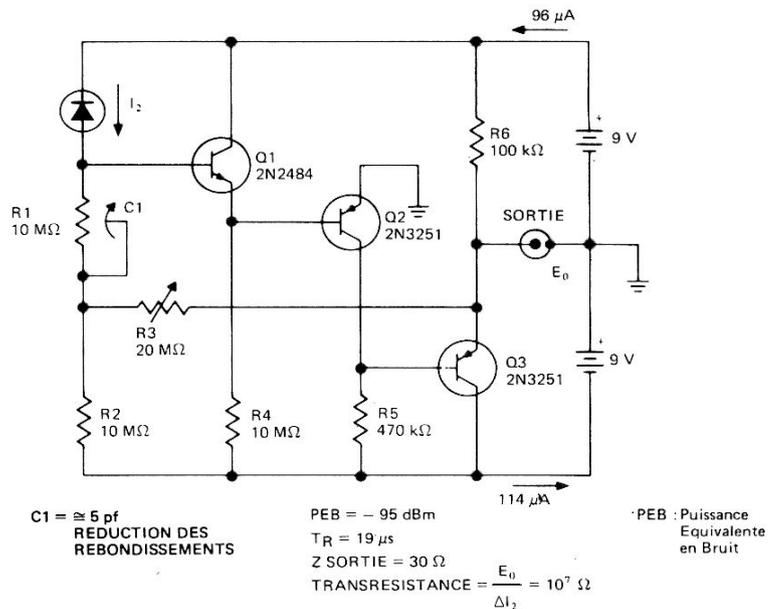
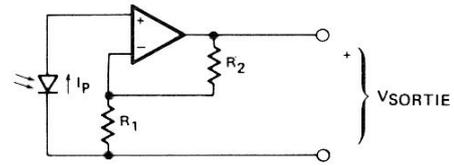


FIGURE 4 — Schéma de l'amplificateur à transistors pour photodiode

Un tel amplificateur peut être réalisé à partir d'un réseau de cinq transistors intégrés (RCA, CA3127E). Le circuit en est illustré figure 8 : il est constitué de deux étages d'amplification, le premier comprenant les transistors Q1-Q3 (Q1 monté en émetteur-suiveur avec contre réaction fournie par l'émetteur de Q3) et Q2 monté en amplificateur inverseur entre Q1 et Q3; le second étage comprend Q4 et Q5 amène un gain supplémentaire au premier et sert de tampon en sortie. Ils fournissent une transrésistance équivalente de 420 kΩ. Ceci signifie que la tension sortie est égale au produit du photocourant I_p par 420 kΩ.

Les performances atteintes par les fronts montant et descendant photographiés figure 7 sont obtenus avec des circuits à très grande vitesse. La vitesse atteinte dans le cas présent équivaut à une bande passante de 9,5 MHz avec un flux de 1,9 μW à l'entrée. Ce flux est obtenu avec un émetteur de lumière HEMT-6000 fonctionnant à 700 nm sous 10 mA placé à 1 cm de la photodiode PIN 5882-4207.



$$V_{\text{SORTIE}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{kT}{q} \log_e \left(1 + \frac{I_p}{I_S}\right)$$

$$\frac{kT}{q} = 25 \text{ mV}$$

$$I_S = \frac{I_F}{\frac{qV}{kT} - 1} \quad \text{à} \quad 0 < I_F < 0,1 \text{ mA}$$

FIGURE 6 – Circuit de l'amplificateur logarithmique

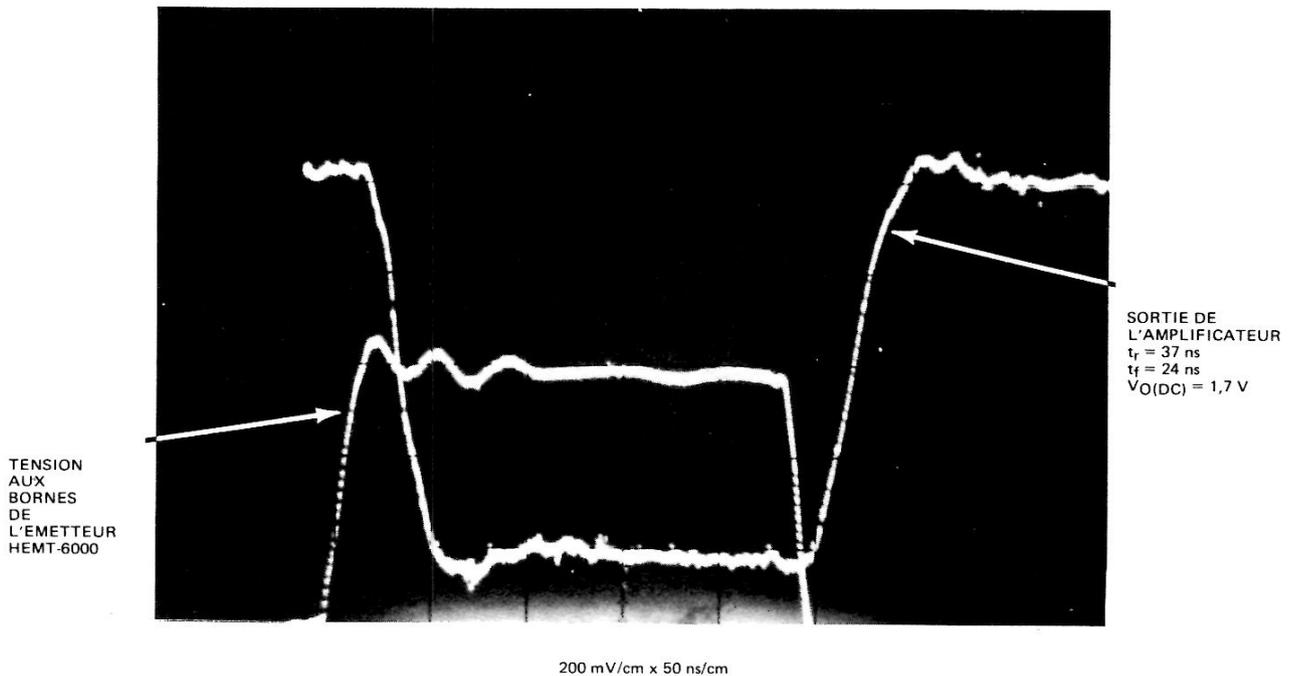
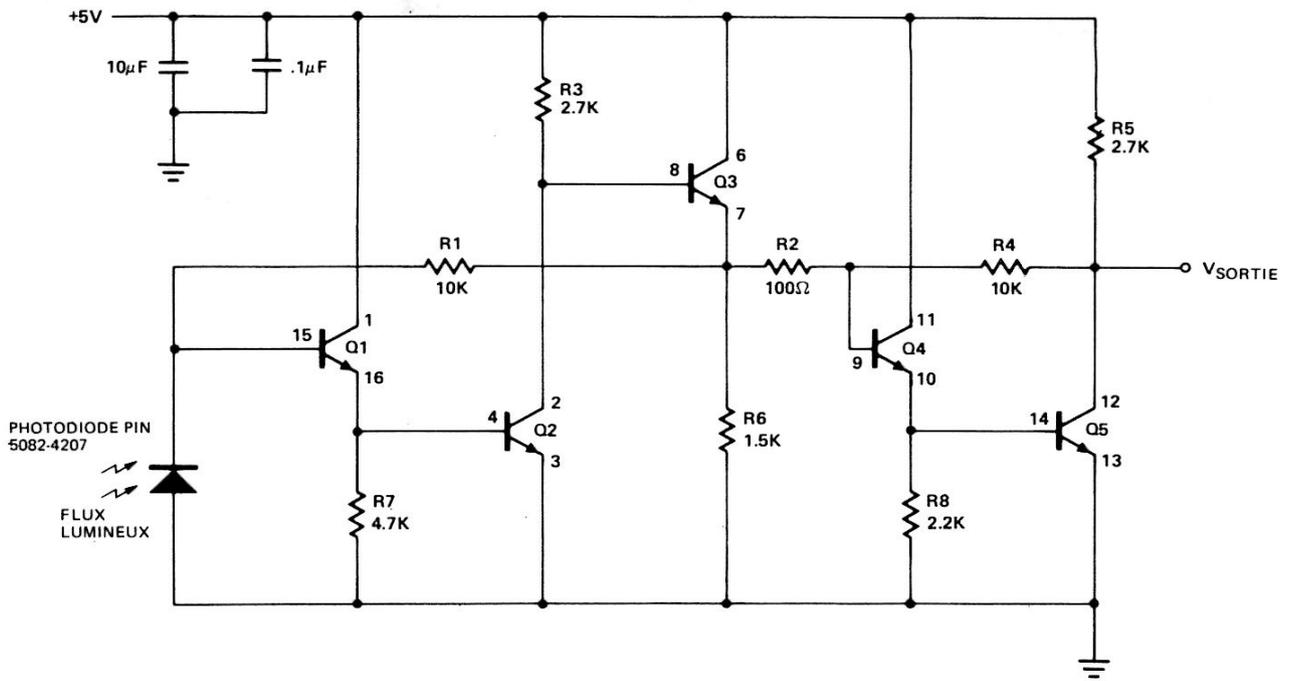


FIGURE 7 – Réponse en impulsion de l'amplificateur pour photodiode



NOTE : RESEAU DE TRANSISTORS INTEGRES CA3127E, LES NUMEROS CORRESPONDENT AUX PATTES DE SORTIE, LA PATTE «5» CORRESPOND AU SUBSTRAT

FIGURE 8 – Amplificateur à grand gain et à grande vitesse pour photodiode PIN



Performances des photocoupleurs 6N135, 6N136 et 6N137 dans les liaisons à courtes et moyennes distances

Cette note d'applications est destinée à étudier les performances que l'utilisateur peut attendre de ces photocoupleurs utilisés en récepteur de ligne dans un réseau de transmission de données NRZ compatible TTL. Elle décrit quelques systèmes complets comprenant un amplificateur de ligne avec son câble, son adaptation ainsi que son raccordement à une logique TTL. Ces systèmes fonctionnent correctement entre 0,30 et 90 m, le débit binaire varie entre 0,6 et 19 Mbits/s, limité aux courtes distances par les performances du coupleur et aux longues distances par les pertes dans le câble.*

* Non retour à zéro

INTRODUCTION

Les photocoupleurs remplacent avantageusement les récepteurs de ligne à circuits intégrés dans la transmission des données. Ils ont le grand avantage d'avoir une réjection de bruit en mode commun bien meilleure et de permettre un véritable isolement des deux sous-systèmes par rapport à la masse. Un récepteur de ligne conventionnel est limité au mieux à une réjection de bruit en mode commun de $\pm 20V$ en continu dans toute sa gamme de fréquence alors qu'un photocoupleur peut atteindre une réjection de $\pm 2,5$ kV à 60 Hz.

Un photocoupleur conventionnel à phototransistor est limité dans son temps de commutation minimal total. Sous de forts débits binaires, au-dessus de 200 - 500 kbits/s, les retards peuvent atteindre une valeur importante. Les HP 6N135 et 6N137 renferment une photodiode et un transistor intégrés pour réduire la durée de commutation. Le 6N137 possède en plus un circuit d'amplification qui réduit encore cette durée. Ces trois photocoupleurs dépassent largement 500 kbits/s, le 6N137 permettant en outre de coupler une horloge isolée ayant une fréquence de 9,5 MHz (19 Mbits/s) à son entrée et à sa sortie. Ces débits sont atteints avec des réjections du bruit de mode commun en tension bien supérieure à celle des récepteurs de ligne conventionnels.

Les informations fournies dans cette note d'application ne concernent que les performances des circuits équipés de récepteur de ligne à photocouplage, sans entrer dans les détails. Ceux-ci font l'objet de la note d'application AN947 (transmission des données numériques par photocoupleurs en anglais).

La présente note d'application décrit les circuits élémentaires d'une ligne de transmission et donne plusieurs exemples de systèmes complets de prix modérés utilisables entre 0,30 m et 90 m. Nous mesurerons en premier quel-

ques performances permettant de comparer les systèmes entre-eux. Nous étudierons ensuite les éléments d'un système de transmission de données. Enfin quelques exemples de circuits démontreront les performances de systèmes sélectionnés pour des liaisons de différentes longueurs, avec schémas, formes d'ondes en des points intermédiaires et un tableau résumant les performances obtenues. Nous comparerons ensuite les résultats des adaptations passives (résistive) et actives qui améliorent les performances globales aux longues distances. Enfin nous verrons les compromis nécessaires au choix des composants du système sélectionné. A ces compromis s'ajoutent la discussion des hypothèses qui nous ont permis d'augmenter les performances en sélectionnant les composants des autres circuits et en maximalisant un système de longueur donnée.

DÉFINITION DES PERFORMANCES

Dans un système de transmission qui utilise des photocoupleurs, il n'y a pas de définitions normalisées qui permettent de spécifier les performances. Les paramètres les plus intéressants sont les possibilités en débits de données, indiquées en général en bits/s, l'immunité au bruit de mode commun à l'entrée du photocoupleur, appelée réjection de mode commun en CA ou en CC indiquée en Volts, ou réjection du bruit transitoire en volts/microseconde.

Pour pouvoir donner une définition aux possibilités maximales en débits de données, il est nécessaire de déterminer le système complet avec tous ses composants et en plus tenir compte des méthodes de modulation et de démodulation. Pour pouvoir comparer les différents systèmes présentés, il est nécessaire de définir certains termes utiles.

L'une des techniques de modulation le plus couramment utilisée pour transmettre les données est la transmission NRZ ou non-retour à zéro. Les données sont alors souvent transmises par une paire torsadée attaquée par un amplificateur symétrique qui fournit un signal alternativement positif et négatif. De nombreux circuits permettent de fournir ce signal et de créer un système direct.

L'une des techniques de mesure possible des performances du système NRZ, et par le fait des autres techniques de modulation, consiste à mesurer la fréquence maximale d'horloge ayant un facteur cyclique de 50 % que le système transmet. Une horloge fournit une transition 1-0 et 0-1 à chaque cycle complet, ce signal carré donne deux bits de données à chaque cycle. Lorsque la fréquence de l'horloge atteint la limite supérieure, le facteur cyclique de 50 % se trouve modifié. Le DÉBIT BINAIRE MAXIMAL D'HORLOGE est déterminé en étudiant la sortie système considéré en fonction du signal carré d'entrée lorsque la distorsion réduit le facteur cyclique à 10 % et en multipliant cette fréquence par deux (deux bits par cycle). A cette fréquence, le débit de données est très proche de son maximum absolu et le rétablissement du potentiel pour un facteur cyclique supérieur est impossible. Le glossaire donne une définition plus détaillée de ce terme.

Un autre paramètre indicatif des performances consiste dans la mesure de la réponse sur transitoires dans le cas le plus défavorable. La réponse à un échelon d'un système comportant des isolateurs est fonction du facteur cyclique et du débit de données. En NRZ, si ce terme est bien défini, il peut indiquer le débit de données que peut transmettre correctement le système dans le cas le plus défavorable sans tenir compte des combinaisons de zéros et de uns, constituant le flot de données. Cette réponse à un échelon appelée DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT, suppose que le retard à la propagation des impulsions le long de la ligne de transmission est constant et détermine le débit binaire maximal pour lequel un bit de donnée unique dans un flot constitué de zéros et d'un "un" ou l'inverse est transmis correctement par le système. On simule ce mode de fonctionnement en introduisant un signal carré de fréquence très basse sur la ligne, et en mesurant le retard de l'impulsion à l'extrémité de la ligne. Le retard est une fonction du temps de montée en sortie du câble et des retards mesurés sur le photocoupleur et ses circuits associés. Les retards spécifiques sont appelés t_{PHL} et t_{PLH} (temps de propagation à la décroissance, à la croissance), ils indiquent respectivement les retards des transitions entre 1 et 0, et 0 et 1. Le DÉBIT BINAIRE MAXIMAL EN RÉPONSE A UN FRONT est défini comme l'inverse de t_{PLH} et de t_{PHL} , celui des deux qui est le plus long. En général, ce débit est inférieur au DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE. Le glossaire donne une définition plus précise de t_{PLH} de t_{PHL} et du DÉBIT BINAIRE MAXIMAL EN RÉPONSE A UN FRONT.

Les paramètres utilisés pour déterminer l'immunité au bruit en mode commun dans le cas le plus défavorable, sont mesurés sur le coupleur et ses circuits associés sans câble. La réjection de la tension de mode commun, fonction de la fréquence, indique la tension alternative au repos du signal commun aux deux entrées et à la masse, susceptible de ne pas créer d'erreur en sortie. Cette réjection atteint un minimum sur quelques fréquences. L'immunité à la tension de bruit transitoire est une mesure de la vitesse de montée ou de descente maximale d'un signal

introduit entre les entrées mises en parallèle et la sortie terre ne provoquent pas d'erreur de tension en sortie. Ce terme est une fonction de l'amplitude de l'impulsion d'entrée et de la vitesse de montée sur un photocoupleur et a pour valeur dv/dt minimal en volts par microseconde. Il est à noter que les caractéristiques de mode commun d'un tel système dépendent d'une façon très importante du point où le bruit se trouve appliqué. La réjection de mode commun d'un système complet doit s'améliorer lorsque l'on augmente la distance entre le point d'application du mode commun et l'entrée du photocoupleur.

CONSTITUANTS D'UN SYSTEME DE TRANSMISSION DE DONNÉES A PHOTOCOUPLEUR

Un système de transmission par photocoupleur est essentiellement constitué par :

- Un transmetteur de ligne
- Un câble de liaison
- Un circuit d'adaptation de ligne
- Un photocoupleur
- Un circuit d'interface TTL

Pour montrer les performances d'un système équipé d'un photocoupleur 6N135 ou 6N137, nous définirons les constituants de plusieurs systèmes. Ces éléments doivent être compatibles TTL en entrée comme en sortie. Ils doivent avoir de bonnes performances sans coûter trop cher, et pouvoir fonctionner entre 0,30 m et 90 m. Ceci peut montrer que le système maximalisé donné en exemple ci-après peut être utilisé tel quel dans divers montages et de bénéficier ainsi de performances connues.

EXEMPLES DE CIRCUITS

Pour réduire le nombre de systèmes dont les performances sont démontrées, il faut sélectionner les composants adéquats et se limiter à trois distances de transmission 0,30 m, 30 m et 90 m. Chacun de ces réseaux est équipé de trois modèles de photocoupleurs dont l'adaptation d'entrée sera passive et active, ce qui nous donne six réseaux de transmission dont les performances sont mesurées à trois distances différentes. La figure 1 présente le modèle de transmetteur de ligne et de câble choisis, la figure 2 illustre la réponse à une impulsion en fonction de la distance de ce couple. Les figures 3 à 8 donnent les schémas des circuits d'adaptation de ligne, des coupleurs et des circuits d'interface TTL pour trois modes d'adaptation avec les formes d'ondes correspondantes en sortie du photocoupleur à 90 m. Le tableau 1 mentionne les caractéristiques critiques du câble utilisé, les tableaux 2, 3 et 4 résument les performances des différents systèmes.

Les performances indiquées pour une liaison de 30 cm montrent ce que l'on peut obtenir lorsque le câble ne les dégrade pas. A 30 et à 90 m, les performances obtenues montrent la chute du débit binaire due aux pertes dans le câble en fonction de la distance. Cette chute montre l'influence primordiale de la qualité du câble sur les performances dans un système économique. Le tableau montre par contre le net avantage d'une adaptation active par rapport à une adaptation passive sur une liaison de 90 m. Il est à noter d'autre part qu'avec le 6N137 sur de faibles distances, l'adaptation active permet un débit binaire moindre qu'avec une adaptation passive. Cette chute est due au retard supplémentaire apporté par l'adaptation active.

Ces tableaux permettent à l'utilisateur de choisir le montage qui lui convient. Supposons par exemple que l'on veuille obtenir un système de transmission capable de fonctionner à différentes distances ne dépassant pas 30 m et que le débit de données atteigne 1,6 Mbits/s. Le circuit de la figure 4 conviendra pour répondre à ces spécifications.

SÉLECTION DES COMPOSANTS

TRANSMETTEUR DE LIGNES

Le transmetteur de ligne fournit le signal transmis par la ligne. Il est limité en dynamique, en impédance d'entrée et en temps de commutation. Un bon compromis est fourni par le circuit DM 8830 de National Semiconductor. N'importe quel circuit ayant une faible impédance d'entrée comme le Fairchild 9614 peut convenir. Ces dispositifs ont une entrée compatible TTL, ils n'ont besoin d'aucun circuit auxiliaire, ils sont courants et peu coûteux.

Ils ont des performances convenables et fournissent directement le signal et son complément. Sur les systèmes plus rapides, on peut utiliser des circuits plus complexes mais plus chers. La figure 9 illustre un tel

circuit intégré. Il utilise plusieurs composants discrets mais conserve une alimentation standard TTL, 5V. Pour obtenir un débit plus important, la tension de sortie de l'amplificateur de ligne doit être augmentée et la tension d'alimentation doit être supérieure à 5V. Le circuit intégré LH 0002C convient parfaitement dans ce cas. Il est encore possible de réaliser un tel circuit en éléments discrets.

CABLES DE TRANSMISSION

Les câbles de transmission ont une influence critique sur l'ensemble d'un système. Ils peuvent réduire l'influence des parasites extérieurs lorsqu'ils sont blindés. L'accroissement de leur longueur a une action très importante sur les pertes. En maîtrisant ces dernières, les câbles permettent d'utiliser un même ensemble de composants pour les liaisons longues ou courtes. Les critères importants d'une liaison sont son prix, la longueur de la liaison, les pertes dues à la résistance série (pertes en continu), les pertes en haute fréquence, le type et le mode de blindage, l'impédance caractéristique.

Le câble Belden 8777 est un bon exemple de câble relativement bien blindé, peu coûteux, et dont les pertes sont bien définies. Ses caractéristiques sont résumées dans le tableau 1.

Pour atteindre de meilleures performances, le coût de la ligne devient l'élément prédominant, et peut dépasser celui du système. Dans ce cas, le câble utilisé doit avoir des conducteurs de gros diamètre pour limiter les pertes en continu et présenter des pertes bien plus faibles en haute fréquence (Belden 9269, 9250 ou équivalentes).

La réponse en impulsions du DM 8830 associée à un câble Belden 8777 montre la dégradation du signal dans le couple transmetteur-ligne, le récepteur n'intervenant pas. La figure 1 donne le schéma utilisé, la photo de la figure 2 montre la déformation de la forme d'onde à 0,30 m, à 30 m et à 90 m, avec une charge équivalente égale à 68 Ω .

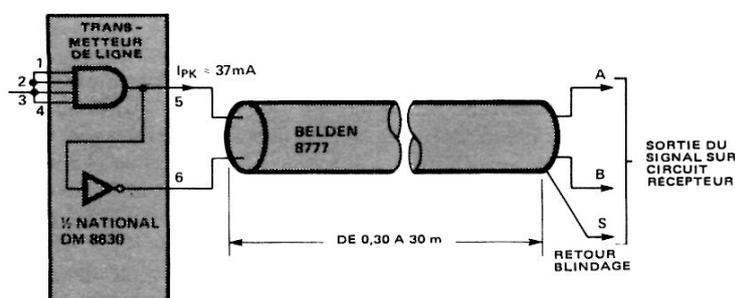


Figure 1. Transmetteur de ligne et câble utilisé.

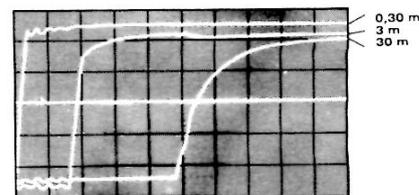


Figure 2. Caractéristiques de transmission du montage ci-contre en impulsions. La charge équivalente en bout de ligne est de 68 Ω . Elles sont mesurées à 0,30 - 30 et 90 m. Les formes d'ondes sont mesurées entre lignes. La référence de temps est relevée à 0 m. Noter l'augmentation du retard et la déformation de la transition en fonction de la distance.

IRCUIT D'ADAPTATION

Le circuit d'adaptation transforme la tension arrivant en extrémité de ligne en impulsions de courant permettant d'attaquer la diode émettrice du coupleur. Les exemples permettent de comparer les performances d'un circuit passif et d'un circuit actif.

Un circuit passif est constitué d'un ensemble de résistances permettant d'adapter l'impédance de sortie de la ligne : de transformer la tension sur la ligne en courant. Les circuits ont été calculés pour avoir de bonnes performances sur 90 m, sans dépasser le courant maximal nécessaire à l'excitation du coupleur pour une liaison de 0,30 m. Ces caractéristiques de fonctionnement nécessitent la réalisation sur les trois coupleurs de deux réseaux d'adaptation, ils sont illustrés figure 3, 4 et 5.

Les performances d'une adaptation par résistance peuvent être améliorées en plaçant un condensateur en parallèle sur la résistance R_S (figure 10). Pour faire fonctionner le coupleur sur des tensions crêtes à l'extrémité de la ligne. Pour éviter de surcharger l'entrée, la capacité doit avoir la valeur minimale qui permette de réduire de façon notable le retard t_{PLH} : on peut ainsi obtenir des performances améliorées de 20 à 30 % ou plus, mais les valeurs de capacité dépendent de différents facteurs (tension de sortie du transmetteur, longueur de la ligne, pertes en ligne, retard apporté par le coupleur), il faudra choisir le condensateur convenant à chaque montage.

Une adaptation active comporte un transistor qui sert à stabiliser le courant d'entrée en fonction de la tension sur la ligne. Ce montage indépendant de l'adaptation de la ligne convertit la tension en un courant correct une fois la tension de seuil atteinte. Ceci permet de limiter la sensibilité du circuit aux variations de longueur de la ligne et de tension. Le retard du circuit actif peut limiter le débit binaire, particulièrement sur de courtes distances. Pourtant en général, il augmente le débit sur longue distance. Des exemples de tels systèmes font l'objet des figures 6, 7 et 8.

INTERFACE PHOTOCOUPLEUR-TTL

Les 6N136 et 6N137 ont un couplage entrée-sortie suffisant (Rapport de transfert en courant) pour n'avoir à utiliser qu'une résistance de charge pour interfacer le photocoupleur à un circuit TTL. Le rapport de transfert en courant du 6N135 étant plus faible, la liaison se fait par transistor. Les circuits illustrés et les valeurs données figures 3 à 8 correspondent à la meilleure interface TTL-TTL. Les performances peuvent s'améliorer en utilisant des valeurs de résistances de charge plus faibles dans le collecteur du transistor de sortie et des comparateurs rapides compatibles TTL.

Tableau 1

CARACTÉRISTIQUES DU CABLE BELDEN 8777	
■	Trois paires torsadées, blindées individuellement, section du fil 0,32 mm ² (jauge 22)
■	$Z_0 = 68 \Omega$
■	Capacité = 90 pF/m.
■	Résistance = 0,105 Ω /m (par paire de conducteur)
■	Atténuation à 10 MHz \approx 0,13 dB/m
■	Retard \approx 5 ns/m.

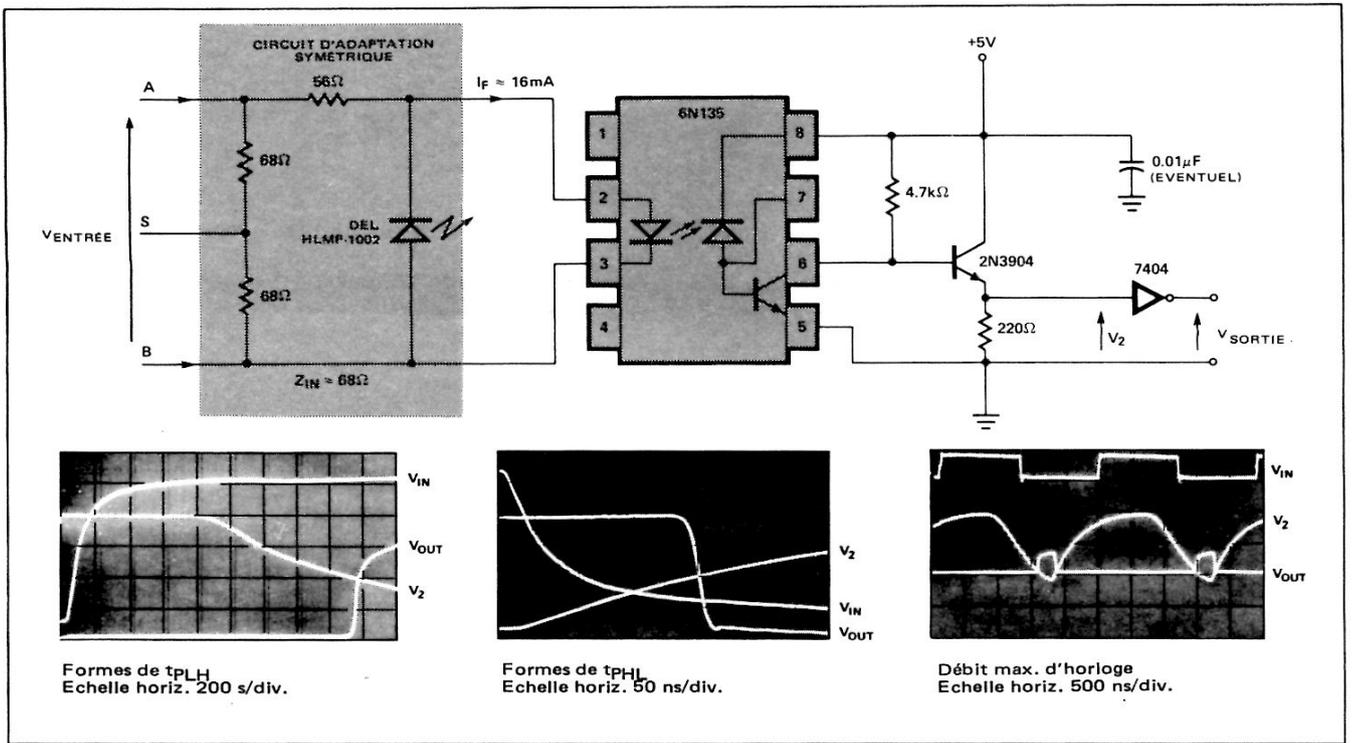


Figure 3. Circuit d'adaptation passif (résistif) compatible TTL pour 6N135 et formes d'ondes en extrémité d'un câble de 90 m

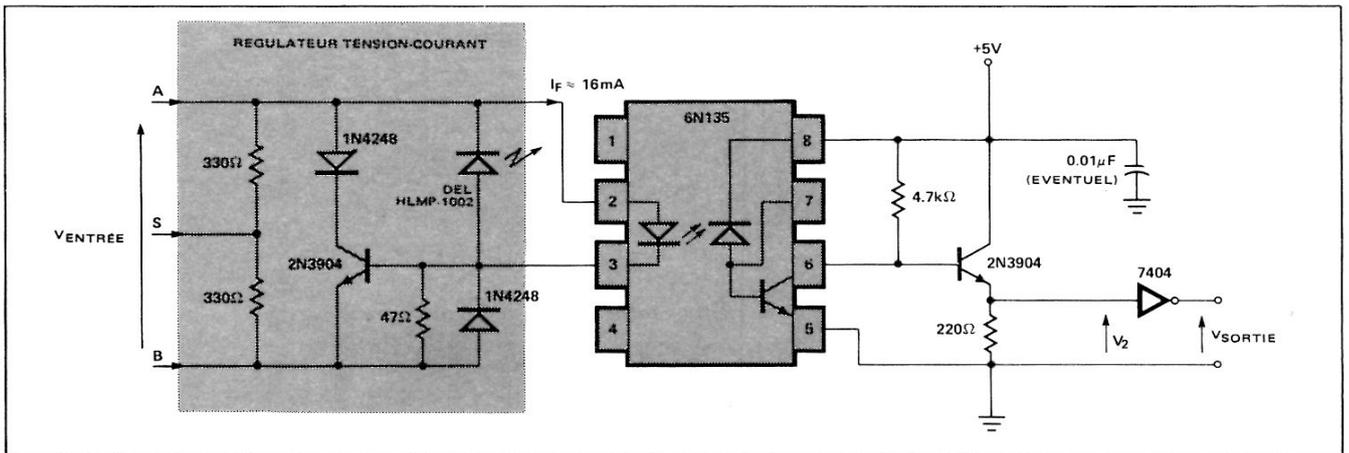


Figure 6. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N135.

Tableau 2. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N135

Charge	Distance de transmission (m)	t_{PLH} (ns)	t_{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans les cas le plus défavorable	
						Sinusoïdal	dV/dt
RESISTIVE	0,30	475	500	2.0	11.2	≤10kHz: 5.0kV crête-crête 1MHz: 84V crête-crête min.	250V/ μs min.
	30	900	425	1.1	3.0		
Fig. 3	90	1700	300	0.6	0.8		
ACTIVE	0,30	500	330	2.0	5.3		
	30	580	270	1.7	4.0		
	90	875	330	1.1	1.6		

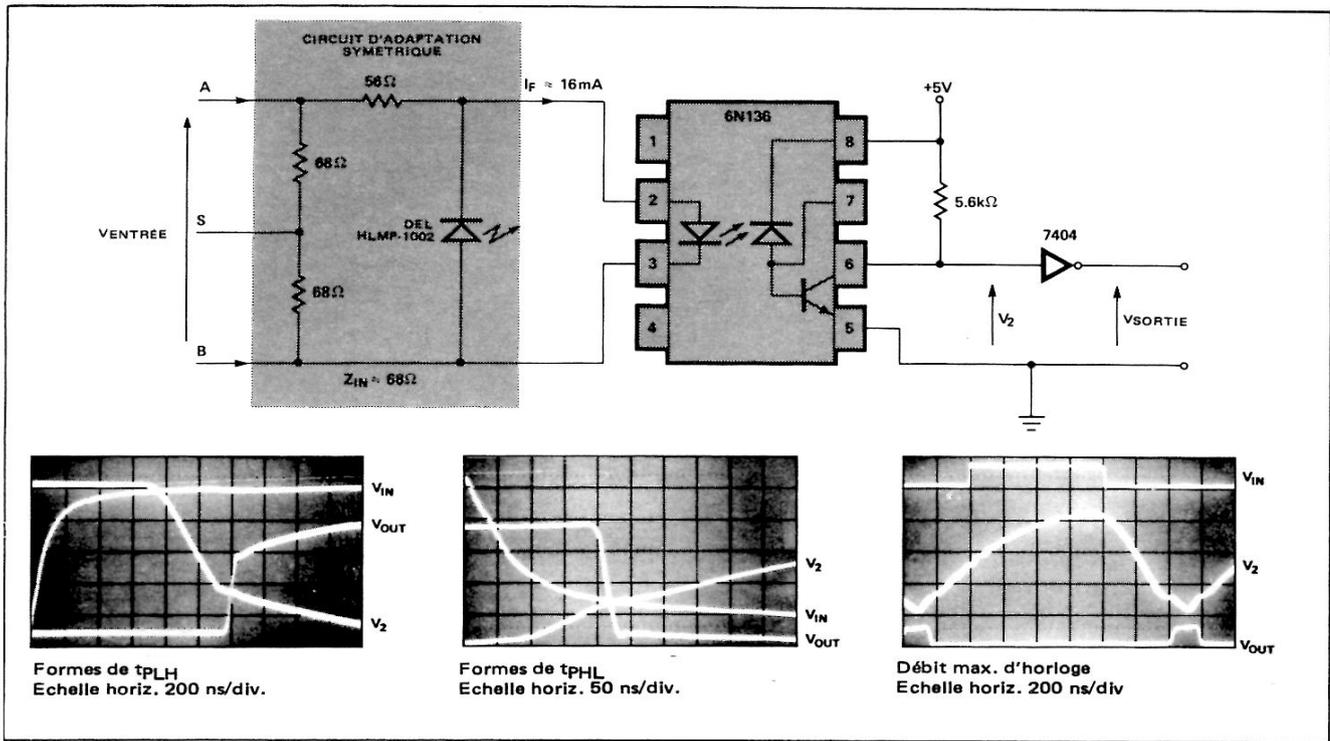


Figure 4. Circuit d'adaptation passif (résistif), compatible TTL, pour 6N136 et formes d'ondes en extrémité d'un câble de 90 m

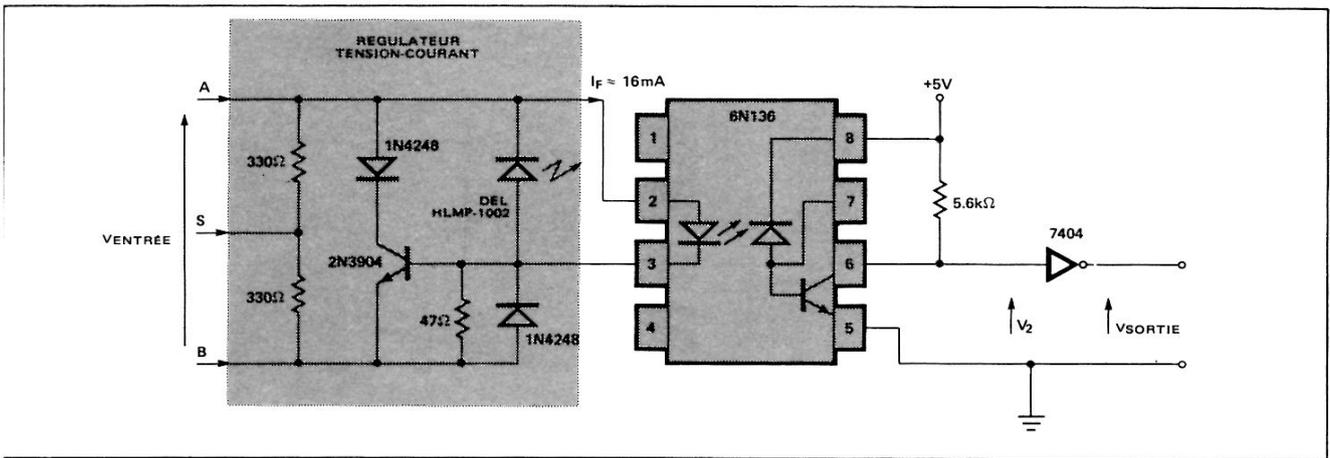


Figure 7. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N136.

Tableau 3. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N136.

CHARGE	Distance de transmission (m)	t _{PLH} (ns)	t _{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans le cas le plus défavorable	
						Sinusoidal	dV/dt
RESISTIVE Fig. 4	0,30	320	270	2.7	10.0	≤10kHz: 5.0kV crête-crête 1MHz: 84V crête-crête min.	250V/μs min.
	30	640	265	1.6	4.0		
	90	1200	220	0.8	1.2		
ACTIVE Fig. 7	0,30	375	250	2.7	6.6		
	30	440	250	2.3	5.0		
	90	700	250	1.4	2.4		

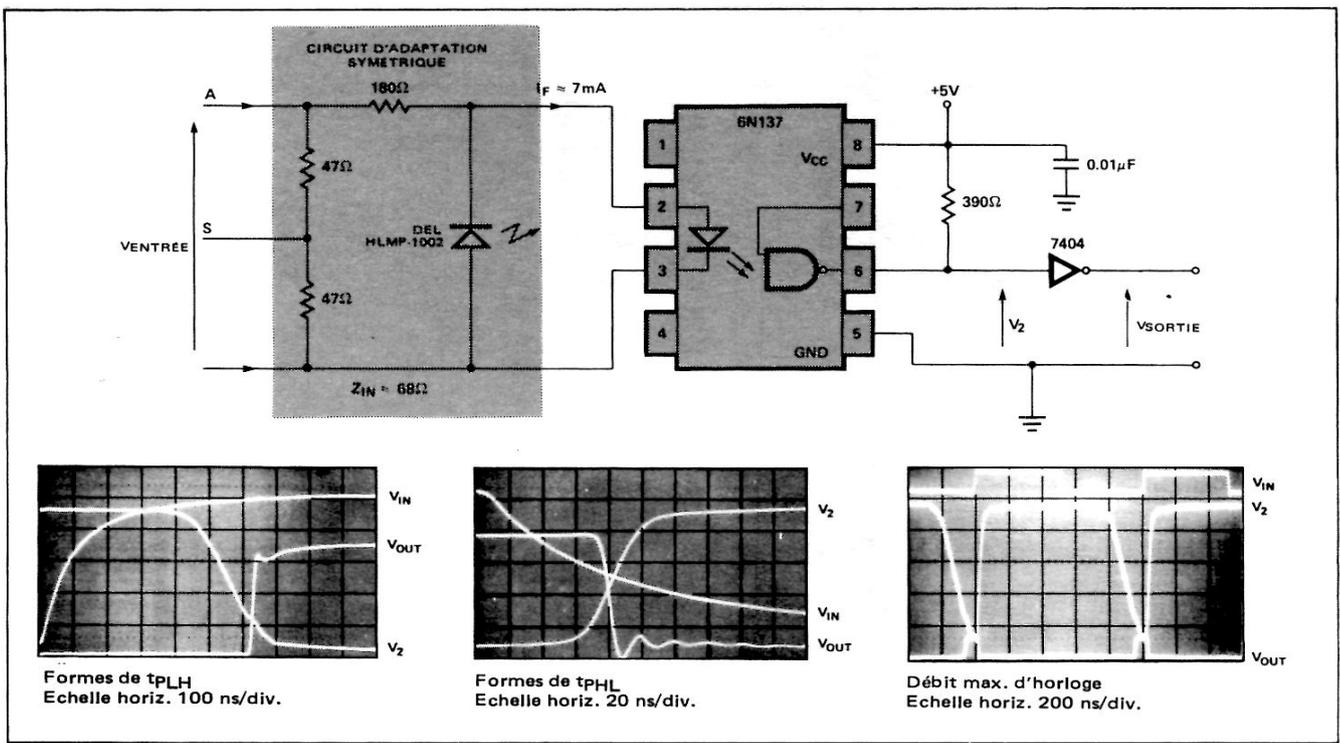


Figure 5. Circuit d'adaptation passif (résistif), compatible TTL pour 6N137 et formes d'ondes en extrémité d'un câble de 90 m.

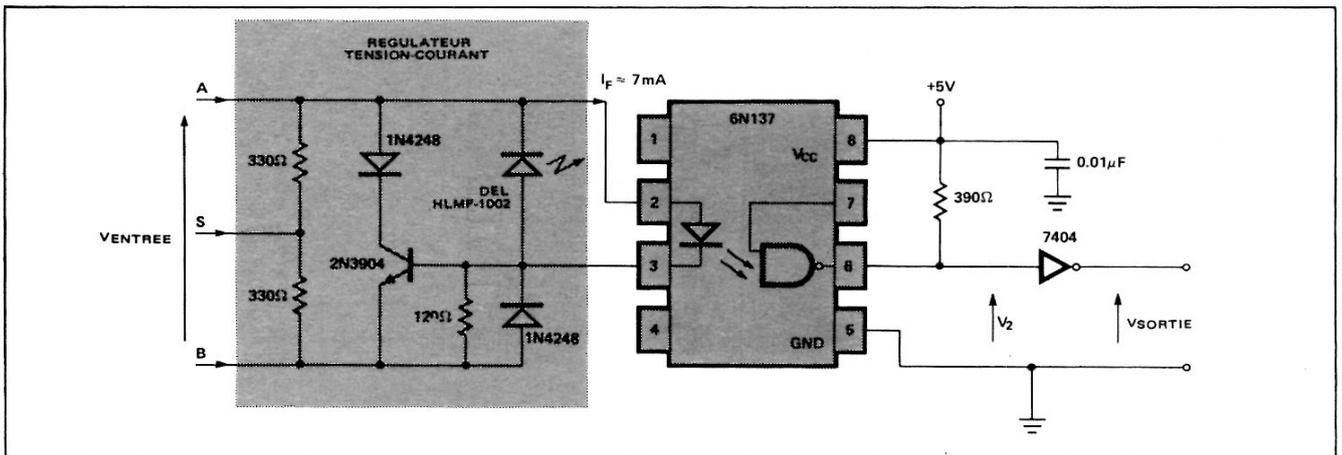


Figure 8. Circuit d'adaptation actif, compatible TTL, pour 6N137.

Tableau 4. Résumé des performances d'une ligne de transmission de données avec 6N137

CHARGE	Distance de transmission (m)	t_{PLH} (ns)	t_{PHL} (ns)	Débit binaire max. en réponse à un front (Mbits/s)	Débit max. d'horloge (Mbits/s)	Réjection en mode commun dans le cas le plus défavorable	
						Sinusoidal	dV/dt
RESISTIVE Fig. 5	0,30	105	70	9.5	19.0	≤10kHz: 5,0kV crête-crête 8MHz: 22V crête-crête min.	40V/μs min.
	30	170	70	5.8	8.0		
	90	625	70	1.6	2.0		
ACTIVE Fig. 8	0,3	190	65	5.3	11.0		
	30	190	70	5.3	13.2		
	90	275	80	3.9	8.2		

GLOSSAIRE

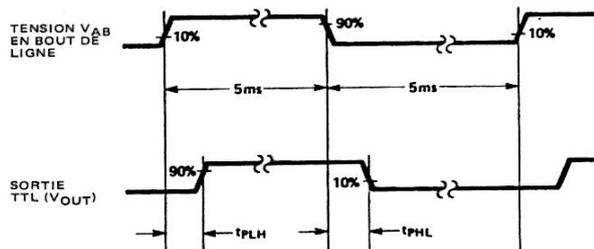
1. DÉBIT BINAIRE — Ce débit est généralement donné en bits/seconde et n'a pas de définition normalisée lorsqu'il est utilisé pour les photocoupleurs. Il est défini par rapport à la durée de la transition d'une impulsion que pourra passer le système et qui sera détectée, ce qui met en jeu les distorsions ainsi que la variation de durée des impulsions subies par l'impulsion pendant son passage à travers le système.

2. DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT — Généralement donné en bits/seconde, ce débit est une fonction du retard maximal subi par une transition 1-0 ou 0-1 dans son passage à travers le photocoupleur. Il est défini par la fonction suivante :

DÉBIT BINAIRE EN RÉPONSE A UN FRONT =

$$\frac{1}{t_{PHL}} \text{ ou } \frac{1}{t_{PLH}}$$

(celui des deux qui est le plus petit). t_{PHL} et t_{PLH} étant mesurés en bout de ligne à l'entrée du photocoupleur et sur la sortie TTL. Leur définition est donnée ci-après.



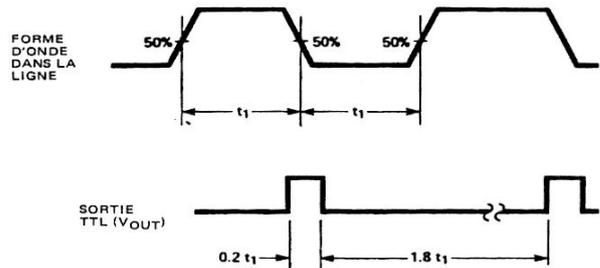
Mesuré de cette façon, le retard de t_{PHL} et de t_{PLH} tend vers le retard maximal que subiront les données à travers le photocoupleur.

3. DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE — Ce terme définit le débit binaire maximal pour lequel un signal d'horloge carré ayant un rapport cyclique de 50 % est transformé

en une impulsion dont la distorsion est mesurée entre les niveaux 10 % et 90 %. Ce débit est très proche de celui qui permet de transmettre le nombre maximal de transitions 1-0 et 0-1 :

$$\text{DÉBIT MAXIMAL D'HORLOGE} = \frac{1}{t_1}$$

pour lequel t_1 est défini comme suit :



4. TENSION DE REJECTION EN MODE COMMUN —

Ce terme est défini comme étant la tension maximale d'un signal sinusoïdal de fréquence déterminée qui, appliqué *simultanément* sur les deux entrées par rapport à la masse en sortie ne produira pas de distorsion du signal en sortie. Sur les photocoupleurs, cette tension très importante aux fréquences basses, décroît au fur et à mesure que la fréquence augmente pour atteindre un minimum. Cette décroissance est due aux capacités internes émetteur - puce du détecteur, ainsi qu'au gain du détecteur et à la bande passante (voir figure 11).

5. MINIMUM DE REJECTION dv/dt EN MODE COMMUN

C'est le taux de variation de la tension maximale, par rapport à la masse qui peut être appliqué simultanément aux deux entrées sans produire d'erreur en sortie du système. Noter que ce paramètre est influencé par la vitesse de variation (dv/dt) ou ce qui est équivalent par l'amplitude de l'impulsion. Les valeurs données dans la présente note d'applications correspondent à des échelons de 10V sur l'amplitude des impulsions fournies par une source et dont la durée des fronts montants et descendants peut être déterminée avec précision (générateur d'impulsions 8007B Hewlett-Packard, voir figure 10).

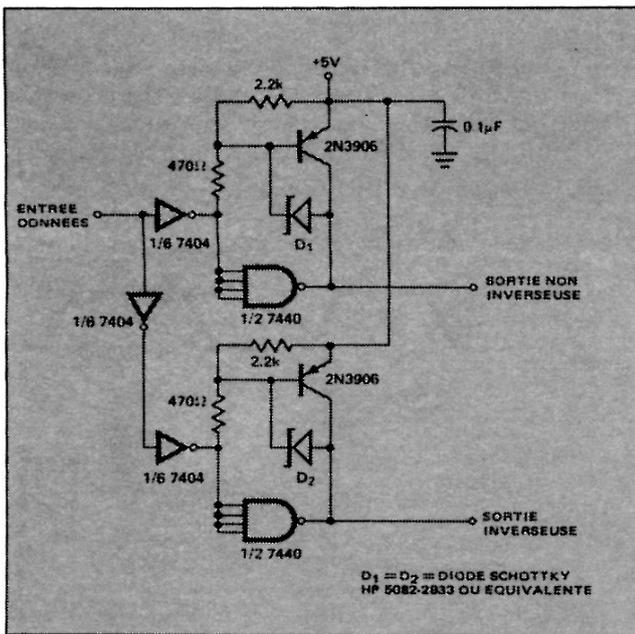


Figure 9. Transmetteur de ligne à forte variation d'amplitude, à grand débit en courant, fonctionnant à partir d'une alimentation 5V, pouvant fournir des impulsions d'amplitude crête à crête supérieure à 8,5 V dans une ligne de transmission constituée par 90 m de câble BELDEN 8777 à 10 MHz.

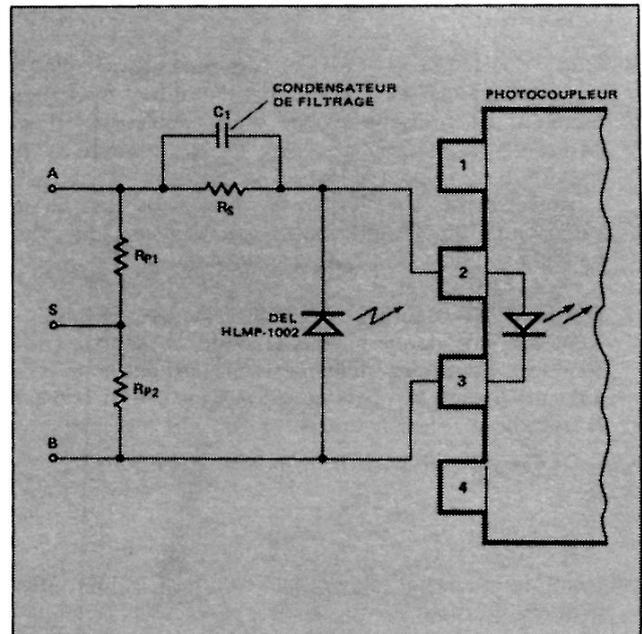


Figure 10. Exemple de circuit avec condensateur améliorant les performances d'une adaptation passive. C₁ est choisi pour obtenir le retard le plus faible possible entre l'entrée et la sortie. C₁ doit être sélectionnée en fonction de chaque circuit.

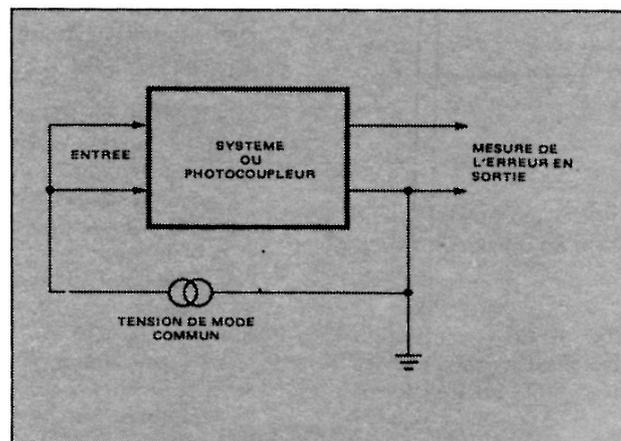


Figure 11. Circuit de mesure en mode commun.



Les applications des photocoupleurs à faible courant d'entrée et grand gain

Les photocoupleurs sont très utiles dans les applications où l'on est en présence de signaux de mode commun de grande amplitude, comme par exemple : les récepteurs de ligne, l'isolement de logiques, le secteur, les équipements médicaux, les lignes téléphoniques. Cette note d'applications donne au moins un exemple d'emploi des photocoupleurs de la série 6N138, à grand rapport de transfert en courant (CTR) dans chacun de ces cas.

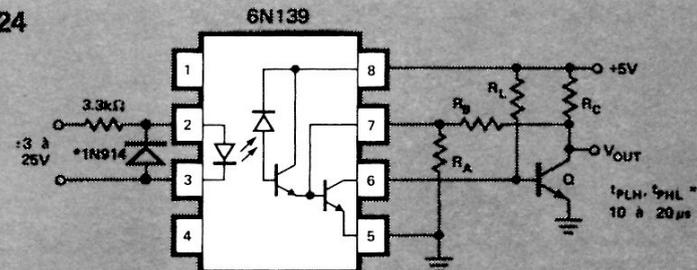
Les photocoupleurs de cette série comportent un photodétecteur très rapide, à grand gain, dont le rapport de transfert

en courant (CTR) minimal est de 300% pour des courants d'entrée de 1,6 mA sur le 6N138 et de 400 % pour des courants d'entrée de 0,5 mA sur le 6N139. Ces CTR, sous faible courant d'entrée, permettent d'utiliser ces dispositifs lorsque l'on désire une faible consommation ou que le niveau du signal d'entrée est insuffisant pour exciter d'autres types de photocoupleurs. Le brochage indépendant de la photodiode d'entrée et du transistor de sortie permettent de fonctionner à grande vitesse et d'avoir une sortie compatible TTL. L'accès à la base du transistor, reliée à une broche, permet de régler la bande passante.

RECEPTEUR DE LIGNE COMPATIBLE V24

- Réjection de mode commun 2500 V à 60 Hz
- Permet l'utilisation de lignes de faible prix
- Vitesse des données 40 kbits/s sur des lignes atteignant 1500 m
- Hystérésis pour augmenter l'immunité au bruit

* LA DIODE MONTÉE TÊTE-BECHE N'EST NÉCESSAIRE QUE SI LA TENSION INVERSE DÉPASSE 15 V (POUR ÉVITER QU'UNE FORTE TENSION INVERSE FASSE DISSIPER À LA DIODE UNE PUISSANCE EXCESSIVE).

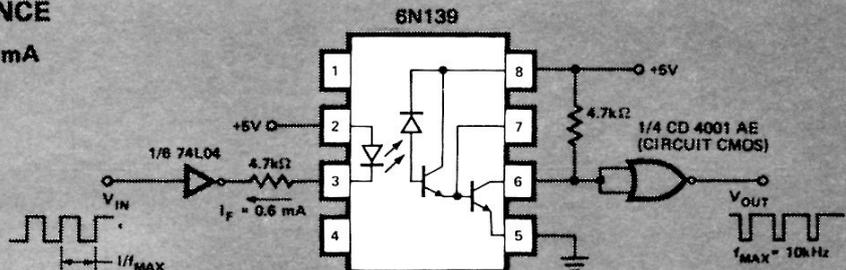


R _A	R _B	R _C	R _L	Q
680 kΩ	1,5 MΩ	1,8 kΩ	15 kΩ	2N3904

POUR SUPPRIMER L'HYSTÉRÉSIS, RETIRER R_A ET R_B

INTERFACE FAIBLE PUISSANCE

- Fonctionnement sous I_F ≥ 0,5 mA
- f_{MAX} = 10 kHz
- Faible consommation

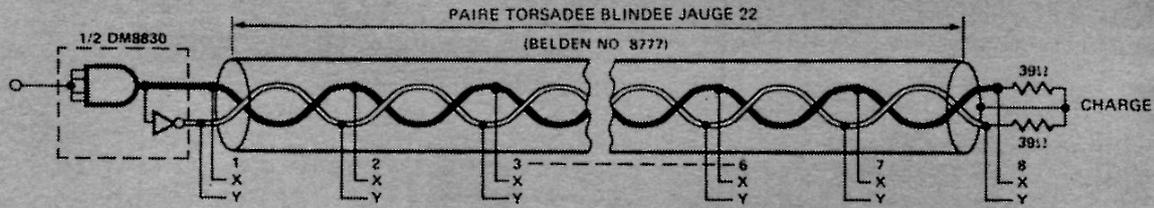


f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% À L'ENTRÉE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU DE 90% À LA SORTIE.

RECEPTEUR DE LIGNE POUR LIGNE D'ABONNE

- Le circuit illustré permet d'utiliser jusqu'à 8 récepteurs
- Utilise un émetteur de ligne conventionnel

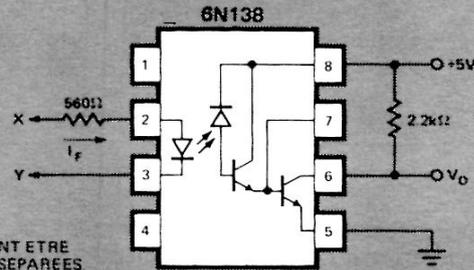
- Longueur totale de la ligne pouvant atteindre 90 m
- Vitesse des données typique 180 kbits/s ($t_{PHL}, t_{PLH} = 3 \mu s$)
- Permet l'utilisation de ligne peu coûteuse



LES CHARGES DES ISOLATEURS PEUVENT AVOIR UNE DISTRIBUTION QUELCONQUE LE LONG DE LA LIGNE ET MEME ETRE REGROUPEES EN BOUT DE LIGNE.

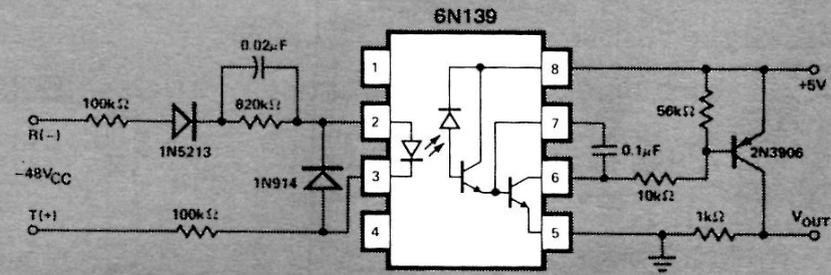
TEMPS DE PROPAGATION : $t_{PHL}, t_{PLH} = 0,5 \text{ à } 5 \mu s$

LES MASSES PEUVENT ETRE ELECTRIQUEMENT SEPARÉES



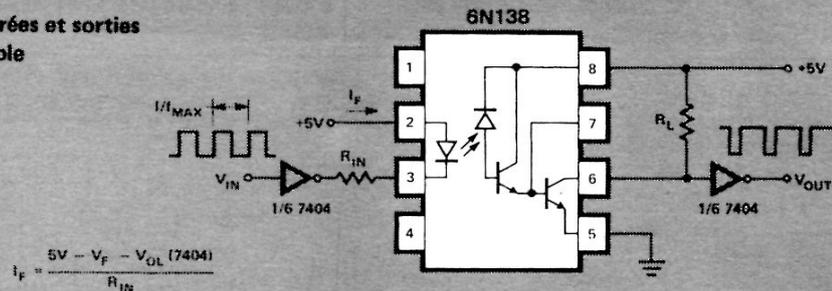
DETECTEUR D'APPEL TELEPHONIQUE

- Discrimine les signaux d'appel et de numérotage
- Charge minimale de la ligne ($1 M\Omega$ en continu, $450 k\Omega$ à 20 Hz)
- Isolement par rapport à la ligne téléphonique 2500 V
- Faibles dimensions
- Intégrateur compris



INTERFACE TTL-TTL

- Compatibilité directe des entrées et sorties
- Vitesse de transmission réglable
- Grande sortance



$$I_F = \frac{5V - V_F - V_{OL}(7404)}{R_{IN}}$$

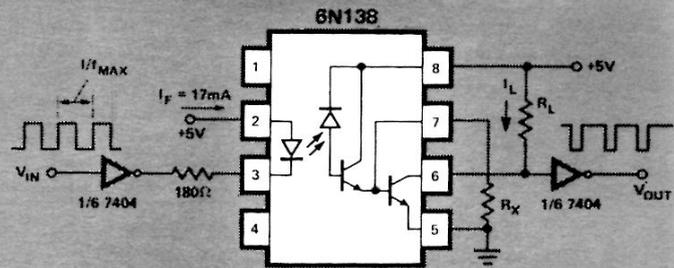
POUR AVOIR UNE SORTANCE SUPERIEURE AVEC LES MEMES VITESSES DE TRANSMISSION, DIMINUER LA VALEUR DE R_{IN} .

f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% A L'ENTREE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU DE 90% A LA SORTIE.

$R_L (\Omega)$	$R_{IN} (\Omega)$	$I_F (mA)$	$f_{MAX} (kHz)$
2200	1800	1,7	40
270	390	8	125
100	180	17	250

COMPROMIS GAIN/VITESSE

- Obtenir la vitesse de transmission maximale compatible avec un gain déterminé
- Une simple résistance suffit
- Utilise le même dispositif dans des applications multiples

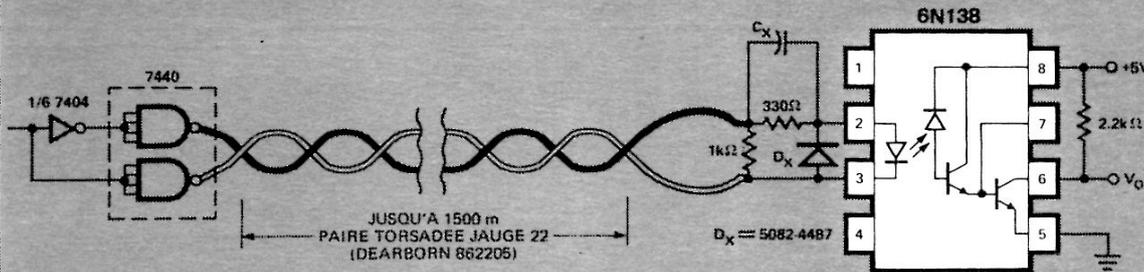


f_{MAX} EST LA FREQUENCE POUR LAQUELLE LE RAPPORT CYCLIQUE DE 50% A L'ENTREE SE TRANSFORME EN RAPPORT CYCLIQUE DE 10% OU 90% A LA SORTIE.

R_X (Ω)	R_L (Ω)	I_L (mA)	f_{MAX} (kHz)
∞	100	46	250
820	1000	4,6	650

RECEPTEUR DE LIGNE 1500 m

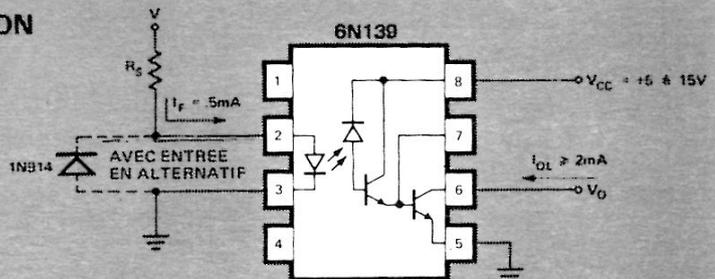
- Commande par porte de puissance TTL standard
- Réjection de mode commun 2500 V à 60 Hz
- Permet d'utiliser des lignes de faible prix
- Vitesse de transmission 40 kbits/s
- Sortie compatible TTL



RETARD A LA PROPAGATION
 SANS C_X , D_X , $t_{PLH} = 2$ à $5 \mu s$; $t_{PHL} = 25 \mu s$
 AVEC D_X , $C_X \geq 0,002 \mu F$, $t_{PLH} = 2 \mu s$, $t_{PHL} = 7 \mu s$

INDICATEUR D'ETAT EN HAUTE TENSION

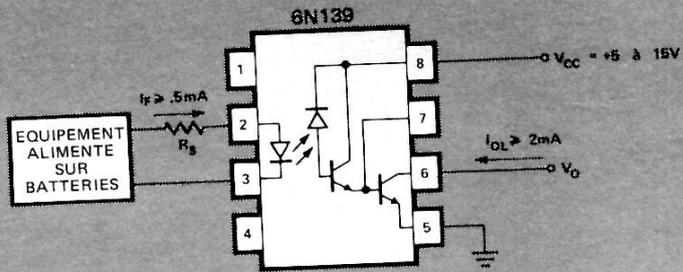
- Faible consommation
- Sortie compatible TTL
- Grande vitesse de transmission
- Sert à réaliser des circuits d'anticipation de mise en marche, de surveillance du secteur ou de détection de hautes tensions



V (V_{CC} ou V_{rms})	R_S ($k\Omega$)	$V \cdot I_F$ (mW)
24	47	11
48	100	22
117	220	62
230	470	113

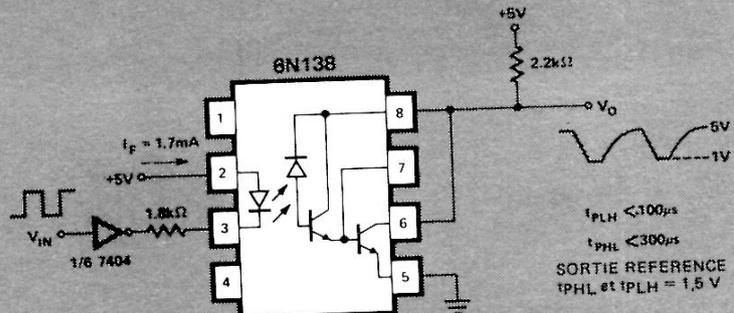
ISOLEMENT D'EQUIPEMENTS MEDICAUX

- Faible consommation
- Isolement 2500 V à 60 Hz
- Fonctionnement en analogique ou numérique



MONTAGE DARLINGTON CONVENTIONNEL

- Tension de polarisation non nécessaire
- Base accessible pour réglage du gain et de la bande passante
- Vitesse de transmission 2 kbits/s





Les photocoupleurs en linéaire

Les photocoupleurs ont une grande utilité quand il s'agit de transmettre un signal analogique ou continu d'un module vers un autre en présence de différences de potentiel importantes ou de bruit induit entre la masse ou les points communs de ces modules.

Leur emploi concerne toutes les applications mettant en oeuvre de gros transformateurs, des amplificateurs sur appareils chers ou des montages convertisseurs A-N compliqués, comme par exemple : les circuits de détection (thermocouples, transducteurs, etc.), les équipements de surveillance médicale, la contre-réaction sur les alimentations stabilisées, la surveillance de courants haute tension, les systèmes de contrôle souple, les amplificateurs audio ou vidéo.

Les photocoupleurs HP possèdent un photodétecteur et des amplificateurs intégrés ayant des caractéristiques de vitesse et de linéarité que n'ont pas les phototransistors conventionnels. Dans un phototransistor, le photodétecteur est constitué par une jonction base-collecteur dont la capacité de ce fait dégrade le temps de montée du collecteur. En plus, le photocourant amplifié parcourt la jonction base-collecteur et module sa réponse provoquant une non-linéarité. Le photodétecteur, dans un photocoupleur HP, est une diode indépendante intégrée dont la réponse n'est pas perturbée par le photocourant amplifié et dont la capacité n'influe pas sur la vitesse. Certains dispositifs d'isolement linéaires utilisent une conversion numérique (A-N/N-A, la modulation par impulsions de la largeur variable, la modulation par impulsions codée, etc.); dans ce cas, la meilleure vitesse du photodétecteur intégré permet d'obtenir une plus grande linéarité et une bande passante améliorée.

Nous recommandons les photocoupleurs 6N135-134, et HCPL-2502 sur les dispositifs analogiques à courant alternatif à une voie, les HCPL-2530 et 2531 sur les dispositifs à courant continu double voie et les photocoupleurs des séries 6N135 ou 6N137 sur les dispositifs faisant appel à la conversion numérique.

Si le transistor de sortie est polarisé dans la région active, la relation du courant de transfert des photocoupleurs de la série 6N135 est donnée par la formule :

$$I_C = K \left(\frac{I_F}{I_F'} \right)^n$$

I_C étant le courant collecteur, I_F le courant d'entrée de la DEL, I_F' le courant sous lequel on mesure K qui représente le courant collecteur quand $I_F = I_F'$, et n la pente de I_C en fonction de I_F en coordonnées logarithmiques.

L'exposant n dépend de I_F , mais pour de faibles variations de ΔI_F , on peut le considérer comme constant. La relation de transfert en courant d'un photocoupleur n'est linéaire que si n égale 1.

Sur les photocoupleurs de la série 6N135, n passe d'environ 2, pour des courants inférieurs à 5 mA, à environ 1, pour des courants supérieurs à 16 mA. En couplage alternatif, on obtient une linéarité acceptable avec un seul photocoupleur. Le photocoupleur est polarisé à un niveau de courant de la DEL d'entrée qui permet d'obtenir un rapport entre le courant différentiel de la photodiode et le courant différentiel de la DEL ($\partial I_D / \partial I_F$) le plus constant possible.

Pour améliorer la stabilité et la linéarité, il est possible d'utiliser une structure asservie ou différentielle.

La linéarisation par asservissement consiste à forcer le courant d'entrée d'un photocoupleur à suivre le courant d'entrée d'un second photocoupleur au moyen d'une boucle d'asservissement. Ainsi, si $n_1 \cong n_2$ sur la plage d'excursion, les parties non linéaires s'annulent et la fonction de transfert devient linéaire. Dans la linéarisation à structure différentielle, l'accroissement du signal d'entrée sur un photocoupleur provoque la décroissance d'une valeur identique du courant d'entrée d'un second photocoupleur. Si $n_1 \cong n_2 \cong 2$, l'augmentation du gain sur le premier photocoupleur est compensée par la diminution du gain du second et la fonction de transfert devient linéaire. Avec ces dispositifs, l'adaptation de K non seulement n'affecte pas la linéarité globale du circuit mais encore simplifie la conception des circuits en réduisant la variation de la gamme dynamique que doivent courir les potentiomètres de réglage du zéro et du décalage.

La stabilité en température du gain et du décalage dépend de celle des sources de courant, des résistances et du photocoupleur. Dans un montage asservi, les variations de K en fonction de la température n'ont qu'une faible influence sur le gain et le décalage globaux tant que le rapport de K_1/K_2 reste constant. En mode différentiel, la variation de K en fonction de la température modifie le gain du circuit. Le décalage reste stable tant que K_1/K_2 reste constant. En alternatif, comme $\partial I_D / \partial I_F$ varie avec la température, le gain varie aussi. Une thermistance de compensation en température peut être montée en sortie des circuits différentiels ou alternatifs.

Plusieurs techniques de numérisation permettent de transmettre des signaux analogiques par isolateurs optiques. Les

photocoupleurs peuvent transmettre des signaux modulés en fréquence ou par impulsions de largeur variable. Dans ces applications, la bande passante totale dépend de la linéarité exigée et du temps de propagation du photocoupleur. Les photocoupleurs de la série 6N137 présentent des temps de propagation inférieurs à 50 ns, ceux de la série 6N135 des temps de propagation inférieurs à 300 ns.

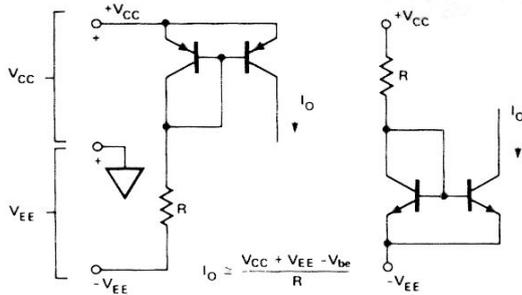


FIGURE 1 -

Les circuits illustrés demandent des sources de courant que l'on peut réaliser de plusieurs façons. Si VCC est stable, la source de courant peut être du type à courants miroirs comme le montre la figure 1.

Si VCC n'est pas stable, une source de courant simple, comme celle de la figure 2, peut s'utiliser. Elle est réalisée en utilisant une DEL comme référence de tension. La DEL compense presque le transistor puisque $\Delta V_{be}/\Delta T = \Delta V_F/\Delta T = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

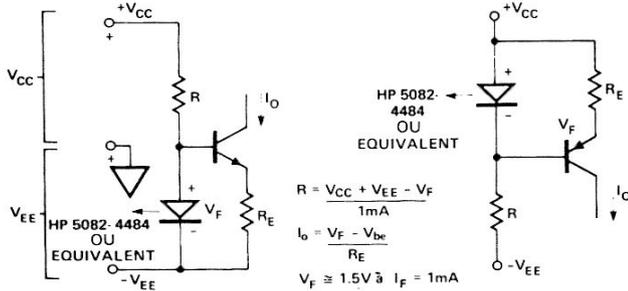


FIGURE 2 -

AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT ASSERVI

L'amplificateur asservi de la figure 3 fonctionne sur le principe suivant : deux photocoupleurs vont se poursuivre l'un l'autre si leur gain se modifie d'une même quantité dans une région de fonctionnement quelconque. U₂ compare la sortie de chaque photocoupleur et oblige I_{F2}, à travers D₂, à être égal à I_{F1}, à travers D₁. La source à courant constant polarise I_F à 3 mA au repos. R₁ a été choisie pour que I_{F1} varie entre 2 et 4 mA si V_{IN} varie de -5 V à +5 V. R₁ peut être ajustée pour s'adapter à une plage de variation quelconque. Si V_{IN} = 0, R₂ est ajustée pour que V_{OUT} = 0. Ensuite, avec une valeur quelconque de V_{IN}, on règle R₄ pour que le gain soit de 1. Les valeurs de R₂ et de R₄ sont choisies en fonction des valeurs les plus défavorables du rapport de transfert du photocoupleur. La fonction de transfert de l'amplificateur asservi est la suivante :

$$V_{OUT} = R_4 \left[\left(\frac{K_1 R_2 (I_{CC1})^{n_1}}{K_2 R_3 (I_{F1})^{n_1}} \right)^{1/n_2} \left(1 + \frac{V_{IN}}{R_1 I_{CC1}} \right)^{n_1/n_2} - I_{CC2} \right]$$

Après avoir fait le zéro, la fonction de transfert se réduit à :

$$V_{OUT} = R_4 I_{CC2} \left[(1+x)^n - 1 \right], \text{ où } x = \frac{V_{IN}}{R_1 I_{CC1}}, n = \frac{n_1}{n_2}$$

La non-linéarité de la fonction de transfert quand $n_1 \neq n_2$ peut s'écrire comme ci-dessous. Par exemple si $|x| \leq 0,35$, $n = 1,05$, l'erreur de linéarité étant alors de 1% du signal désiré.

$$\frac{\text{erreur de linéarité}}{\text{signal désiré}} = \frac{(1+x)^n - n x - 1}{n x}$$

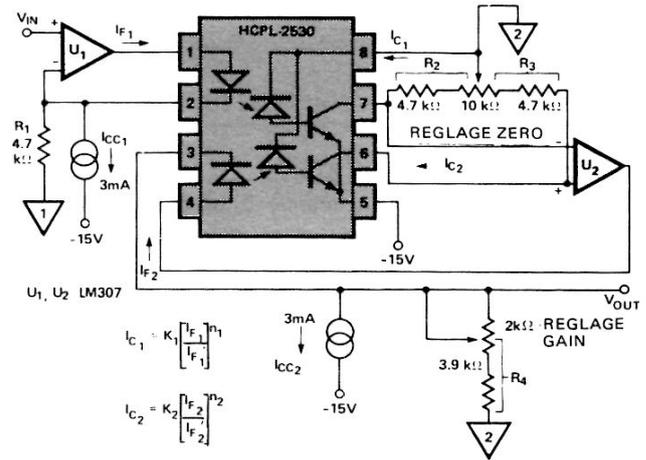


FIGURE 3 - Amplificateur d'isolement en CC asservi

Performances typiques d'un amplificateur en continu linéarisé par asservissement

- Linéarité : 1% pour une gamme dynamique de 10 V crête-à-crête.
- Gain en tension : 1.
- Bande passante : 25 kHz (limitée par U₁ et U₂).
- Variation du gain : -0,03% par °C.
- Variation du décalage : ± 1 mV/°C.
- Réjection en mode commun : 46 dB à 1 kHz.
- Isolément : 500 V CC (3000 V si on utilise 2 isolateurs à 1 voie).

AMPLIFICATEUR D'ISOLEMENT DIFFERENTIEL

L'amplificateur différentiel de la figure 4 fonctionne suivant le principe suivant : il existe une région du fonctionnement pour laquelle une croissance du gain sur l'un des deux photocoupleurs provoque une décroissance du gain à peu près équivalente sur l'autre photocoupleur, amenant ainsi une certaine compensation; lorsque I_{F1} croît en fonction de V_{IN}, I_{F2} décroît d'une valeur égale. Si $n_1 = n_2 = 2$, l'accroissement du gain provoqué par l'accroissement de I_{F1} est contre-balancé par la diminution du gain due à la diminution de I_{F2}. La source à courant constant polarise les DEL de façon que I_{F1} et I_{F2} au repos soient de 3 mA. R₁ et R₂ sont calculées pour que I_F varie de 2 à 4 mA lorsque V_{IN} passe de -5 V à +5 V. R₁ et R₂ peuvent être ajustées pour obtenir une gamme dynamique quelconque. U₃ et U₄ sont utilisés comme amplificateur de courant différentiel.

$$V_{OUT} = R_5 [(R_3/R_4) I_{C1} - I_{C2}]$$

n_3 , n_4 et n_5 ont été sélectionnés pour que l'amplificateur ait un gain de 1 pour les valeurs les plus défavorables du rapport de transfert en courant. La fonction de transfert a la forme :

$$V_{OUT} = R_5 \left[\left(\frac{K_1 R_3}{R_4} \right) \left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F1}} \right)^{n_1} \left(1 + \frac{V_{IN}}{R I_{CC}} \right)^{n_1} - K_2 \left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F2}} \right)^{n_2} \left(1 - \frac{V_{IN}}{R I_{CC}} \right)^{n_2} \right]$$

lorsque $R \equiv R_1 \equiv R_2$.

Une fois réalisé le zéro, cette fonction de transfert se réduit à :

$$V_{OUT} = R_5 K' \left[\left(1 + \frac{V_{IN}}{R I_{CC}} \right)^{n_1} - \left(1 - \frac{V_{IN}}{R I_{CC}} \right)^{n_2} \right]$$

avec $K' = \frac{K_1 R_3}{R_4} \left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F1}} \right)^{n_1} = K_2 \left(\frac{I_{CC}}{2 I_{F2}} \right)^{n_2}$

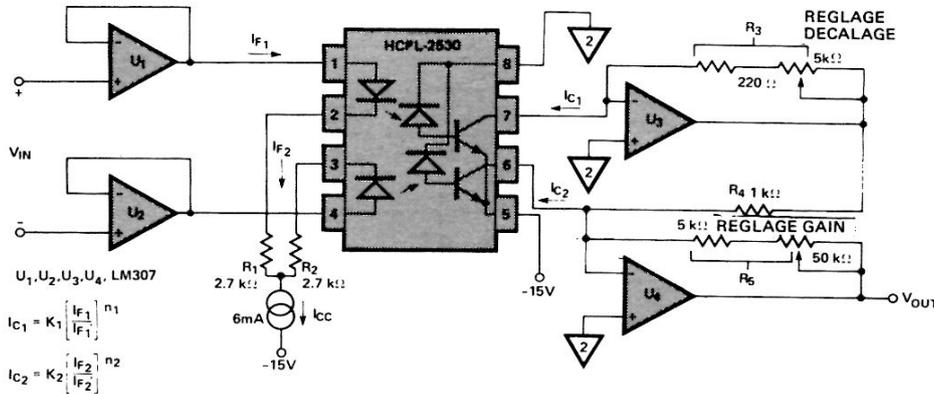


FIGURE 4 – Amplificateur d'isolement en CC différentiel

Performances typiques d'un amplificateur en continu linéarisé par différentiation

Linéarité : 3% pour une gamme dynamique de 10 V crête-à-crête.

Gain en tension : 1.

Bande passante : 25 kHz (limitée par U_1 , U_2 , U_3 et U_4).

Variation du gain : - 0,4% par °C.

Variation du décalage : ± 4 mV/°C.

Réjection en mode commun : 70 dB à 1 kHz.

Isolement : 3000 V CC.

AMPLIFICATEUR COUPLE EN ALTERNATIF

Dans un amplificateur couplé en alternatif, la référence continue n'est pas nécessaire, il suffit de polariser le photocoupleur dans la région où le CTR a un incrément constant ($\partial I_D / \partial I_F$). Un exemple de circuit de ce type est donné figure 5. Q_1 est polarisé par R_1 , R_2 et R_3 pour que le courant collecteur soit de 20 mA. R_1 est choisi pour que I_F varie de 15 à 25 mA pour une variation de 1 V c-à-c de V_{IN} . Dans ces conditions, le 6N136 fonctionne dans une

région où l'incrément du CTR est pratiquement constant. On peut améliorer la linéarité au mépris du rapport signal/bruit en réduisant l'excursion de I_F . Ceci se réalise en augmentant R_3 , en ajoutant une résistance entre le collecteur de Q_1 et la masse pour obtenir un courant au repos de 20 mA. Q_2 et Q_3 constituent un amplificateur en cascade avec contre-réaction appliquée à travers R_4 et R_6 . R_6 est calculée en fonction de V_{BE} / I_3 avec I_3 donnant le produit gain-largeur de bande maximal de Q_3 . R_7 doit permettre l'excursion maximale de V_{OUT} sans écrêtage. R_5 polarise Q_3 en continu. Le gain en boucle fermée ($\Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN}$) peut s'ajuster grâce à R_4 . La fonction transfert de l'amplificateur est la suivante :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx \left(\frac{\partial I_D}{\partial I_F} \right) \left(\frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{R_4 R_7}{R_6} \right)$$

Performances typiques de l'amplificateur large bande

Linéarité : 2% pour une gamme dynamique de 1 V crête-à-crête.

Gain en tension : 1.

Bande passante : 10 MHz.

Variation du gain : - 0,6% par °C.

Réjection en mode commun : 22 dB à 1 MHz.

Isolement : 3000 V CC.

TECHNIQUES NUMERIQUES D'ISOLEMENT

La conversion numérique peut s'utiliser pour transférer un signal analogique entre deux systèmes isolés. Cette technique convertit le signal analogique en un signal numérique quelconque que l'on transmet au moyen d'un photocoupleur. Cette information est ensuite reconvertie en analogique en sortie. Le photocoupleur étant utilisé en commutation, la linéarité globale du circuit dépend en premier lieu de la précision avec laquelle le signal analogique est converti en numérique puis à nouveau en analogique. La

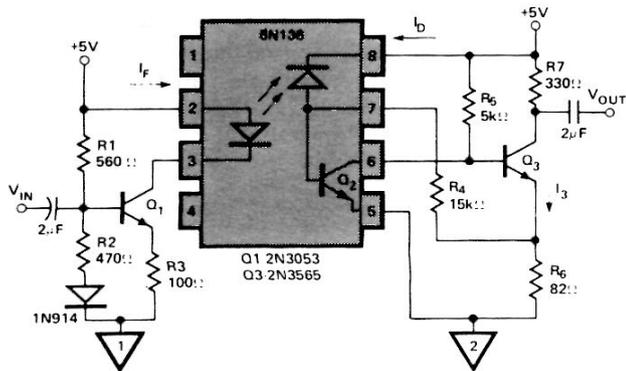


FIGURE 5 – Amplificateur d'isolement alternatif à large bande

bande passante du système est toutefois limitée par les temps de propagation du photocoupleur.

La figure 6 montre un système de modulation par largeur d'impulsion pour isoler un signal analogique. L'oscillateur fonctionne à fréquence fixe, f , et le multivibrateur monostable fait varier le rapport cyclique de l'oscillateur en fonction du signal d'entrée, V_{IN} . La fréquence maximale, à laquelle peut fonctionner l'oscillateur, est déterminée par la linéarité des circuits et le temps de propagation des photocoupleurs.

$$(t_{max} - t_{min}) \text{ (linéarité désirée)} \geq |t_{PLH} - t_{PHL}|$$

En sortie, le signal modulé est converti dans sa forme analogique première. Ceci peut être réalisé au moyen d'un circuit intégrateur suivi éventuellement d'un filtre passe-bas ou au moyen d'un démodulateur qui fournit une tension de sortie proportionnelle au rapport cyclique de l'oscillateur.

La figure 7 illustre un système utilisant la conversion tension-fréquence. Le convertisseur donne une fréquence en sortie proportionnelle à V_{IN} . La fréquence maximale, qui peut être transmise par le photocoupleur, est approximativement de :

$$f_{max} \approx \frac{1}{t}, \text{ avec } t = t_{PLH} \text{ ou } t_{PHL} \text{ (celui des deux qui est le plus long)}$$

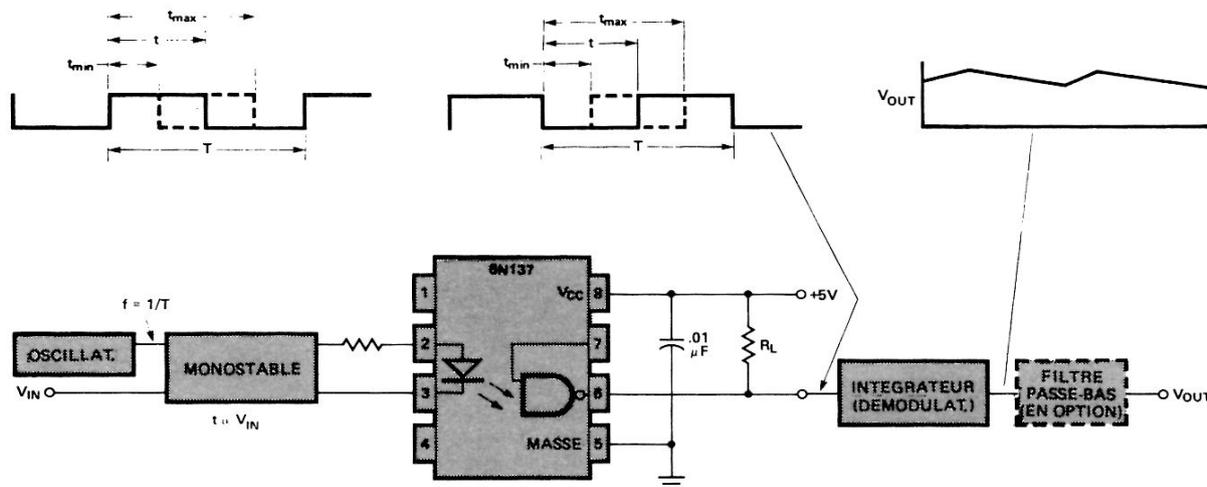


FIGURE 6 — Modulation par impulsions de largeur variables

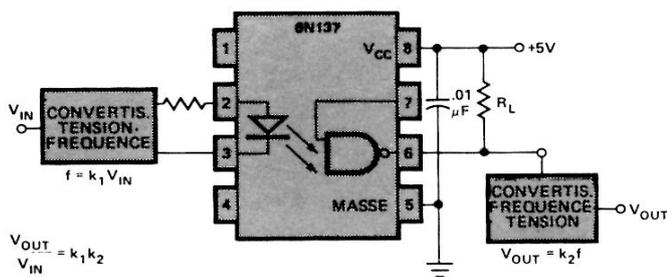


FIGURE 7 — Conversion tension-fréquence

En sortie, la fréquence est convertie en tension. La linéarité globale du système dépend uniquement de celle des convertisseurs tension-fréquence et fréquence-tension.

Un autre moyen proche de la conversion tension-fréquence est représenté par la modulation de fréquence. Une porteuse, f_0 , est modulée par Δf , de telle manière que $f_0 \pm \Delta f$ soit proportionnel à V_{IN} . Ensuite, la tension, V_{OUT} , est restituée au moyen d'une boucle de verrouillage en phase ou un circuit similaire.

Un autre système pour isoler un signal analogique consiste à utiliser des convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques et à transmettre des informations binaires ou DCB. Les informations peuvent être transmises en bits séries ou parallèles en fonction des sorties disponibles sur le convertisseur A-N. Si les données séries ne sont pas possibles, les sorties A-N peuvent être converties en données séries à l'aide d'un registre à décalage entrées parallèles-sorties série (PISO) et transmises par l'intermédiaire d'un photocoupleur rapide. Ce système devient très économique, en particulier lorsqu'on désire avoir une grande résolution, en permettant de remplacer plusieurs photocoupleurs par un seul très rapide. Se reporter à la note d'applications 947, traitant des techniques de transmission de données.



Utilisation des afficheurs alphanumériques HDSP-2000

Cette note d'applications est destinée à servir de guide d'emploi aux afficheurs HDSP-2000 et à faciliter l'étude de leurs circuits connexes. Nous étudierons successivement leur conception et leur théorie de fonctionnement, leurs circuits de commande spécifiques, les précautions d'ordre thermique à prendre, la réduction de la dissipation en fonction de la température, l'emploi de radiateurs et enfin des moyens de moduler leur intensité lumineuse.

Ces afficheurs sont conçus pour permettre de visualiser des informations de grande précision. Chaque caractère est formé d'une matrice de points (DEL) 5x7 qui permet de reconstituer l'alphabet complet (majuscules et minuscules), les signes de ponctuation, les chiffres de 0 à 9 ainsi que des symboles mathématiques et spéciaux.

Chaque caractère a une hauteur de 3,8 mm et une largeur de 2,2 mm. Les boîtiers, constitués de 4 caractères d'entraxe 4,5 mm, sont conçus pour être alignés et constituer ainsi des lignes de caractères de longueur quelconque.

DESCRIPTION ELECTRIQUE

L'électronique de ces afficheurs est entièrement supportée par une carte de circuits imprimés à laquelle sont intégrés les afficheurs. Ceci permet d'éliminer bon nombre des problèmes afférent à l'utilisation des afficheurs alphanumériques. Sur les afficheurs traditionnels, les matrices de chaque caractère sont disposées en un réseau x-y adressable, nécessitant 12 broches d'interconnexion par caractère non compris les circuits de commande de lignes et de colonnes. Dans le HDSP-2000 par contre, il existe un circuit de stockage des données de ligne ainsi qu'un amplificateur de commande pour chacune des 28 lignes de l'afficheur à 4 caractères. Cette approche permet ainsi d'adresser chaque boîtier à l'aide de 11 broches actives, ce que l'on peut comparer aux 176 broches et 36 composants nécessaires à la réalisation du même circuit en technique conventionnelle.

La figure 1 donne le schéma du HDSP-2000. Le dispositif comprend 4 matrices de DEL et 2 registres à décalage

entrée série - sorties parallèles à 14 bits. Sur ces matrices de 5x7 DEL, on a relié entre elle, d'une part les anodes correspondant à chaque colonne, d'autre part les cathodes correspondant à chaque ligne. Chacune des 7 lignes de cathodes de chaque chiffre est alimentée par l'intermédiaire d'un amplificateur à courant constant commandé par l'un des 7 étages du registre à décalage. Les colonnes identiques de chaque caractère sont ensuite reliées en parallèle et ramenée sur une broche d'adressage unique (c'est-à-dire que la colonne 1 de chacune des 4 caractères est branchée à la broche colonne 1, les colonnes 2 à la broche colonne 2 et ainsi de suite). De cette façon, chacune des diodes des 4 matrices peut être adressée en transmettant la donnée au registre à décalage approprié et en alimentant la colonne voulue.

Le registre à décalage entrée série - sorties parallèles (SIPO) possède sur chacune de ses sorties un amplificateur à courant constant. L'étage de sortie est un dispositif à courant-miroir de gain 10. Le courant de référence de la diode est obtenu à partir de la tension fournie par l'amplificateur de luminosité, que l'on applique à une résistance de référence de courant R. Un transistor de commutation, branché en sortie de chaque registre à décalage, commande le passage du courant de référence. Une logique 1 appliquée au registre à décalage amène à conduction la source de courant alimentant la ligne. En appliquant une tension à l'entrée colonne adéquate, on provoque l'allumage de la diode voulue.

Les données sont introduites en série dans le registre à décalage au moment d'une transition haut-bas du signal d'horloge. Le circuit de sortie des données est un étage tampon TTL qui sert d'interface au 28ème bit du registre à décalage (c'est-à-dire la 7ème ligne du 4ème caractère de chaque boîtier). La sortie données est conçue pour se raccorder directement à l'entrée données à travers la succession des 4 caractères de l'afficheur HDSP-2000. Les entrées données, horloge et V_B , sont toutes amplifiées pour permettre l'interface directe avec une famille quelconque de circuits TTL ou DTL.

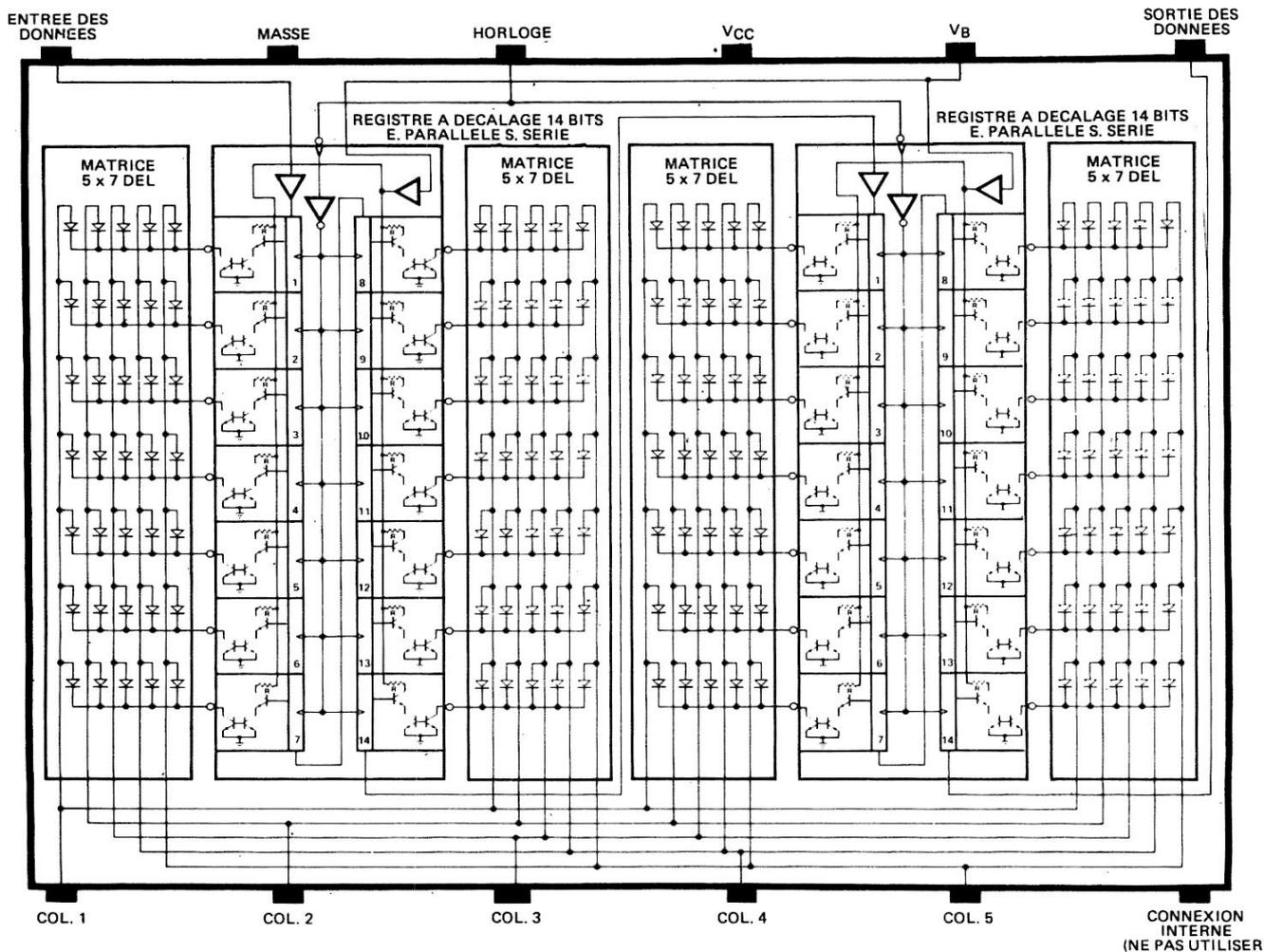


FIGURE 1 — Schéma de principe de HDSP-2000

FONCTIONNEMENT

Un système d'affichage alphanumérique à matrice de points est en général organisé selon une logique qui nécessite qu'un caractère quelconque résulte de la combinaison de plusieurs groupes de données. Ce sera pour une matrice de points 5x7, soit 5 groupes de 7 bits, soit 7 groupes de 5 bits. Ce système est utilisé pour réduire de 35 à 7 ou 5 le nombre de sorties du générateur de caractères. Pour afficher un caractère complet, ces groupes de données sont ensuite présentés séquentiellement aux emplacements voulus de la matrice de points. Si cette présentation se répète à des intervalles qui permettent une réexcitation des diodes à une cadence supérieure à 100 fois par seconde, l'oeil percevra le caractère comme une image permanente. L'intensité lumineuse apparente de chaque élément d'affichage sera égale à l'intensité lumineuse pendant l'allumage, multipliée par le rapport entre les périodes d'allumage et d'extinction. Ce rapport s'appelle rapport cyclique ou facteur de forme de l'affichage, et la technique l'échantillonnage. Dans le cas du HDSP-2000, chaque caractère est constitué de 5 groupes de 7 bits. Sur un afficheur à 4 caractères, les 28 bits représentant le premier groupe de chacun des 4 caractères sont tout d'abord chargés en série sur le registre à décalage SIPO de la carte, puis la première colonne se trouve alimentée pendant un certain temps, T. Le processus se répète par la suite pour

la colonne 2, puis 3 jusqu'à la colonne 5. S'il faut un temps t, pour charger les 28 bits sur le registre à décalage, le facteur de forme est alors de :

$$DF \text{ (facteur de forme)} = \frac{T}{5(t + T)} \quad (1)$$

le terme 5 (t + T) devenant la période de rafraîchissement. Pour que l'affichage soit satisfaisant, la fréquence de rafraîchissement doit être supérieure à 100 Hz ou

$$\frac{1}{[5(t + T)]} = 100 \text{ Hz} \quad (2)$$

ou inversement

$$5(t + T) \leq 10 \text{ ms} \quad (3)$$

ce qui nous donne

$$(t + T) \leq 2 \text{ ms} \quad (4)$$

Deux millisecondes correspondent à la durée maximale de chargement et de l'affichage de chaque emplacement de colonne. Si $t \ll T$, le facteur cyclique se rapproche de 20%. Le nombre de chiffres qui peuvent être adressés sur une ligne de caractère est alors subordonné au facteur cyclique minimal admissible et au choix de la fréquence d'horloge. Par exemple avec une horloge 1 MHz, une ligne de 100 caractères constituée de 25 HDSP-2000 alignés doit fonctionner avec un facteur de forme DF de :

$$DF = \frac{(T + t) - (\text{nb. de bits à charger}) \times (1/1 \text{ MHz})}{5 (T + t)}$$

soit

$$DF = \frac{(2 \text{ ms}) - (700) (1 \mu\text{s})}{5 \times 2 \text{ ms}} = 13\%$$

Dans la plupart des applications, un facteur de forme de 10% ou plus donne à l'afficheur une luminosité plus que satisfaisante. Si l'éclairage ambiant est fort, il peut être nécessaire d'augmenter le facteur de forme, alors que dans la pénombre, il faut le diminuer pour conserver un contraste satisfaisant.

CIRCUITS DE COMMANDE

Il est pratique de faire fonctionner un système d'affichage par HDSP-2000 avec une interface constituée d'un générateur de caractères et d'une mémoire de rafraîchissement. Le diagramme de la figure 2 décrit un tel système. Ajoutons qu'il est réalisé pour visualiser 4 caractères. Le compteur 1/N devient alors un compteur 1/4, N étant égal au nombre de caractères de la ligne. La mémoire de rafraîchissement stocke l'information à afficher (elle peut être codée dans l'un quelconque des différents codes de données existant comme par exemple les codes ASCII ou EBDIC ou encore un code et des caractères spéciaux à l'utilisateur au moyen d'une ROM spécialement programmée). La seule obligation consiste à ce que les données soient générées en 5 groupes de 7 bits. Le générateur de caractères reçoit les données qui viennent de la mémoire de rafraîchissement et sort 7 bits de données d'affichage correspondant au caractère et à la donnée sélection colonne. Ces données sont converties en format série dans le registre à décalage entrées parallèles - sortie série puis synchronisées dans le registre à décalage du HDSP-2000. Dans un système normal, le caractère à afficher sélectionné en premier est celui de l'extrême droite et les données correspondant aux éléments allumés et éteints de la première colonne de l'afficheur sont synchronisées par l'horloge dans les 7 premiers emplacements du registre du HDSP-2000. Les données de la colonne 1 des caractères 3, 2 et 1 sont sélectionnés de la même manière par le compteur

1/N, puis décodées et introduites sur le registre à décalage de l'afficheur. Après 28 coups d'horloge, les données correspondant à chaque caractère sont toutes introduites dans les emplacements du registre à décalage correspondant aux 7 lignes de la matrice de DEL concernée. Le compteur 1/N passe en débordement, déclenche le compteur de temps de l'afficheur validant la sortie du décodeur de sélection de colonne 1/5 et déconnecte l'entrée horloge sur le HDSP-2000. Les informations présentes à ce moment dans le registre à décalage sont affichées pendant une période T, à l'emplacement de la colonne 1. A la fin de cette période T, le compteur diviseur par 5 qui fournit les données de sélection de colonne au HDSP-2000 et au générateur de caractères, est incrémenté de 1 et les données de la colonne 2 sont stockées puis affichées de la même manière que pour la colonne 1. Ce processus, répété pour chacune des 5 colonnes, est constitué des 5 groupes de données nécessaires à l'affichage des caractères voulus. Après le 5ème compte, le décodeur 1/5 se remet automatiquement à 1 et la séquence recommence. La seule modification nécessaire pour étendre cette interface à des lignes de plus de 4 caractères consiste à augmenter la capacité de la mémoire de rafraîchissement et à remplacer le compteur par 4 par un compteur de module égal au nombre de caractères à afficher.

Du moment que les données sont chargées pour toutes les colonnes identiques de l'affichage et que ces colonnes sont ensuite toutes validées en même temps, il suffit de 5 transistors de commutation de colonne quel que soit le nombre de caractères que compte la ligne. Ces transistors doivent être choisis pour pouvoir débiter environ 110 mA par caractère. La tension de saturation émetteur-collecteur du transistor et la tension d'alimentation des colonnes doivent être choisis pour que l'on ait $2,6 \text{ V} \leq V_{COL} \leq V_{CC}$. Pour réduire le coût de l'alimentation et améliorer le rendement, on peut utiliser une tension redressée double alternance sans régulation à condition que sa valeur crête ne dépasse pas la valeur de V_{CC} et que la tension ne descende pas au dessous de 2,6 V.

Des courants transitoires importants peuvent prendre naissance si une colonne se trouve validée pendant un

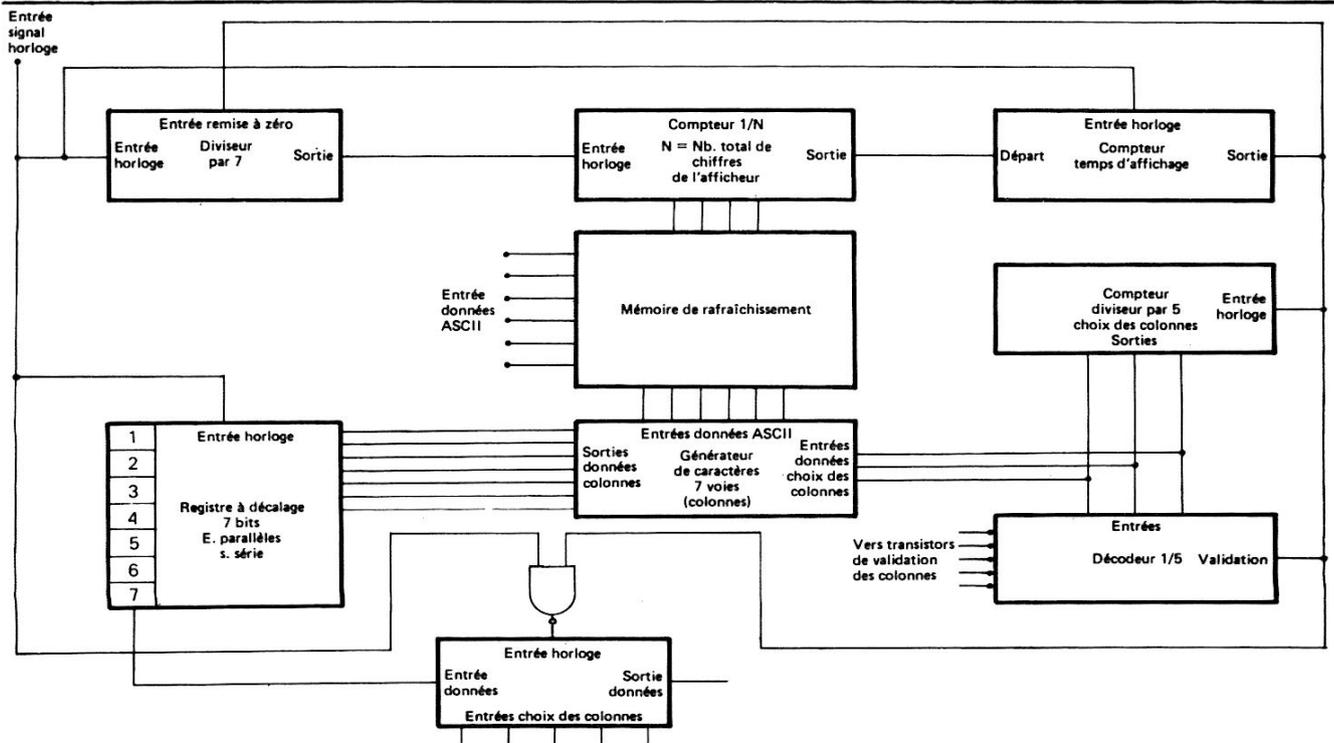


FIGURE 2 — Bloc diagramme de principe de l'affichage

transfert de données. Pour y remédier, on commute le courant avant le commencement de la synchronisation. I_{CC} doit être diminué d'environ 10 à 15% si le signal d'horloge est à l'état 1 pendant la période d'affichage, T.

CIRCUIT D'INTERFACE POUR HDSP-2000

Il y a plusieurs manières de réaliser une interface avec le HDSP-2000. Nous allons étudier quelques unes des interfaces de base.

Interface pour circuits d'instrumentation

Le circuit de la figure 3 permet d'afficher 16 caractères. Il est principalement prévu pour visualiser les informations fournies par un système d'instrumentation. On y utilise des circuits logiques CMOS qu'il est facile de remplacer par des circuits TTL si on le désire. Dans ce montage, illustré figure 2, on combine des circuits CD4022 et CD4520 pour réaliser une fonction diviser par 7, une fonction diviser par 16 et un compteur de temps d'affichage. Le diagramme des temps de la figure 4 donne les relations critiques entre les entrées et sorties. En réalité, le CD4022 fonctionne en compteur diviseur par 8, le premier compte servant à verrouiller les données sur un registre à décalage entrées parallèles - sortie série (PISO) et les 7 autres à transférer les données du registre sur le HDSP-2000. Le CD4520 est un double compteur, 4 bits câblé en compteur en cascade binaire 8 bits. La porte NON-ET, U_1 , définit le rapport temps de charge - temps d'affichage. Dans ce cas, le chargement se produit 1 fois par 8×2^7 comptes et pendant 8×2^4 comptes. Le facteur de forme devient alors :

$$DF = \frac{(8 \times 2^7) - (8 \times 2^4)}{5 (8 \times 2^7)} = 17,5\%$$

et la période de rafraîchissement

$$5 (8 \times 2^7) \tau$$

avec τ = période de l'horloge.

Les 4 bits les moins significatifs du compteur CD4520 sont utilisés pour adresser en permanence la mémoire de rafraîchissement du CD4036. Les données peuvent s'écrire à

l'adresse mémoire voulue en échantillonnant la ligne WRITE ENABLE (validation écriture) lorsque l'adresse mémoire désirée apparaît sur la ligne WRITE ADDRESS (adresse écriture). Cette fonction peut apparaître en même temps qu'une lecture de mémoire.

Les deux compteurs CD4029 et CD4022 servent respectivement de générateur de données colonnes et de décodeur de sélection de colonne. En remarquant que le circuit générateur de caractères signés 2516 nécessite aux entrées, sélection de colonne des codes binaires 1 à 5 au lieu de 0 à 4, il est nécessaire de placer le CD4029 sur le code binaire «1», ce qui est réalisé en utilisant la même impulsion que celle qui sert à remettre à zéro le codeur de sélection de colonne CD4022. Pour réduire I_{CC} , la borne V_B est maintenue à l'état bas pendant le chargement des données, coupant ainsi la référence fournie par le générateur courant miroir. Le commutateur de courant de colonne est un transistor Darlington PNP attaqué par une porte NON-ET suivie d'un amplificateur. Le 1N4720 sert à réduire la tension de colonne d'environ 1 V diminuant ainsi la dissipation du HDSP-2000. L'entrée horloge ne doit pas dépasser 1 MHz du fait de la lenteur de la logique CMOS.

Circuit d'interface pour clavier 32 caractères

Le circuit de la figure 5 permet l'interface directe de l'afficheur HDSP-2000 avec la plupart des claviers standard. L'absence sur l'interface de système intelligent pour fournir quelques unes des fonctions spéciales nécessaires pourrait amener certains problèmes dont il faut tenir compte. Le système décrit fournit les fonctions spéciales suivantes :

- Un curseur pour indiquer la place dans la ligne du caractère suivant.
- La suppression de toutes les données sur l'affichage à droite du curseur.
- L'effacement de l'affichage par action extérieure et la commande d'intensité lumineuse.
- La mise en œuvre des fonction «retour» (RETURN) et «espace arrière» (BACK SPACE).

Les circuits de synchronisation et d'analyse des données, similaires à ceux de la figure 3, sont encadrés par une ligne

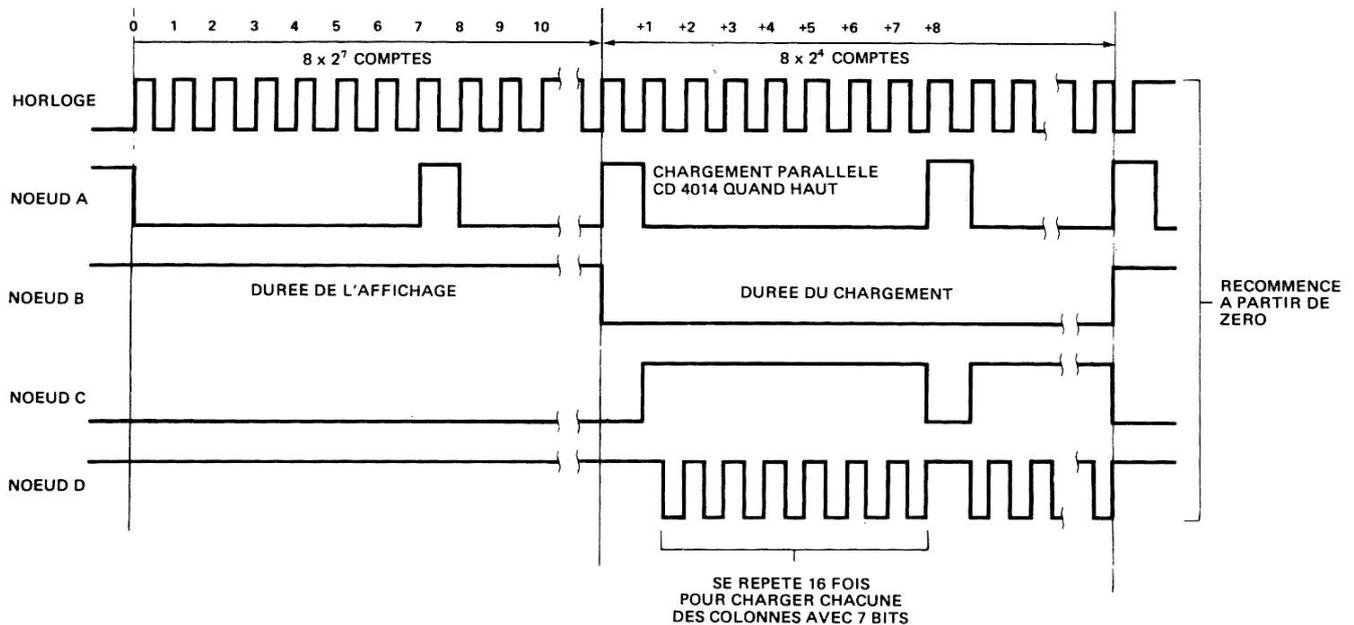


FIGURE 4 – Diagramme des temps pour l'interface d'affichage

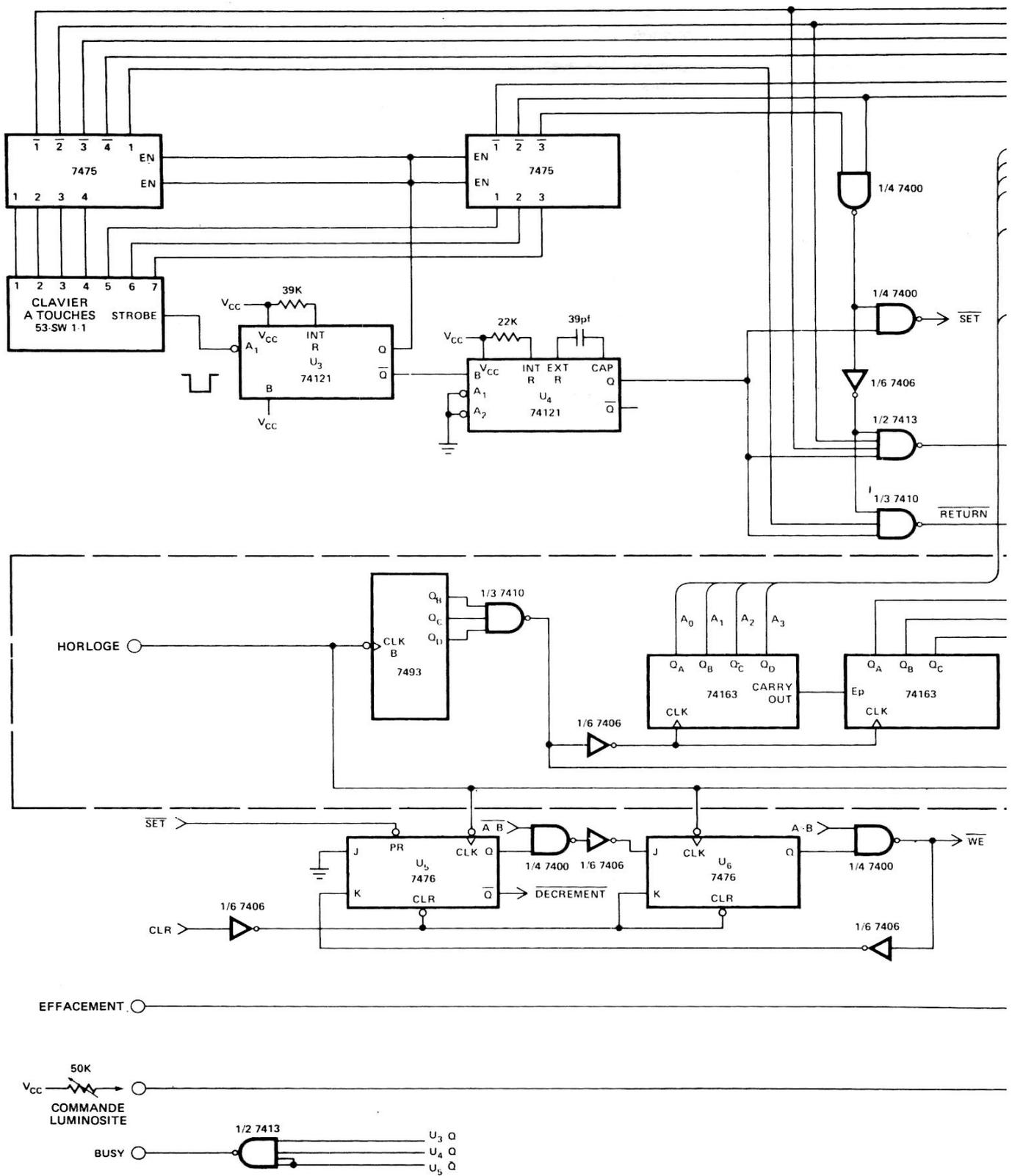
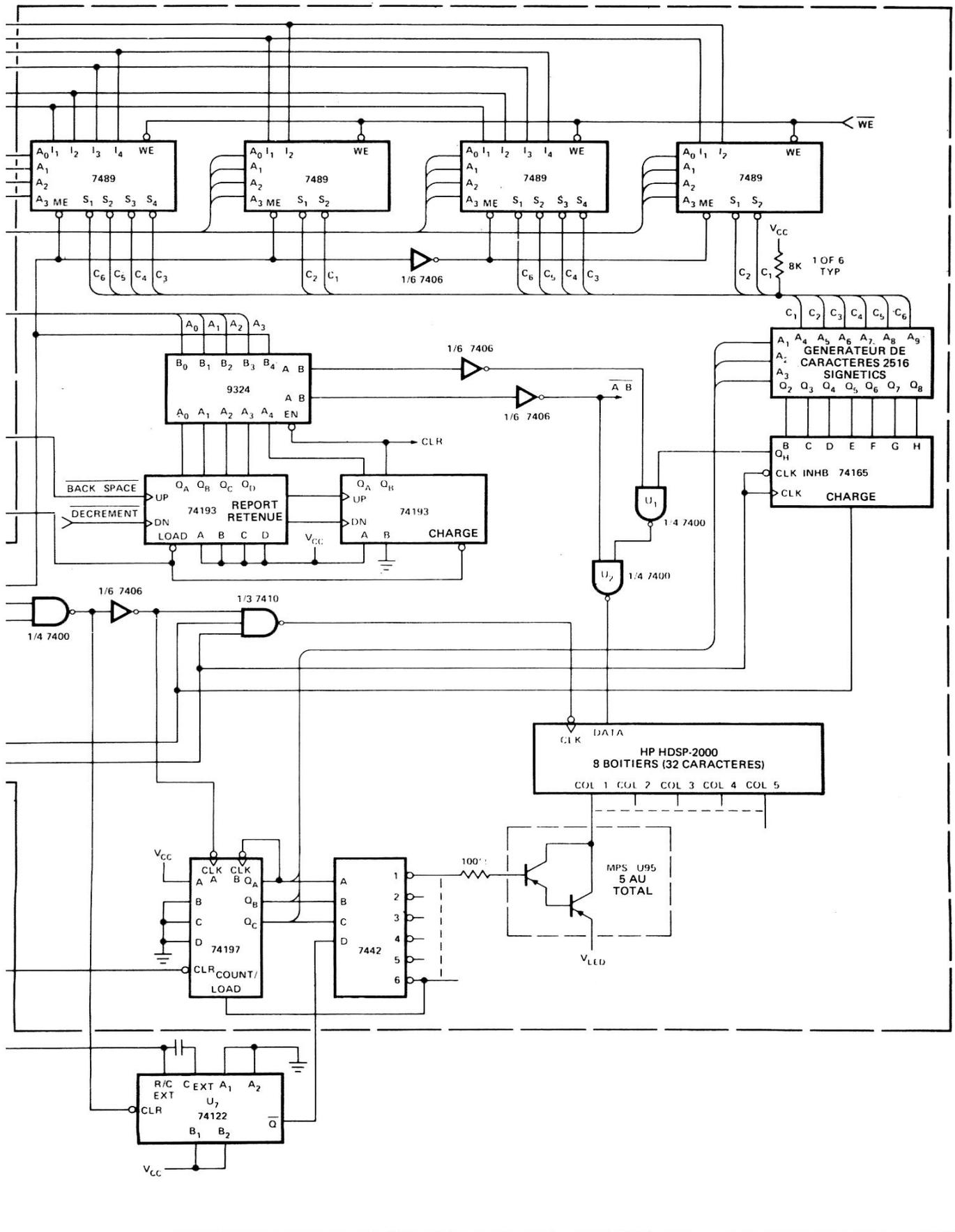


FIGURE 5 - Circuit d'interface pour clavier 32 caractères



discontinue. Principale différence, nous avons ajouté un compteur de position et un comparateur de remise en oeuvre simple. Le compteur de position est un compteur-décompteur pré-réglé sur n-1 (n, nombre de caractères de la ligne d'affichage) par «RETURN». Le compteur se trouve décrémente à chaque pression d'une touche correspondant à un caractère valable. Il est incrémenté par un code d'entrée «BACKSPACE». Un comparateur à 5 bits Fairchild 9324 compare la sortie du compteur à position à l'adresse d'analyse de la mémoire. L'exploration de la mémoire commence à zéro et représente la donnée correspondant au caractère de l'extrême droite (32ème caractère) de l'afficheur. La valeur de la position indique le nombre de frappe de touche qui a permis de décrémente le compteur de position depuis 31. Le comparateur détecte deux conditions des valeurs relatives des deux compteurs. Lorsque l'exploration de la mémoire correspond à la valeur de la position, la sortie $A = B$ du comparateur est un «1» logique. Dans toutes les autres conditions, la sortie $A = B$ est un «0» logique. Ce signal est inversé et sert au transfert des données du registre PISO vers le HDSP-2000 via U_1 . Pour la condition $A = B$, l'entrée de transfert est au niveau logique «0» et la sortie de la porte NON-ET, U_2 , au niveau logique «1». Ceci provoque l'apparition du curseur représenté par l'allumage de toutes les diodes de la matrice associées à la position du caractère $A = B$. La seconde condition que détecte le comparateur correspond à une valeur d'exploration de la mémoire inférieure à la valeur de la position ($A > B$). Cette condition, qui représente toutes les données de caractères situés à droite du curseur, a pour résultat un «1» logique sur la sortie « $A > B$ » du comparateur. Il est normalement avantageux d'effacer ces caractères, et, pour cela, de charger un «0» logique aux emplacements correspondant du registre à décalage du HDSP-2000. Ceci se réalise en inversant le signal à la sortie « $A > B$ » et en l'appliquant sur l'une des entrées de la porte NON-ET, U_1 . Si « $A > B$ » est à «1», la sortie de U_1 est à «1». Ce signal, inversé par U_2 , provoque le chargement d'une donnée «0» sur le registre à décalage correspondant à chaque caractère du HDSP-2000 à droite du curseur. Si « $A = B$ » et « $A < B$ », U_1 permettra le passage des données inversées entre le registre à décalage PISO et U_2 . Ces signaux, issus du comparateur, servent en outre à provoquer le stockage des données aux emplacements voulus dans la mémoire de rafraîchissement. Les données de clavier sont tout d'abord stockées sur les bascules type D 7475 au moyen du signal «STROBE» (échantillonnage, issu du clavier) qui provoque une unique impulsion en sortie du monostable U_3 pour déclencher une impulsion en sortie de U_4 . Cette dernière engendre le signal «SET» pour ouvrir la bascule (constituée par U_5 et U_6) qui commande le chargement de tout code caractère valable. La commande de chargement se trouve ainsi armée pour permettre d'envoyer l'impulsion de validation écriture à la RAM 7489 dès que « $A = B$ ». Le signal « $A = B$ » est utilisé pour éviter l'introduction d'une seconde données pendant la durée de l'impulsion d'écriture. Cette dernière arrête la bascule de commande de chargement à partir du cycle d'horloge suivant pour que le nouveau signal puisse être reconnu. La sortie \bar{Q} de U_5 sert aussi à décrémente le compteur de position.

Nous avons ajouté au circuit de la figure 3 les commandes spéciales suivantes : une commande d'intensité lumineuse et une entrée d'effacement. La commande d'intensité est constituée d'un monostable redéclenchable 74122, U_7 . Ce circuit détermine le temps de validation du décodeur, sélecteur de colonne pendant la durée de l'affichage, T. L'affichage est éteint extérieurement en maintenant l'entrée remise à zéro «RESET» du compteur sélecteur de colonne à l'état logique «0».

Le circuit de la figure 5 convient aux systèmes de lecture utilisés sur les appareils de mesure et les ordinateurs. Dans ce cas, un signal d'occupation (Busy) constitué à partir de $\bar{Q}-U_2$, $\bar{Q}-U_3$ et $\bar{Q}-U_4$ permet à l'interface d'affichage d'indiquer au système de commande le moment où les données peuvent être acceptées.

Interface de commande à distance

Certains systèmes demandent un affichage des données sur plusieurs sites distants qui puisse ne pas employer les circuits de décodage et de synchronisation relativement complexes et chers des deux exemples précédents. Ce principe est souvent utilisé pour visualiser les informations sur les systèmes d'appel pour l'affichage de message à distance et sur tout réseau nécessitant des affichages multiples adressables à partir d'un processeur central. Le circuit de la figure 6 sert à stocker et à afficher une chaîne de données décodées. Il nécessite une entrée données qui proviennent d'un dispositif générant des données et qu'il sort en données série, un miniordinateur ou un microprocesseur par exemple. Le nombre total de bits de mémoire nécessaires (y compris pour le HDSP-2000 et pour le registre à décalage de sélection de colonne à 5 bits) est de :

$$\text{mémoire} = 35 N + 25 \quad (5)$$

où N = nombre de caractères de la ligne d'affichage.

Le format des données d'entrée doit être divisé en 5 groupes d'informations égaux. Chaque groupe doit contenir toutes les données nécessaires au chargement complet du registre à décalage d'affichage de la ligne de caractères du HDSP-2000 (7 N bits) pour une colonne particulière, précédé d'un code de sélection de colonne de 5 bits qui sera transmis dans le registre à décalage SIPO en sortie du HDSP-2000. Le circuit est conçu pour fonctionner à partir de 2 horloges différentes. Ceci est important sur les systèmes pour lesquels l'affichage peut être transmis par radio, le signal de l'horloge entrée données pouvant être reconstitué à partir du flot de données. Pour le stockage, on amène chargement données (LOAD DATA) à l'état bas, le stockage débutant dès que prêt (READY) passe à l'état bas. Les données sont transférées sur le registre à décalage en déclenchant une porte. La chaîne de données doit contenir le nombre de bits défini en (5) et doit être chargée dans le registre accompagnée de l'un des codes de sélection de colonne à 5 bits complètement stocké dans le registre SIPO de sélection de colonne. Une fois le chargement terminé, LOAD DATA passe à l'état haut et la synchronisation est conduite par l'horloge d'affichage (DISPLAY CLOCK). Cette synchronisation de l'affichage sert à décaler les données stockées de 7 N + 5 bits puis à arrêter et à afficher le contenu du registre à décalage pendant un certain temps, T, déterminé par la période de monostable, U_1 . U_1 est déclenché lorsque le signal d'horloge passe à l'état bas, dès que le compteur synchrone a compté jusqu'à 7 N + 5. La sortie U_1 remet le compteur à zéro et arrête le comptage jusqu'à la fin de la période T. La bascule type D, U_2 , garantit que les impulsions d'horloge destinées au registre à décalage démarrent en synchronisme avec le début d'un cycle complet d'horloge pour qu'il n'y ait pas d'erreur de synchronisation. U_3 sert de commande d'intensité lumineuse au HDSP-2000, il peut être supprimé en raccordant l'entrée de U_4 (1-5) à la sortie Q de U_1 au lieu de U_3 .

La mémoire du registre à décalage utilisée n'est qu'un des modèles possibles. Une autre méthode consisterait à employer une RAM 512 x 1 bits ou 1024 x 1 bits. Les sorties du compteur servant alors au choix de l'adresse RAM.

SYSTEMES DE REFROIDISSEMENT ET MONTAGE

Le HDSP-2000 présente un grand nombre de possibilités de logique et d'affichage dans un boîtier de petites dimensions. Il en résulte une dissipation assez importante de la carte et le montage sur un dissipateur thermique est à envisager. Le HDSP-2000 est conçu pour fonctionner dans un large éventail de températures ambiantes et de tensions d'alimentation. Son fonctionnement à pleine puissance à la température ambiante T_A de 25°C (si $V_{CC} = V_B = V_{COL} = 5,25\text{ V}$) est possible si la résistance thermique broches - ambiance, θ_{CA} , ne dépasse pas $35^\circ\text{C/W/boîtier}$. Cette valeur suppose que la surface de montage de l'afficheur est un plan isotherme. Si un seul afficheur sur ce plan fonctionne à $1,7\text{ W}$, l'augmentation de température au dessus de l'ambiance atteindra :

$$T_{RISE} = (35^\circ\text{C/W}) \times 1,7\text{ W} = 42,5^\circ\text{C} \quad (6)$$

Si un second afficheur fonctionne dans les mêmes conditions, la température doublera (85°C), atteignant ainsi rapidement des valeurs catastrophiques. Cependant, dans la plupart des cas, la dissipation effective est nettement inférieure à la dissipation maximale admissible, c'est-à-dire, à $1,7\text{ W}$. La puissance dissipée par les HDSP-2000 se calcule à l'aide des formules suivantes :

$$P_D = P(I_{CC}) + P(I_{REF}) + P(I_{COL}) \quad (7)$$

ou

$$P(I_{CC}) = I_{CC}(V_B = 0,4\text{ V}) \times V_{CC} \quad (8)$$

$$P(I_{REF}) = [I_{CC}(V_B = 2,4\text{ V}) - I_{CC}(V_B = 0,4\text{ V})] \times V_{CC} \times n/35 \times 5 \times DF \quad (9)$$

$$P(I_{COL}) = I_{COL} \times V_{COL} \times n/35 \times 5 \times DF \quad (10)$$

dans lesquelles :

I_{CC} est le courant mesuré, tous les étages du registre à décalage à l'état logique 1,

n est le nombre moyen de diodes allumées par caractère sur l'afficheur,

DF est la durée du passage du courant de colonne soit

calculée à partir de l'équation (1), soit résultant de la modulation par impulsion de V_B (la plus petite des deux valeurs).

Comme on peut le prévoir en regardant (8), (9) et (10), il y a trois moyens de réduire la dissipation totale :

- Réduire V_{CC} .
- Réduire V_{COL} .
- Réduire DF .

Les dissipations maximale et typique se calculent à partir des valeurs maximale et typique de I_{CC} et I_{COL} données par la fiche technique du HDSP-2000. Alors qu'il est possible d'alimenter les colonnes en courant redressé double alternance non régulé, on peut diminuer la dissipation en utilisant l'alimentation régulée V_{CC} : ainsi $V_{COL} = V_{CC}$ moins la tension de saturation collecteur-émetteur du transistor de commutation de colonne. La tension V_{COL} minimale pour un fonctionnement correct étant de $2,6\text{ V}$, un transistor Darlington PNP avec une diode en série dans l'émetteur permet de réduire la dissipation de l'afficheur. Dans la plupart des applications concernant le code ASCII, le nombre maximal de DEL allumées par ligne de n caractères est de 21 alors qu'un caractère typique en a que 15. Bien que le DF maximal soit de 20%, il ne dépasse pas en général 17,5% par suite du temps nécessaire au chargement de l'afficheur. Un DF de 17,5% représente un rapport de 7 à 8 entre le temps d'allumage et le temps total pour un circuit comme celui de la figure 3. La plupart du temps, DF est bien inférieur à 17,5%, par exemple sur un système d'affichage alphanumérique de 40 caractères HDSP-2470, il ne dépasse pas 11,6%.

Nous allons calculer la dissipation maximale du circuit de la figure 3, en exemple. Dans ce circuit, $V_{COL\text{ max.}} = 5,25\text{ V} - 1,3\text{ V}$ (MPS-U95 à $1,6\text{ A}$) - $0,85\text{ V}$ (1N4720 à $1,6\text{ A}$) = $3,10\text{ V}$. La dissipation maximale admissible se calcule alors de la façon suivante :

$$P(I_{CC}) = 60\text{ mA} \times 5,25\text{ V} = 315\text{ mW} \quad (11)$$

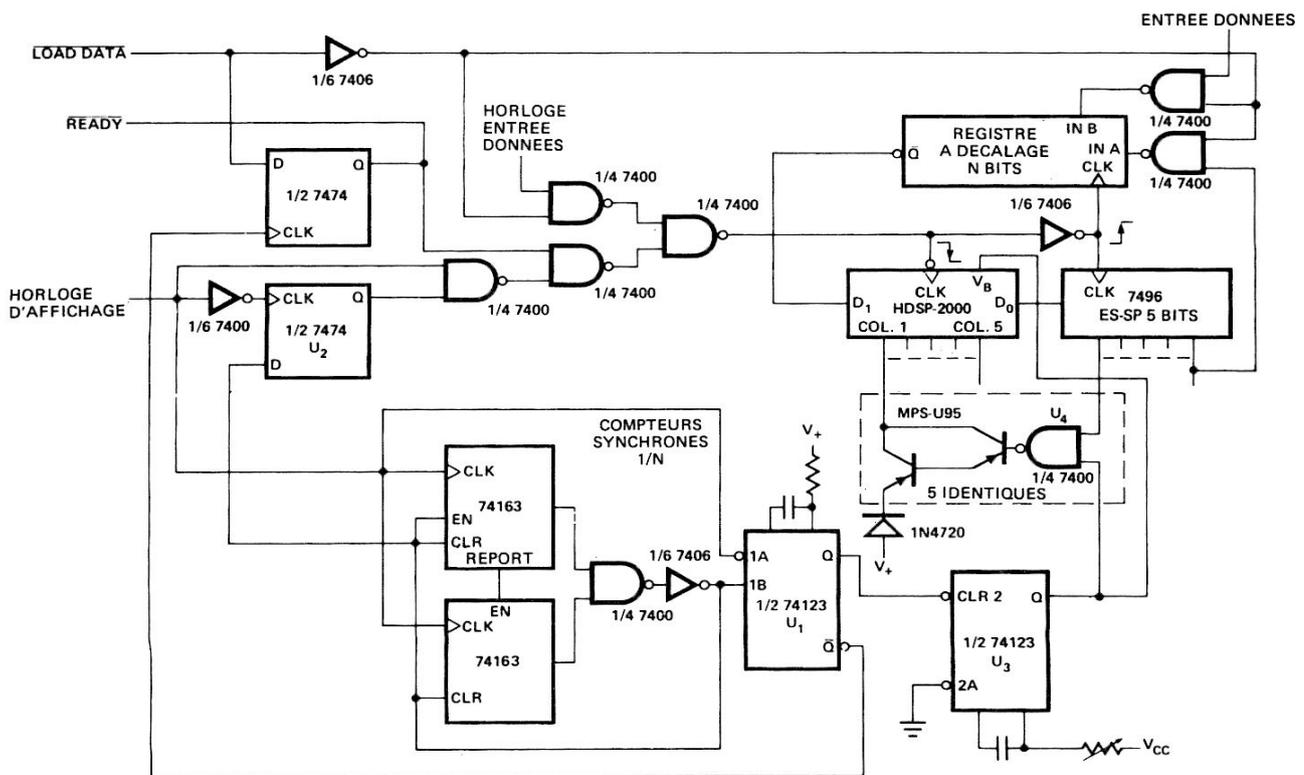


FIGURE 6 — Interface d'affichage permettant de recevoir des données décodées

$$P(I_{REF}) = (95 \text{ mA} - 60 \text{ mA}) \times 5,25 \text{ V} \times 21/35 \times 5 \times 0,175 = 96,5 \text{ mW} \quad (12)$$

$$P(I_{COL}) = 410 \text{ mA} \times 3,1 \text{ V} \times 21/35 \times 5 \times 0,175 = 667 \text{ mW} \quad (13)$$

$$P_D = P(I_{CC}) + P(I_{REF}) + P(I_{COL}) = 1079 \text{ mW} \quad (14)$$

La puissance dissipée typique se calcule de la même façon :

$$P(I_{CC}) = 45 \text{ mA} \times 5 \text{ V} = 225 \text{ mW} \quad (15)$$

$$P(I_{REF}) = (73 \text{ mA} - 45 \text{ mA}) \times 5 \text{ V} \times 15/35 \times 5 \times 0,175 = 52,5 \text{ mW} \quad (16)$$

$$P(I_{COL}) = 335 \text{ mA} \times (5 \text{ V} - 1,3 \text{ V} - 0,85 \text{ V}) \times 15/35 \times 5 \times 0,175 = 358 \text{ mW} \quad (17)$$

$$P_D = P(I_{CC}) + P(I_{REF}) + P(I_{COL}) = 636 \text{ mW} \quad (18)$$

Pour pouvoir fonctionner à la température ambiante de 70°C, il faut répondre aux conditions suivantes :

a. Température boîtier (broche la plus chaude)
 $T_C \leq 100^\circ\text{C}$

b. Température jonction - circuit intégré
 $T_{ICJ} \leq 125^\circ\text{C}$

La résistance thermique jonction - boîtier typique, θ_{JC} , est de 25°C/W. Avec ces données, il est possible de déterminer la puissance que doit dissiper le radiateur et la réduction de puissance conjointe, en se basant sur les estimations suivantes :

$$T_{ICJ} = (\theta_{CA}^* \times P_D) + \theta_{JC} \left(\frac{P_D - 0,015 \text{ n}}{2} \right) \quad (19)$$

$$T_C = (\theta_{CA}) P_D \quad (20)$$

$\left(\frac{P_D - 0,015 \text{ n}}{2} \right)$ correspondant à la puissance dissipée par chaque circuit intégré.

* θ_{CA} = résistance thermique boîtier-ambiance.

EVACUATION DE LA CHALEUR

En pratique, la dissipation de la chaleur sur les HDSP-2000 impose que les techniques employées optimisent la conduction thermique des pattes du dispositif. Les figures 7 et 8 schématisent deux types de radiateurs. Dans de nombreux cas, un circuit imprimé sur lequel on a conservé un maximum de cuivre, comme celui de la figure 7, suffit à dissiper la chaleur émise par l'afficheur. Les cartes des systèmes d'affichage HDSP-2416, -2424, -2432 et -2440 constituées d'afficheurs HDSP-2000 de 16, 24, 32 et 40 caractères sont conçues selon ce principe. Ces cartes permettent ainsi de faire fonctionner les afficheurs jusqu'à 55°C avec convection naturelle et jusqu'à 70°C en utilisant un flux d'air forcé de 45 m/s (150 fpm) dirigé perpendiculaire aux composants. Pour faire fonctionner l'ensemble à 70°C à l'air libre, il est possible d'utiliser un radiateur dont la figure 8 donne un exemple. Sur ce radiateur en deux parties, les ailettes verticales améliorent la dissipation par convection naturelle. Il faut prendre soin d'assurer un excellent contact thermique entre les deux éléments du radiateur et pour faciliter le transfert de chaleur, la surface de contact métallique entre les pistes et le radiateur doit être la plus grande possible. Une surface de dissipation de 51 cm² par boîtier permet d'évacuer 1,1 W par boîtier à la température ambiante maximale de 70°C. Cette valeur de 1,1 W est facilement obtenue en limitant V_{COL} à 3 V. Le moyen le plus efficace pour limiter l'encombrement du radiateur est certainement l'emploi du refroidissement par air forcé. Il faut considérer avec grande attention le montage thermique du HDSP-2000 car son fonctionnement à trop forte température peut amener sa destruction rapide.

Les afficheurs HDSP-2000 peuvent se monter sur support de circuits intégrés DIP coupés à dimension pour permettre

de réaliser des lignes de caractères. Il est aussi possible de les enficher sur des barrettes à une seule rangée de contacts comme celles fournies par AUGAT (réf. 325-AG1D) ou AMP (réf. 583773). L'intervalle entre le boîtier et la carte est alors suffisant pour y intercaler une barre métallique servant de conducteur thermique vers un radiateur extérieur. La plupart de ces supports ajoutent une résistance thermique d'environ 2°C/W entre les pattes du boîtier et le circuit imprimé.

CARTE DE CIRCUITS IMPRIMES DU HDSP-2432

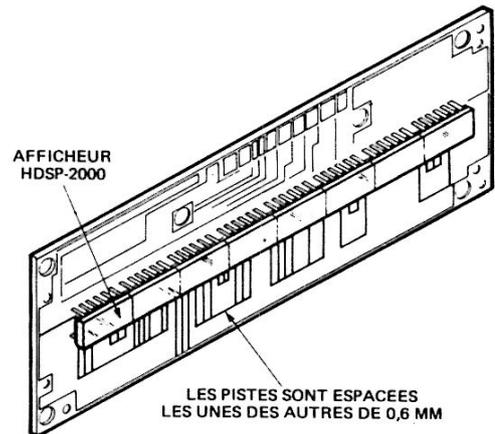


FIGURE 7 - Circuits imprimés pour HDSP-2000, gravé pour conserver le maximum de cuivre

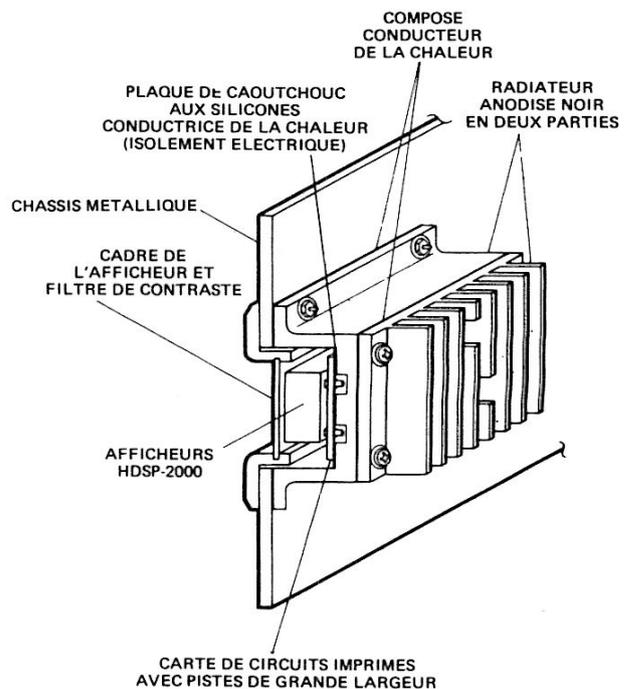


FIGURE 8 - Radiateur pour HDSP-2000

ARMONISATION ET COMMANDE DE L'INTENSITE LUMINEUSE

L'intensité lumineuse des afficheurs à DEL a une plage de variation assez étendue. Si la différence de luminosité entre eux caractères est trop prononcée, l'observation est désagréable. Pour résoudre le problème, les HDSP-2000 sont repérés, par intensité lumineuse, à l'aide d'une lettre récurrente le code donnant la date de fabrication. Lors de l'assemblage de plusieurs boîtiers pour constituer une ligne de caractères, tous doivent porter une lettre identique pour qu'il n'y ait pas de différence de luminosité. Les HDSP2000 sont repérés selon 8 valeurs de luminosité avec chevauchement. Le rapport de variation entre deux valeurs successives est inférieur à 2 ce qui est insensible à l'oeil, en particulier sur les matrices de DEL.

Un élément important pour l'affichage est de pouvoir faire varier son intensité lumineuse en fonction de l'éclairage ambiant. Dans la pénombre, un afficheur très lumineux mène une rapide fatigue de l'oeil. Inversement, un afficheur faiblement lumineux est difficile sinon impossible à lire sous fort éclairage, d'où risque de mauvaise lecture et fatigue de l'oeil. C'est pourquoi, l'adaptation de la luminosité à l'éclairage ambiant est importante. Elle peut être réalisée comme le montre la figure 9 par un système de commande automatique réalisé avec un monostable remis à zéro par l'impulsion validation colonne. La durée de l'impulsion en sortie du multivibrateur est commandée par un photoconducteur. A la fin de l'impulsion validation colonne, le multivibrateur est remis à zéro pour permettre de couper le courant de colonne avant que ne se produise la séquence de chargement du registre à décalage de

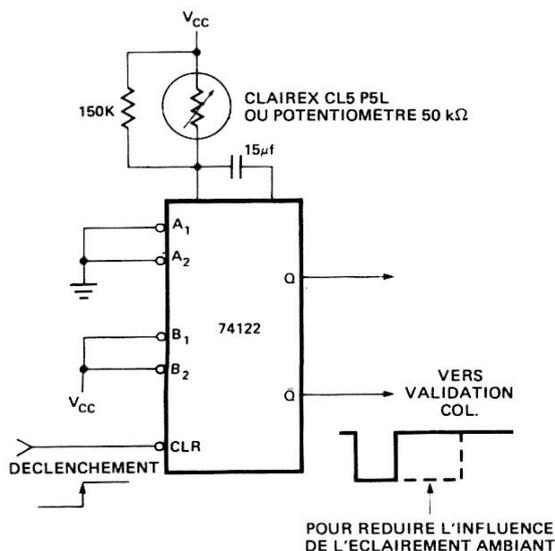


FIGURE 9 – Commande de luminosité employant un monostable

afficheur. La sortie de ce circuit sert à moduler soit les entrées V_B des afficheurs HDSP-2000, soit le circuit d'entrée validation colonne. Pour réduire au maximum la puissance dissipée, les deux entrées doivent être modulées en intensité. Sur le circuit de la figure 9, on peut remplacer la cellule photo-électrique par un potentiomètre de 50 k Ω pour que la commande devienne manuelle.

Amélioration du contraste

Le contraste entre les éléments allumés et leur arrière plan est un autre élément important pour que l'affichage soit agréable et que l'on ait une bonne lisibilité. Il peut s'améliorer en augmentant la puissance de l'afficheur, ce qui est réalisable tant que l'éclairage ambiant n'est pas trop intense et que la dissipation de puissance n'a pas grande importance. Une technique beaucoup plus pratique consiste à utiliser un filtre de contraste. Les filtres Ruby Red 60 ou Dark Red 63 de Panelgraphic, H100-1605 ou H100-1670 de SGL-Homalite conviennent parfaitement. Un autre moyen de renforcer le contraste consiste à éviter de voir paraître les pistes du circuit imprimé autour de l'afficheur et d'utiliser dans la mesure du possible un écran de soie noire sur les parties de la carte apparentes. L'amélioration du contraste est étudiée en détail dans la note d'applications 964 (en anglais). Les interfaces du HDSP-2000 avec les microprocesseurs font l'objet de la note d'applications 1001 (en français).

POINTS IMPORTANTS CONCERNANT LE HDSP-2000

- Un «1» logique sur le registre à décalage de l'afficheur provoque l'allumage de la DEL correspondante.
- La synchronisation a lieu sur la transition haut-bas de l'entrée horloge.
- Il faut utiliser un générateur de caractères donnant 7 bits de données colonne.
- Le registre à décalage a une longueur de 28 bits.
- Chaque colonne doit être rafraîchie à une cadence de 100 Hz au minimum.

Le tableau qui suit donne la liste des générateurs de caractères utilisables avec le HDSP-2000. Ils sont tous programmés pour convertir les codes d'entrée ASCII en 5 groupes de 7 bits nécessaires à l'affichage par matrices de points 5 x 7. Les ROM programmées à l'usage particulier d'un client peuvent employer un code entrée-sortie quelconque.

Fabricant	Référence	Temps d'accès typique	Alimentation	Dissipation typique
Texas Instrument	TMS 4100	500 ns	± 12 V	450 mW
National	5241 ABL	700 ns	± 12 V	
Signetics	2513	450 ns	± 5 V - 12 V	290 mW
	2516	500 ns	± 5 V - 12 V	280 mW
AMI	S8773B	450 ns	+ 5 V - 12 V	625 mW (max.)
Mostek	2002		± 14 V	320 mW
	2302		+ 5 V - 12 V	200 mW
Electronic Arrays	40105	750 ns	± 12 V	430 mW
Fairchild	3257	500 ns	+ 5 V - 12 V	360 mW

FIGURE 10 — Générateur de caractères sortie colonne compatibles HDSP-2000

La mémoire de rafraîchissement d'un HDSP-2000 peut avoir différentes configurations. Le tableau suivant donne la liste de quelques uns des dispositifs parmi lesquels l'utilisateur peut faire son choix.

Type	
RAM bipolaires	mots x bits
*7489	16 x 4
*7481A	16 x 1
*7484A	16 x 1
Fairchild 93403	16 x 4
Intel 3101	16 x 4
Intel 3104	4 x 4
RAM MOS	
TI TMS 4000 JC/NC	16 x 8
RAM CMOS	
RCA CD 4036	4 x 8
RCA CD 4039	4 x 8
National 74C89	16 x 4
Motorola MCM 4064	16 x 4
Registre à décalage	
TI TMS 3112	32 x 6
Signetics 2518	32 x 6
Signetics 2519	40 x 6
Fairchild 3348	32 x 6
Fairchild 3349	32 x 6

* Circuits TTL standard

FIGURE 11 — Eléments de mémoire utilisables dans les systèmes d'affichage constitués de HDSP-2000

Transmission de Données Numériques par Fibres Optiques Système Hewlett-Packard

Les fibres optiques peuvent résoudre maints problèmes de transmission de données. La présente note d'application a pour but d'aider l'utilisateur à obtenir le meilleur résultat de cette technologie relativement nouvelle. Nous comparons, en premier lieu, les mérites et les limites des fibres optiques à ceux d'autres moyens de transmission, puis nous décrivons les fondements de la transmission de données du point de vue optique, mécanique et électrique. L'application de ces principes apparaît dans la description détaillée du système préconisé par Hewlett-Packard. La dernière partie de cette note est consacrée aux recommandations techniques concernant le fonctionnement et la maintenance en insistant particulièrement sur le profit que l'on peut tirer des caractéristiques spécifiques des fibres optiques.

ÉTUDE COMPARATIVE FIBRES-CABLES ÉLECTRIQUES

Dans les fibres optiques, les signaux sont transmis sous forme de grains d'énergie (photons) électriquement neutres. En conséquence, il est physiquement impossible qu'un champ électrique quelconque (foudre, ligne haute tension, tc.) ou magnétique puissant (transformateur, cyclotron, tc.) perturbe la transmission. Les pertes par rayonnement travers les parois peuvent être presque éliminées en recourant la fibre d'un matériau opaque qui évite d'autre part tout transfert de lumière entre deux fibres contiguës. L'information se trouve ainsi parfaitement indétectable de l'extérieur (secret). Les fibres optiques sont cependant capables de transmettre, dans certains cas, une énergie suffisante pour être utilisée directement (photocoagulation) ou pour être dangereuse. Dans les applications courantes (transmission de données), les niveaux ne dépassent pas la centaine de μW . De tels rayonnements sont parfaitement inoffensifs, sans danger en cas de rupture de câble en milieu explosif alors qu'une ligne de transmission électrique pourrait provoquer un désastre. Les fibres optiques protégées par une gaine peuvent subir des contraintes (écrasement, flexion) supérieures à celles d'un câble électrique de taille comparable : elles ont, en outre, l'avantage énorme de leur faible poids et dimensions pour une capacité de transmission équivalente. Bien montée, la fibre optique peut supporter toutes les conditions climatiques possibles et être, sans dommage, immergée dans la plupart des liquides ou exposée à l'air pollué.

La bande passante des fibres optiques leur donne également d'autres avantages particuliers. Dans les câbles coaxiaux ou méplats, la bande passante est une fonction inverse du carré de la longueur, dans les fibres optiques, elle est seulement inversement proportionnelle à la longueur. C'est ainsi que pour :

— les câbles HP HFBR-3001 à 3005

$$(1) \quad f \text{ à } 3 \text{ dB} = \frac{12.000}{l} \text{ MHz}$$

— un câble coaxial 50Ω (RG-59)

$$(2) \quad f \text{ à } 3 \text{ dB} = \frac{225.000}{l^2} \text{ MHz}$$

Pour une liaison de 100 m, la bande passante à 3 dB est de 22,5 MHz dans un câble coaxial, alors qu'elle atteint 120 MHz dans une fibre optique.

La difficulté de produire des énergies importantes et les pertes sont les limites principales des fibres optiques. Alors qu'il est facile de transmettre des puissances de plusieurs watts dans des câbles radio-électriques, la puissance transmise par une fibre optique ne dépasse pas, en général, le milliwatt. Un câble électrique peut admettre de multiples dérivations, ce qui est financièrement prohibitif dans l'état actuel de la technique des câbles optiques.

Les pertes dans une liaison point à point sont essentiellement des pertes de raccordement (sortie émetteur, entrée récepteur, connecteurs éventuels) et des pertes de transmission proportionnelles à la longueur du câble optique. La dispersion au niveau des pertes demande un récepteur ayant une gamme dynamique suffisante pour la compenser tout en conservant une bande passante et un rapport signal/bruit convenables même dans le cas d'intensité très faible. Les fibres optiques étant insensibles au bruit, le rapport signal/bruit et la largeur de bande ne dépendent, en définitive, que du bruit propre du récepteur.

La fibre optique ne résout toutefois pas tous les problèmes de transmission de données : pourtant chaque fois que la sécurité, le secret, la longévité, l'isolement électrique, l'immunité contre le bruit, l'encombrement, le poids ou la bande passante sont en cause, la fibre optique présente un avantage certain.

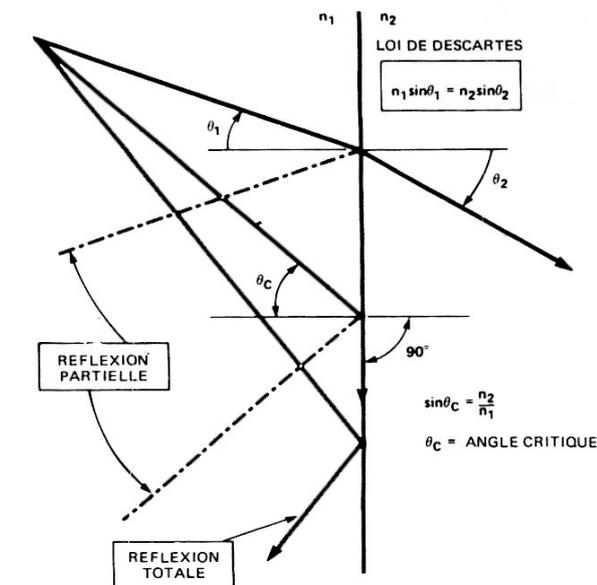


FIGURE 1 — Loi de Descartes

PRINCIPE DE LA FIBRE OPTIQUE

Le rayonnement lumineux introduit dans une fibre optique se propage par réflexions successives sur ses parois. Le principe de cette réflexion est basé sur la différence entre l'indice de réfraction du cœur n_1 et de la gaine n_2 .

L'indice de réfraction est défini comme le rapport entre la vitesse de propagation de la lumière dans un milieu quelconque et dans le vide. Lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu d'indice n_1 dans un milieu d'indice n_2 , il est dévié selon la loi :

$$(3) \quad n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (\text{LOI DE DESCARTES})$$

illustrée, figure 1. Noter que la relation entre les angles est la même, que le rayon soit issu du milieu d'indice le plus fort n_1 ou le plus faible n_2 . Pour les rayons issus du milieu d'indice le plus fort, il existe un angle d'incidence, dit angle critique, pour lequel l'angle de sortie est de 90° . Pour les angles plus petits la réflexion est partielle, pour les angles plus grands elle est totale.

Ouverture numérique

Les rayons se propagent à l'intérieur du cœur sous différents angles, mais seuls ceux ayant un angle d'incidence supérieur à l'angle critique sont totalement réfléchis et atteignent l'autre extrémité de la fibre. La figure 2 montre la relation qui existe entre l'angle de réflexion sur l'interface cœur-gaine et l'angle d'incidence sous lequel les rayons extérieurs pénètrent dans le cœur de la fibre. L'angle θ_A ou angle limite est l'angle maximal par rapport à l'axe pour lequel tous les rayons seront intégralement réfléchis. En dehors de l'indice de réfraction n_0 du milieu extérieur, l'angle limite dépend en outre des indices de réfraction du cœur et de la gaine. Lorsque le milieu extérieur est l'air ($n_0 \approx 1$), le sinus de l'angle limite est appelé OUVERTURE NUMERIQUE, ON (Numerical Aperture - NA) :

$$(4) \quad \text{OUVERTURE NUMERIQUE, } ON = \sin \theta_A$$

Les données de la figure 2 ne s'appliquent en toute rigueur qu'aux rayons pénétrant dans l'axe de la fibre optique. Les autres rayons peuvent se propager, compte tenu du fait qu'à l'angle limite, il n'y a pas réellement discontinuité.

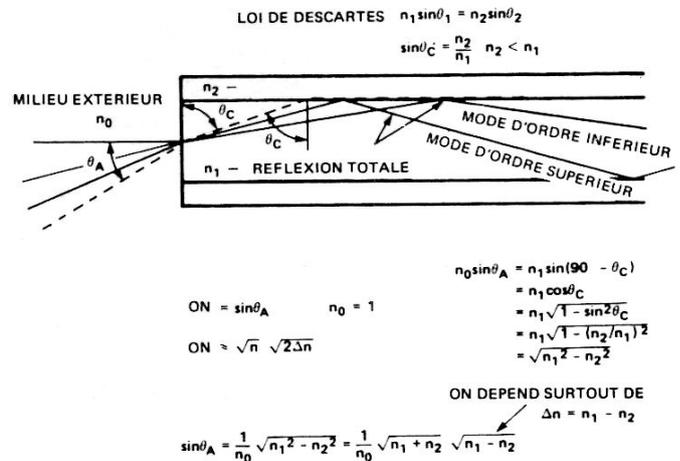


FIGURE 2 — Réflexion interne totale

Modes de propagation

Sous réserve des limites imposées par l'ouverture numérique, les rayons se propagent suivant différents angles ou modes. Ceux dont l'angle de propagation par rapport à l'axe est faible sont appelés MODES D'ORDRES INFÉRIEURS, ceux dont l'angle est grand MODES D'ORDRES SUPÉRIEURS. Ces modes sont continus. A une longueur d'onde quelconque correspondent plusieurs angles pour lesquels il y a propagation. Les fibres MONOMODE sont celles dont l'ouverture numérique et le diamètre sont suffisamment faibles pour que ne se transmette qu'un seul mode.

Outre ces deux modes, on considère d'autre part les modes dits MODES A PERTES pour lesquels les rayons divergents sont partiellement ou totalement absorbés par l'interface cœur-gaine (MODE DE GAINÉ). Les modes à pertes se propagent mal, leur distance de propagation, dépendant pour une large part de la structure de la fibre, est comprise entre quelques centimètres et plus de cinquante mètres. Leur présence affecte la mesure de l'ouverture numérique et des pertes de transmission, les rendant artificiellement fortes. C'est pourquoi l'ouverture numérique est spécifiée en terme d'ouverture numérique en sortie et pour une fibre de longueur suffisante pour assurer la disparition des modes à pertes.

La propagation des modes à pertes s'effectuant pour la plus grande part dans la gaine, cet effet peut être supprimé en entourant la fibre, avec sa gaine, d'un matériau d'indice de réfraction supérieur. L'ouverture numérique en sortie est définie comme étant le sinus de l'angle pour lequel le diagramme de rayonnement (intensité lumineuse relative en fonction de l'angle de décalage par rapport à l'axe) a une valeur particulière : celle-ci est, en général, définie comme représentant 10% de l'intensité lumineuse axiale.

Pertes de transmission

Les modes normaux subissent des pertes de transmission. Elles sont dues aux impuretés contenues dans la fibre, à l'absorption moléculaire, aux irrégularités de l'interface gaine-cœur ainsi qu'aux microcourbures structurelles de la fibre. Les deux premiers types de pertes dépendent du

chemin parcouru par les rayons, le troisième du nombre de réflexions qu'ils subissent. Il est clair, en regardant la figure 2, que les modes d'ordres supérieurs parcourent un plus long chemin et subissent plus de réflexions que les modes d'ordres inférieurs, donc ont de plus fortes pertes. Les modes d'ordres supérieurs sont favorisés par les grandes ouvertures numériques et les fibres à grande ON ont donc de fortes pertes, par contre, elles présentent des pertes de couplage moins importantes. Les pertes de transmission sont exponentielles et, par conséquent, exprimées en dB/km.

Les pertes de couplage entre fibres ou entre fibre et système ont trois causes principales : 1. le rapport entre ouvertures numériques; 2. le rapport entre les surfaces des fenêtres optiques en vis à vis; 3. les pertes de Fresnel (réflexion). Sont à prendre en compte d'autre part, le mauvais alignement et l'espace entre fibres aux points de raccordement. Les pertes relatives à l'ON peuvent être négligées lorsque l'ouverture numérique de la partie réceptrice (fibre ou récepteur) est supérieure à celle de la source (fibre ou émetteur).

$$(5) \text{ PERTES ON (dB)} = 20 \log \frac{\text{ON de la source}}{\text{ON du récepteur}}$$

Le rapport entre les ON peut être également négligé lorsque la surface de la fenêtre du récepteur est supérieure à celle de l'émetteur.

$$(6) \text{ PERTES DUES AU RAPPORT DES SURFACES (dB)} = 20 \log \frac{\text{Diamètre de la source}}{\text{Diamètre du récepteur}}$$

Pour appliquer l'équation (6) à une fibre unique, il faut faire intervenir la surface du coeur. Si du côté récepteur on se trouve en présence d'un faisceau de fibres, il faut tenir compte des pertes dues au foisonnement des fibres et les ajouter aux pertes, même si sa surface est supérieure à celle de la source, on obtient la perte par ce que les anglo-saxons appellent le «packing fraction» (PF).

$$(7) \text{ PERTES PAR PF (db)} = 10 \log \frac{\text{Section active}}{\text{Section apparente}}$$

La section active étant la somme de la surface de chaque fibre, la section apparente étant celle du faisceau.

Les pertes de Fresnel sont dues au passage d'un milieu d'indice donné à un autre, d'indice différent. Une partie du rayonnement est réfléchi, une autre transmise; cette dernière est définie par la transmittance τ , les pertes ont pour valeur :

$$(8) \text{ PERTES DE FRESNEL (dB)} = 10 \log \frac{1}{\tau} = 10 \log \frac{2 + \frac{n_x}{n_y} + \frac{n_y}{n_x}}{4}$$

n_x = indice de réfraction du milieu x
 n_y = indice de réfraction du milieu y

L'équation (8) montre que les pertes sont identiques dans les deux directions. Si deux fibres en regard sont séparées par une lame d'air ($n_x = 1$ (air) et $n_y = 1,49$ (coeur de la fibre)) les pertes de Fresnel sont de 0,17 dB, mais comme il y a passage fibre-air puis air-fibre, la perte de couplage totale est de 0,34 dB. Si la liaison compte plusieurs raccordements de ce genre, les pertes peuvent atteindre des valeurs importantes, que l'on peut réduire en utilisant, par exemple, un produit à base de silicone pour éliminer la lame d'air. On admet pourtant de telles pertes lorsque des lames d'air sont délibérément conservées entre surfaces en regard pour éviter la détérioration de celles-ci et améliorer les tolérances d'alignement des connecteurs.

L'usage d'un produit de couplage est surtout intéressant à l'interface fibre-DEL ou fibre-source d'infra-rouge. Ces

sources sont fabriquées à partir d'AsGa ou d'une substance similaire dont l'indice de réfraction est de 3,6. Avec un tel indice, une colle époxy peut réduire les pertes de 1 dB environ. La figure 8 illustre le mécanisme du couplage. Si les dimensions de la DEL sont inférieures à celles de la fibre, il est intéressant d'équiper la DEL d'une lentille, si c'est l'inverse, placer la lentille sur la fibre.

Temps de montée

La bande passante d'une fibre optique est limitée d'une part par la dispersion due au MATERIAU et d'autre part par celle due aux MODES. Tous deux ont une influence directe sur la vitesse de transmission de la lumière dans le coeur, vitesse inversement proportionnelle à l'indice de réfraction du matériau et comme il varie en fonction de la longueur d'onde de la source, les longueurs d'onde pour lesquelles l'indice est le plus faible se propagent plus vite que celles pour lesquelles l'indice est le plus fort : en conséquence, toutes les fréquences émises simultanément par la source à l'entrée n'arriveront pas ensemble à la sortie et il s'ensuivra une dispersion due au temps de transit. La dispersion due au matériau peut être réduite en utilisant une source à bande étroite comme les lasers, ou des fibres d'indice constant sur tout le spectre de la source.

La figure 2 montre que les rayons parallèles à l'axe de la fibre parcourent une distance plus faible que les rayons non parallèles, les rayons se propageant dans les modes d'ordres supérieurs auront un temps de transit supérieur à ceux des modes d'ordres inférieurs, et il s'ensuivra que les rayons émis simultanément arriveront à l'extrémité de la fibre en ordre dispersé. Cette dispersion appelée DISPERSION MODALE ne peut être réduite qu'en diminuant l'ouverture numérique pour ne permettre la transmission que des modes d'ordres inférieurs.

Que la dispersion soit due au matériau ou au mode, elle se mesure comme indiqué sur la figure 4, en envoyant des échelons de flux lumineux positifs ou négatifs et en mesurant leur temps de montée et de descente à l'entrée et à la sortie d'une fibre suffisamment longue pour présenter une dispersion significative. La dispersion est alors définie par la formule :

(9) DISPERSION DU TEMPS DE MONTEE

$$\frac{\Delta t}{\ell} \text{ (ns/km)} = \frac{1}{2\ell} [(t_r + t_f) \text{ SORTIE} - (t_r + t_f) \text{ EN-TREE}]$$

avec ℓ = longueur de la fibre en km, t_r et t_f les points 10% et 90% de l'amplitude à la montée et à la descente.

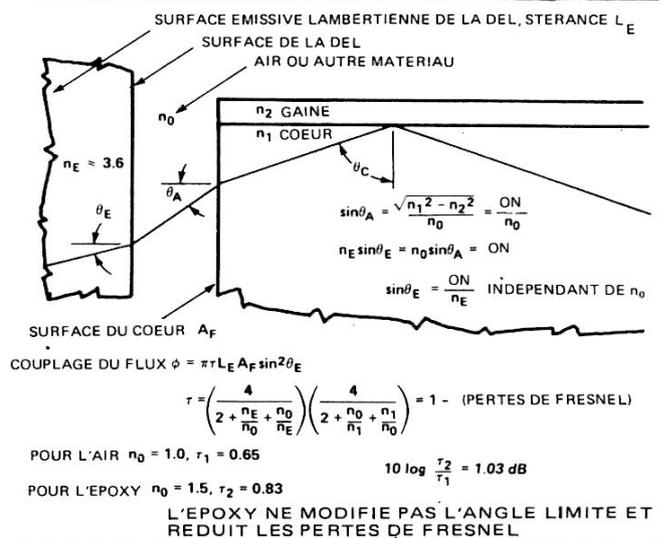


FIGURE 3 — Effets de l'angle limite et des pertes de Fresnel

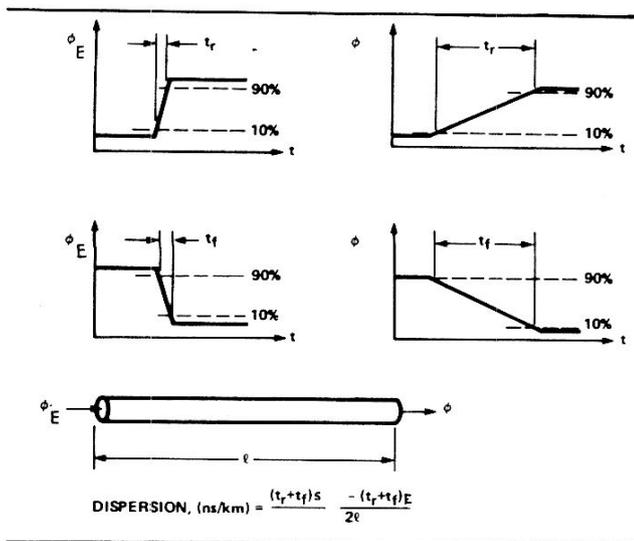


FIGURE 4 — Mesure de la dispersion

Il est préférable d'utiliser des échelons plutôt que des impulsions pour éliminer les erreurs introduites par la source et le détecteur. Des échelons de polarité inverse sont recommandés pour compenser la non linéarité de la source et du détecteur.

La réponse en fréquence d'une fibre a une pondération de 6 dB par octave ce qui permet d'assimiler les effets de la dispersion du temps de montée au produit d'une longueur par une largeur de bande.

(10) CONSTANTE DE LARGEUR DE BANDE A 3 dB = $\Delta f \cdot l = 0,35 \frac{l}{\Delta t}$

Technologie

Les fibres ayant une frontière bien définie entre coeur et gaine sont dites à SAUT D'INDICE. La réflexion sur l'interface n'est pas un phénomène sans dimensions; le rayon réfléchi pénètre légèrement dans la gaine d'où de faibles pertes. Celles-ci sont visibles, elles provoquent une légère lueur à la surface de la fibre. Pour réduire de telles pertes, il est possible de forcer les rayons à changer de direction moins brusquement en utilisant un indice de réfraction diminuant régulièrement entre l'axe et la gaine. La trajectoire des rayons dans une telle fibre dite à GRADIENT D'INDICE est montrée figure 5. Ces fibres ont non seulement de faibles pertes de transmission mais aussi de faibles pertes modales. Les modes d'ordres supérieurs auront un cheminement plus long mais hors de l'axe dans les régions à faible indice, leur vitesse augmentera et la différence de vitesse entre les modes d'ordres supérieurs et inférieurs sera plus faible que dans les fibres à saut d'indice.

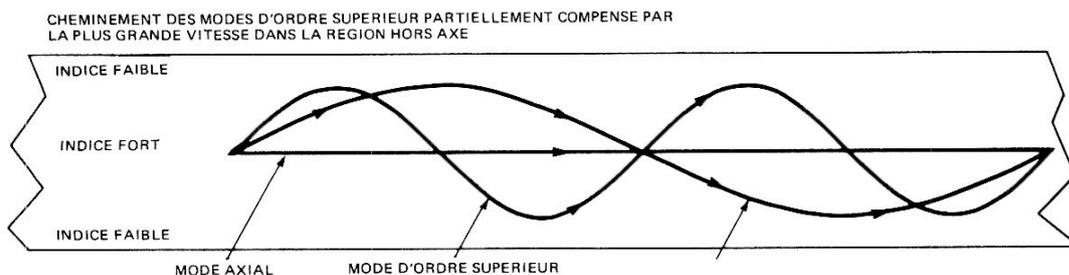


FIGURE 5 — Fibre à gradient d'indice

Les fibres à gradient d'indice sont chères et présentent des pertes de couplage supérieures à celles des fibres à saut d'indice. Elles sont toutefois utilisées pour les distances de plusieurs kilomètres ou pour transmettre des signaux dont la fréquence dépasse 50 MHz. Pour les distances plus courtes, il existe toute une gamme de fibres à saut d'indice.

La figure 6 donne la constitution d'un câble optique Hewlett-Packard. L'âme du câble à saut d'indice est constituée par un coeur en silice entouré d'une gaine également en silice de très faible épaisseur (20 µm) protégée par un revêtement à base de silicone. La résistance à la traction est assurée par un toron de fibres en plastique entourant une première enveloppe anti-chocs (passage des câbles dans des conduits), puis eux-mêmes recouverts d'un isolant protégeant le câble de l'écrasement et des chocs. Ces câbles supportent ainsi des contraintes bien supérieures aux câbles électriques normaux.

Les autres matériaux utilisés dans les fibres à saut d'indice sont le verre avec gaine de verre, le verre ou la silice avec gaine en plastique, le plastique avec gaine en plastique. Leur ouverture numérique s'étage entre 0,2 et plus de 0,5 et leurs pertes entre 10 et 1000 dB/km. Quelques fabricants fournissent des fibres en faisceau dont chacune est suffisamment fine pour avoir une très grande souplesse. A la naissance de cette technologie, on estimait nécessaire les faisceaux de fibres car la coupure de l'une d'entre elle n'entraînait pas la rupture de la liaison, et leur diamètre facilitait la réalisation des connecteurs (tolérances moins serrées). L'utilité des faisceaux s'avère moindre à l'heure actuelle, car l'expérience a montré qu'une fibre optique est beaucoup plus solide qu'on ne l'espérait et l'on a réussi à réaliser des connecteurs suffisamment précis pour obtenir un alignement correct, ceci pour des fibres très fines et sans pertes exagérées.

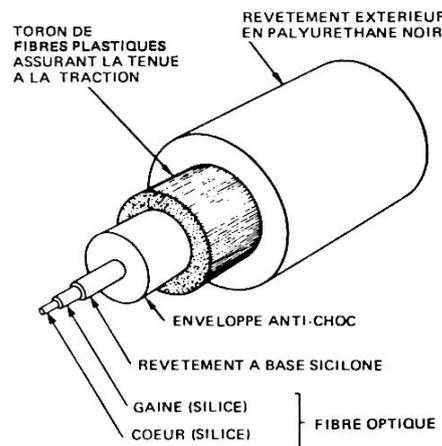


FIGURE 6 — Constitution d'un câble à saut d'indice Hewlett-Packard

Bilan

La puissance nécessaire à l'établissement d'une liaison par fibre optique dépend des caractéristiques de bruit du récepteur, de la bande passante, des pertes dans les connecteurs et des pertes de transmission dans le câble.

L'intensité à l'entrée du récepteur doit être suffisante pour que le rapport signal/bruit du récepteur donne un faible taux d'erreur P_e . Dans le système de fibres optiques Hewlett-Packard, la bande passante et le facteur de bruit permettent un P_e inférieur à 10^{-9} pour une puissance à l'entrée de $0,8 \mu W$, dans les plus mauvaises conditions. Avec une puissance supérieure P_e est encore réduit. En considérant la puissance nécessaire au récepteur, celle que doit fournir le récepteur est calculée avec la formule suivante :

$$(11) \ 10 \log \left(\frac{\phi_T}{\phi_R} \right) = \alpha_0 \ell + \alpha_{TC} + \alpha_{CR} + n \alpha_{CC} + \alpha_M$$

ϕ_T : flux en μW disponible en sortie de l'émetteur (identifié à une puissance)

ϕ_R : flux en μW nécessaire par le récepteur pour la valeur P_e

α_0 : atténuation de la fibre en dB/km

ℓ : longueur de la fibre en km

α_{TC} : pertes de couplage émetteur-fibre en dB

α_{CC} : pertes de couplage fibre-fibre (connecteur) en dB

n : nombre de connecteurs (ne concerne ni le connecteur du récepteur ni celui de l'émetteur)

α_{CR} : pertes de couplage fibre-récepteur en dB

α_M : marge de sécurité prévue par le constructeur

L'équation (11) est appelée BILAN DE LIAISON et se présente graphiquement comme sur la figure 7. La même unité de base, le watt, est utilisée pour le flux et la puissance, il est ainsi possible d'exprimer le flux en dBm.

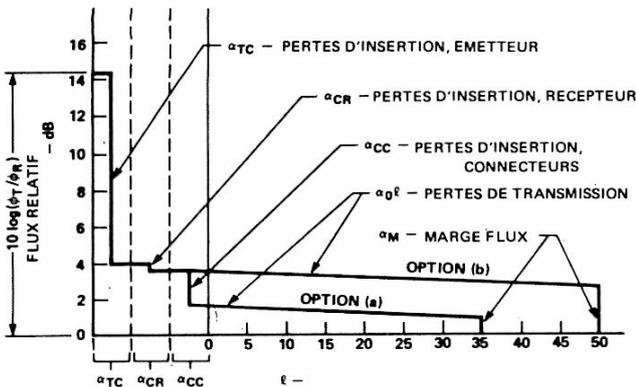
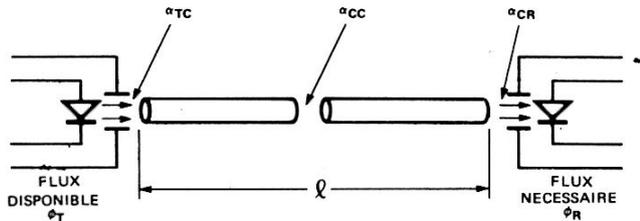


FIGURE 7 — Représentation graphique du bilan de la liaison

$$(12) \ \phi \text{ (dBm)} = 10 \log \left(\frac{\phi \text{ (mW)}}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \log \left(\frac{\phi \text{ (\mu W)}}{1000 \mu W} \right)$$

Exemple de bilan :

1. Émetteur $\phi_T = 44 \mu W > 10 \log \left(\frac{\phi_T}{\phi_R} \right) = 14,39 \text{ dB}$
2. Récepteur $\phi_R = 1,6 \mu W$

Fenêtre optique de l'émetteur :
diamètre = $200 \mu m$, ON = 0,5

Fibre optique (dans connecteur) :
diamètre coeur = $100 \mu m$, ON = 0,3

$$3. \ \alpha_{TC} = \alpha_A + \alpha_{ON} = 20 \log \left(\frac{200}{100} \right) + 20 \log \left(\frac{0,5}{0,3} \right) = 6,02 \text{ dB} + 4,44 \text{ dB} = 10,46 \text{ dB}$$

Fenêtre optique du récepteur :
diamètre = $200 \mu m$, ON = 0,5

4. Le diamètre de la fenêtre et l'ON du récepteur étant supérieurs à ceux de la fibre, il y a peu de pertes de Fresnel, on estime α_{CR} à 0,34 dB environ.

5. On utilise l'équation (11) pour calculer les pertes max. admissibles dans le câble.

$$14,39 \text{ dB} = \alpha_0 \ell + 10,46 \text{ dB} + n \alpha_{CC} + 0,34 \text{ dB} + \alpha_M$$

$$\alpha_0 \ell + n \alpha_{CC} + \alpha_M = (14,39 - 10,46 - 0,34) \text{ dB} = 3,59 \text{ dB}$$

6. Soit une liaison de 35 m avec un câble de 20 dB/km. Les longueurs de câble équipées standard sont de 10, 25, 50 m avec une perte dans le connecteur $\alpha_{CC} = 2 \text{ dB}$. Deux solutions sont possibles.

7. a) Soit raccorder un câble de 10 m et un câble de 25 m avec un connecteur

$$\alpha_0 \ell + \alpha_{CC} = (35 \text{ m} \times 0,02 \text{ dB/m}) + 2 \text{ dB} = 2,7 \text{ dB}$$

ce qui donne $\alpha_M = (3,59 - 2,7) \text{ dB} = 0,89 \text{ dB}$

7. b) Soit utiliser un câble de 50 m.

$$\alpha_0 \ell = (50 \text{ m} \times 0,02 \text{ dB/m}) = 1,0 \text{ dB}$$

ce qui donne $\alpha_M = 2,59 \text{ dB}$

À moins de raisons impératives, la solution b est préférable car elle donne une marge de sécurité supérieure. En tout état de cause, α_M doit être suffisant pour compenser la dégradation du générateur (DEL, infra-rouge, laser, etc.). D'autre part, α_M doit rester au-dessous de certaines limites pour ne pas dépasser la gamme dynamique du récepteur.

Gamme dynamique du récepteur

Le récepteur doit avoir une dynamique suffisante pour compenser toutes les variations possibles. Si le système doit fonctionner entre 10 et 1000 m avec un câble de 12,5 dB/km, en trois tronçons reliés par deux connecteurs, la gamme dynamique du récepteur doit être au minimum de :

$$\begin{aligned} \alpha_0 \ell &= 1 \text{ km} \times 12,5 \text{ dB/km} &= & 12,5 \text{ dB} \\ n \alpha_{CC} &= 2 \times 2 \text{ dB} &= & 4,0 \text{ dB} \\ \alpha_M & &= & 3,0 \text{ dB} \\ \text{Estimation des pertes dues} & & & \\ \text{à la température} & &= & 1,0 \text{ dB} \\ \text{Total :} & & & 20,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

La grande sensibilité et une telle gamme dynamique supposent deux caractéristiques importantes du récepteur : une commande automatique de niveau et le couplage alternatif, ou un système équivalent. Le couplage alternatif permet au repos de stabiliser la sortie de l'amplificateur à un niveau fixe par rapport au niveau du seuil logique : une très petite variation du signal entraîne le dépassement de ce seuil en sortie. Cette fonction s'appelle rétablissement de la composante continue.

La commande automatique de niveau (CAN) stabilise le gain de l'amplificateur. Les signaux de faible amplitude sont amplifiés au maximum, alors que les signaux de grande amplitude sont ramenés, si nécessaire, à un niveau qui empêche la saturation de l'amplificateur de sortie. La saturation affecte le temps de propagation si bien que la CAN est indispensable pour conserver les performances à grande vitesse, à faible comme à fort niveau.

SYSTEME DE TRANSMISSION PAR FIBRE OPTIQUE HEWLETT-PACKARD

Ce système a été développé pour atteindre les objectifs suivants : facilité de mise en oeuvre et souplesse d'utilisation tout en conservant un taux d'erreur P_e , inférieur à 10^{-9} à 10 Mb/s NRZ sur des distances moyennes. Construction robuste et performances constantes. Coûts de fabrication très serrés pour conserver un rapport prix/performance attractif.

La simplicité d'emploi est due à plusieurs caractéristiques. Le récepteur et l'émetteur s'alimentent sous 5 V. Toutes les fonctions à l'entrée et à la sortie ont des niveaux TTL. Le récepteur n'a besoin d'aucun réglage, sa gamme dynamique (21 dB au minimum) est suffisante pour compenser les variations de longueur de la fibre comme le vieillissement et les effets de la température. Lorsque le système fonctionne en mode «code interne», les données sont synchronisées arbitrairement en code NRZ et il n'est pas plus compliqué à utiliser qu'un élément logique non inverseur. Le récepteur possède deux points de contrôle des performances. La sortie «contrôle de liaison» fournit les indications numériques sur la qualité du circuit, la borne test permet de contrôler la marge de sécurité du flux.

Les fenêtres optiques de l'émetteur et du récepteur sont très bien définies par les conduits en fibres optiques insérés dans un support sur lequel s'auto-aligne le connecteur. La faible hauteur des boîtiers permet de les souder directement sur des cartes imprimées et autorise des espacements entre cartes de 12,7 mm seulement.

Le mode «code interne» est le moyen le plus simple de faire fonctionner le système HP. Il n'apporte aucune restriction au format des données tant que la durée des impulsions négatives ou positives n'est pas inférieure au minimum spécifié. Cette simplicité a été obtenue grâce à l'utilisation d'un code à trois niveaux appelé CODE A IMPULSIONS BIPOLAIRES (PBP, PULSE BIPOLAR). Ce mode est commandé par la simple mise à la masse ou en appliquant un signal logique de niveau bas à la broche CHOIX MODE (MODE SELECT) de l'émetteur; aucun réglage ni mise en forme du signal ne sont nécessaires sur le récepteur car il est conçu pour ce code.

Emetteur

La figure 8 donne le bloc diagramme de l'émetteur, la forme des signaux et le flux lumineux résultant. Le principe en est valable mais les circuits n'ont pas cette disposition en réalité. Par exemple, la compensation du coefficient de température de la DEL ou de l'émetteur IR se fait par compensation partielle sur les sources de courant. La figure 8 met en relief cinq points importants :

1. Le courant de polarisation I_C n'est jamais coupé même lorsque l'émetteur est en mode «code extérieur» (niveau haut sur la borne CHOIX MODE), ce qui permet d'améliorer la vitesse de commutation de la source de lumière sur code intérieur ou extérieur, et de stabiliser la symétrie

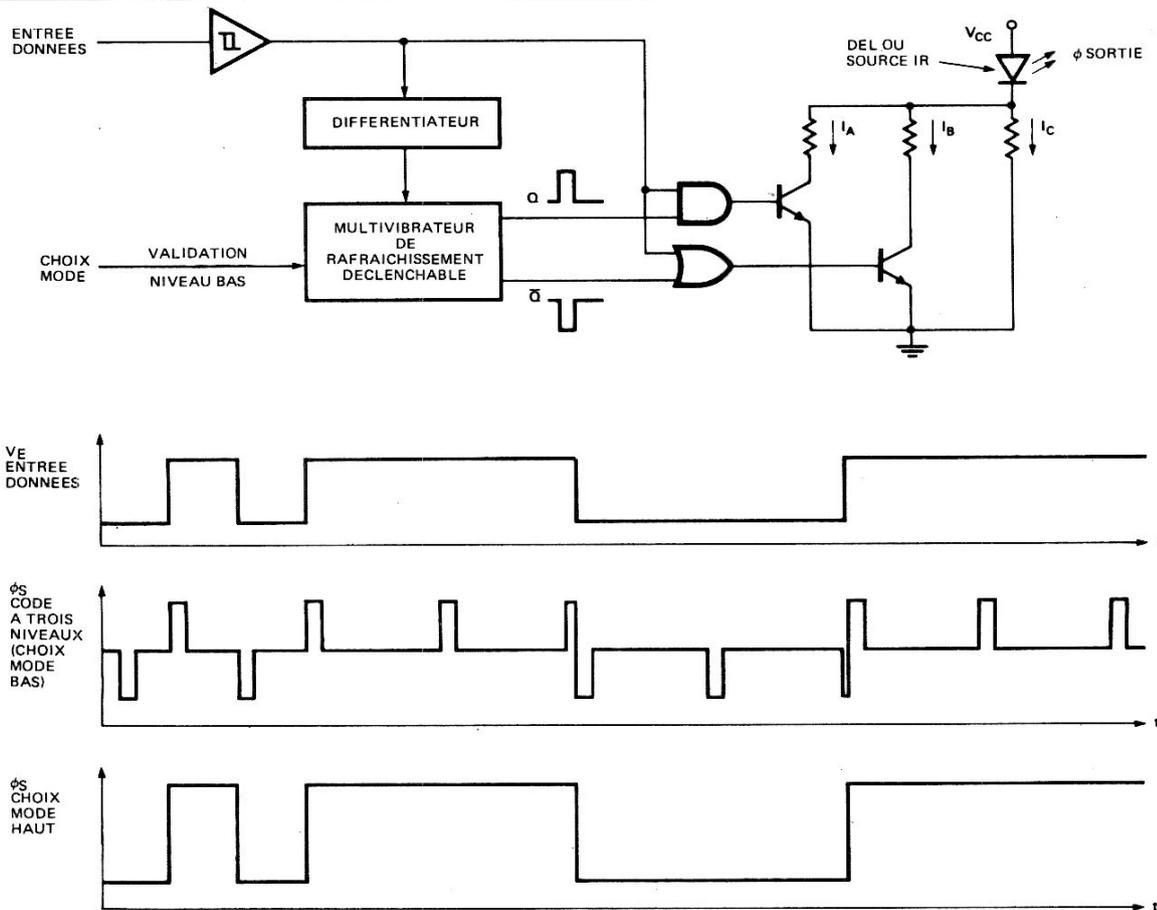


FIGURE 8 — Bloc diagramme de l'émetteur et forme des signaux

du rapport d'excursion du flux, k (de l'équation (14)), en mode interne.

2. Noter que :

- ϕ_L flux au niveau bas est produit par I_C
- ϕ_M flux au niveau moyen est produit par $I_B + I_C$
- ϕ_H flux au niveau haut est produit par $I_A + I_B + I_C$

Le paramètre important vu du récepteur est l'excursion de flux $\Delta\phi$ produit en commutant I_A et I_B ; le flux moyen naturellement assujéti à l'excursion du flux n'a pas la même importance dans le calcul du rapport signal/bruit du système.

3. En code à trois niveaux, si l'on applique un signal à 500 kHz sur l'entrée DONNEES, il n'y aura qu'une seule impulsion de rafraîchissement pour chaque état logique. Les excursions $\phi_H - \phi_M$ et $\phi_M - \phi_L$ sont presque équilibrées pour qu'un flux-mètre donnant le niveau moyen indique un ϕ_M inférieur à + 0,6% ou à - 0,6% suivant que le rapport d'excursions k est à sa limite maximale ou minimale.
4. En code à trois niveaux, toute transition à l'entrée DONNEES (H-L ou L-H) déclenche le multivibrateur de rafraîchissement qui envoie un train d'impulsions ayant toutes la même durée qu'elles soient à l'état haut ou à l'état bas. On maintient ainsi le flux moyen à un niveau très proche du niveau médian même lorsque la durée de la donnée, synchronisée arbitrairement, est très courte. Une impulsion de rafraîchissement quelconque est coupée par l'apparition d'une transition à l'entrée, ce qui élimine toute instabilité supplémentaire lorsque la durée des données à l'entrée est égale ou très proche de l'intervalle entre les impulsions de rafraîchissement. Le temps entre deux rafraîchissements est très long comparé à la durée de l'impulsion de rafraîchissement, le facteur de forme étant de l'ordre de 2%; ceci permet de maintenir le flux moyen aux environs du flux médian quel que soit le temps pendant lequel la donnée reste dans l'un ou l'autre état logique. La seule condition, pour que le flux moyen diffère de manière significative du flux médian, est que la donnée à l'entrée reste dans un état logique pendant une période inférieure à la durée d'une impulsion de rafraîchissement. Si cela se produit, le format doit être modifié pour équilibrer le nombre de 0 et de 1 comme dans le code MANCHESTER. Ce format permet d'utiliser le mode «code interne» Hewlett-Packard depuis des vitesses très faibles jusqu'à plus de 10 Mbauds, la limite absolue correspondant à des intervalles entre signaux de l'ordre de t_{PLH} et t_{PHL} .
5. En mode «choix niveau haut», la sortie Q du multivibrateur de rafraîchissement est à l'état haut (Q est à l'état bas). Dans ce cas, il se produit un passage des courants I_A et I_B lorsque l'entrée «données» est au niveau haut et leur blocage lorsqu'elle est au niveau bas. L'excursion du flux est alors la réplique exacte des données à l'entrée.

Mesure du flux

L'excursion du flux peut être mesurée à l'aide d'un photo-détecteur très rapide et d'un oscilloscope. Un flux-mètre donnant la valeur moyenne permet toutefois de mesurer $\Delta\phi$ de la façon suivante :

Choisir le mode «code extérieur».

1. Injecter un niveau bas à l'entrée «données» et relever ϕ_L sur le détecteur.
2. Injecter un signal carré à 500 kHz (facteur de forme 50%) sur la même entrée et relever la valeur $\Delta\phi + \phi_L$ dont on soustrait la valeur de ϕ_L trouvée en 1, pour avoir $\Delta\phi$.

On calcule alors ϕ_H qui servira par la suite dans le calcul de k (rapport d'excursion du flux). Puisque $\phi_H = (\phi_L + 2\Delta\phi)$, on obtient en remplaçant ϕ_L et $\Delta\phi$ par leur valeur :

$$(13) \text{ FLUX AU NIVEAU HAUT, } \phi_H = 2(\Delta\phi + \phi_L) - \phi_L$$

Les formes d'onde de la figure 8 montrent que le signal à 500 kHz n'est pas indispensable; il suffit d'injecter un niveau haut constant pour lire directement ϕ_H , dont on déduit $\Delta\phi$ en soustrayant ϕ_L que l'on a trouvé en utilisant la méthode préconisée en 1 et en divisant le résultat par 2. Cette mesure a l'inconvénient de provoquer l'échauffement de la DEL et une légère différence sur les valeurs de ϕ_H et $\Delta\phi$. En prenant les valeurs de ϕ_H et ϕ_L trouvées plus haut, on obtient :

$$(14) \text{ RAPPORT D'EXCURSION DU FLUX, } k = \frac{\phi_H - \phi_M}{\phi_M - \phi_L}$$

En code à deux niveaux, le niveau médian n'existe pas. La définition du rapport d'excursion du flux restant identique, il suffit de remplacer ϕ_M dans l'équation (14) par le flux moyen, ce qui nous donne :

$$(15) \text{ FLUX MOYEN } = \frac{\phi_H \Sigma t_H + \phi_L \Sigma t_L}{\Sigma t_H + \Sigma t_L}$$

Σt_H étant le temps total pendant lequel le flux est au niveau ϕ_H

Σt_L celui pendant lequel il est au niveau ϕ_L

En substituant ces valeurs à ϕ_M dans (14), on trouve :

$$(16) \text{ RAPPORT D'EXCURSION DU FLUX, } k = \frac{\Sigma t_L}{\Sigma t_H}$$

Cette dernière équation permet de remarquer que pour avoir $k = 1$, en code à deux niveaux le facteur de forme doit être de 50% en moyenne, ce qui signifie qu'en moyennant les intervalles, le nombre des intervalles hauts doit équilibrer le nombre des intervalles bas, comme en code Manchester.

L'utilisation du code à deux niveaux exige d'autre part que le signal à l'entrée reste moins de 5 μs au niveau haut ou bas, ceci pour éviter de forcer le rétablisseur de courant continu à fournir une tension trop éloignée de sa valeur pour un flux moyen et ainsi perdre un certain nombre de bits.

Récepteur

Le bloc diagramme du récepteur est donné figure 9. Il est constitué par les quatre blocs fonctionnels suivants :

1. Un amplificateur avec sa commande automatique de gain et sorties déphasées et leur diviseur de tension.
2. Un rétablisseur de courant continu à très grande constante de temps.
3. Des comparateurs logiques avec verrouillage R.S.
4. Un comparateur de crêtes positives et un comparateur de crêtes négatives avec sortie unique attaquant d'une part le CAG et de l'autre les circuits de contrôle de liaison (sortie CONTROLE).

Les photons sont transformés en photocourant I_p par la diode PIN, puis convertis en tension par les préamplificateurs. Cette tension est ensuite amplifiée puis transformée pour qu'à un flux croissant corresponde une tension positive croissante en V_{P1} et une tension négative décroissante en V_{N1} . Les deux tensions sont ensuite appliquées aux entrées différentielles de l'amplificateur RETABLISSEUR DE COURANT CONTINU, dont la tension de sortie V_T décroît jusqu'à ce qu'elle soit suffisamment basse pour dévier le photocourant à travers la résistance de 25 $k\Omega$, ce qui amène V_{P1} et V_{N1} pratiquement à égalité lorsque le flux à l'entrée est à son niveau moyen. La très grande constante

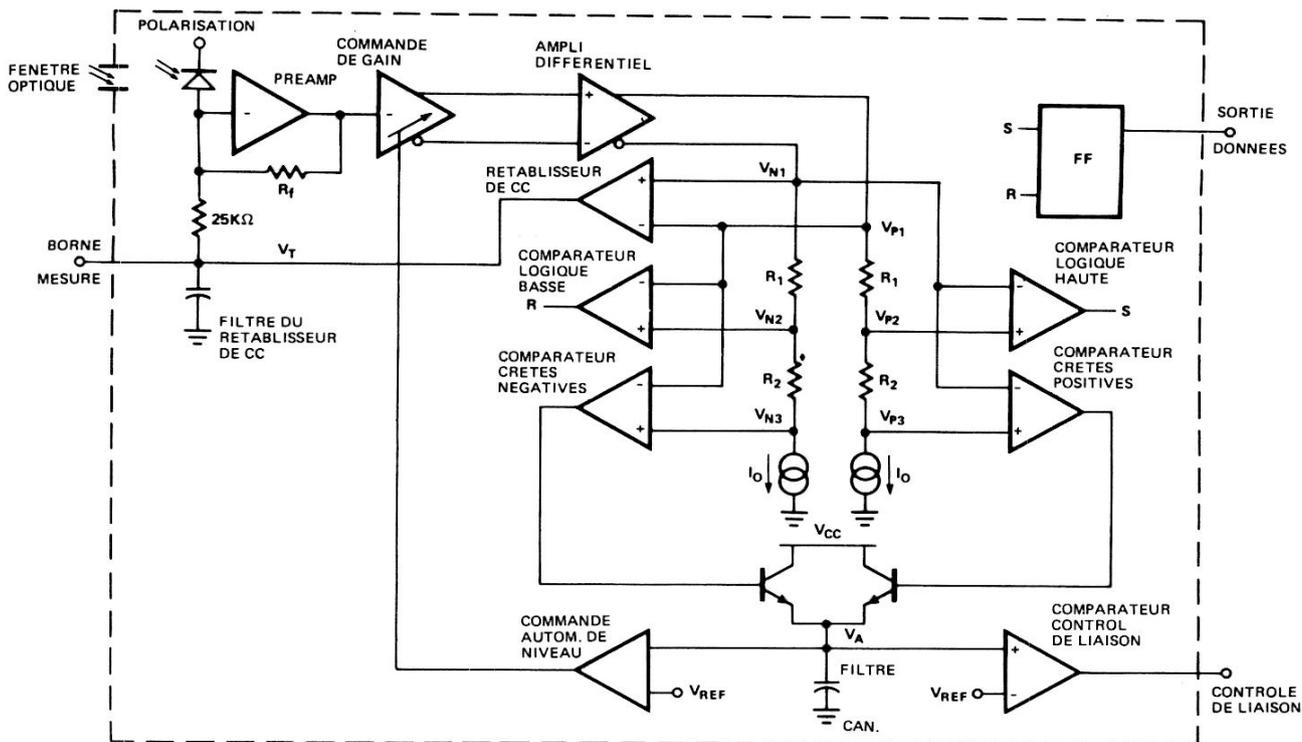


FIGURE 9 — Bloc diagramme du récepteur

de temps nécessaire à la stabilisation de la boucle, lorsque le niveau du flux est si faible que la commande automatique de niveau (CAN) n'apporte aucune réduction de gain, donc un grand gain de boucle, est obtenue par le condensateur de filtrage C_F combiné avec la très grande impédance de sortie de l'amplificateur rétablisseur. Sans flux à l'entrée $V_T = V_{TMAX}$. Lors de la croissance de l'intensité, V_T chute proportionnellement, ce qui permet d'utiliser la tension sur la sortie MESURE comme indicateur de flux moyen. Avec la fenêtre optique du récepteur, la réponse de la diode PIN est d'environ 0,4 A/W, ce qui donne la formule :

$$(17) \text{ FLUX MOYEN A L'ENTREE, } \phi_{AV} (\mu W) \approx \frac{(V_{TMAX} - V_T) (mV)}{10}$$

V_{TMAX} correspondant à la tension sur la borne MESURE sans signal à l'entrée.

Pour ne pas obtenir de lecture erronée sur le point de MESURE, utiliser un appareil de mesure ayant une impédance d'entrée de 10 M Ω au minimum.

Les tensions croissante V_{P1} et décroissante V_{N1} étant à peu près égales pour le niveau moyen du flux, les sorties des deux comparateurs logiques sont au niveau bas. La réponse du rétablisseur étant beaucoup plus lente que la croissance du flux, ce dernier va entraîner la croissance de V_{P1} et la décroissance de V_{N1} . Pour une excursion positive suffisamment grande, la tension à l'entrée du comparateur logique HAUTE ($V_{P2} - V_{N1}$) va devenir positive et produire une impulsion d'excitation (SET) en sortie de la bascule R.S. De même, une excursion négative rendra ($V_{N2} - V_{P1}$) positive et produira une impulsion RESET. Une plus grande amplitude de l'excursion positive provoquera le passage de la tension d'entrée du détecteur de tension crête d'une valeur négative à une valeur positive ($V_{P3} - V_{N1}$) et le passage d'un courant dans le condensateur de filtrage de la CAN. Lorsque V_A commence à dépasser V_{REF} , l'amplifi-

catteur de CAN agira sur le CAG pour limiter le gain du récepteur. L'action de la CAN est identique pour les excursions négatives si bien que le gain du récepteur est déterminé par l'excursion, qu'elle soit positive ou négative, en fonction de son amplitude, c'est pourquoi, les excursions doivent être relativement équilibrées par rapport au niveau de l'intensité moyenne. Le déséquilibre vient essentiellement des résistances disposées dans les diviseurs de tensions positive et négative. L'action de la CAN limite l'excursion à une tension égale à $I_0 (R_1 + R_2)$ alors que le seuil logique est égal à $I_0 R_1$. Ces limites sont déterminées par les tolérances sur les résistances et les sources de courant. Remarque que la tension de CAN, V_A , déclenche à la fois le comparateur de la commande automatique de niveau et celui du contrôle de liaison; il s'ensuit que pour un niveau haut à la sortie contrôle :

1. l'excursion à l'entrée est telle qu'elle agit sur la CAN (limitation du gain),
2. l'excursion est plus que suffisante pour que le comparateur logique fonctionne.

REMARQUE : La sortie CONTROL peut être à un niveau haut pour k hors des limites spécifiées, si bien que $P_e > 10^{-9}$ Réciproquement, à cause de la marge de sécurité utilisée avec le récepteur, il est possible d'avoir $P_e < 10^{-9}$ avec des excursions trop faibles pour avoir un niveau haut sur la sortie CONTROL.

FONCTIONNEMENT

Avec constituants Hewlett-Packard

Le problème majeur sur les liaisons par fibres optiques concerne le bilan que nous avons étudié précédemment. Les autres problèmes concernant la vitesse de transmission des données, leur format et leur interface avec d'autres éléments de transmission de données.

L'évaluation du bilan est très suffisant dans la plupart des cas avec les éléments Hewlett-Packard : il suffit d'additionner les valeurs données dans les fiches techniques concernant l'émetteur, les câbles de liaison et le récepteur.

Si l'on utilise d'autres composants Hewlett-Packard, les caractéristiques du récepteur ne sont pas critiques; leur fenêtre optique et leur ouverture numérique sont nettement plus grandes que le diamètre et l'ouverture numérique du câble. Ils ont une très grande sensibilité et leur réponse est pratiquement constante pour toute la largeur du spectre émis par l'émetteur.

Avec constituants d'autres constructeurs

Lorsque l'on utilise des câbles d'autres fabricants, il faut tenir compte des pertes d'ouverture numérique et de mauvaise adaptation. Le taux effectif se calcule alors de la façon suivante :

(18) TAUX EFFECTIF DE FLUX (spectre de source),

$$EFRS = \frac{\int \phi_{\lambda} R_{r\lambda} d\lambda}{\int \phi_{\lambda} d\lambda}$$

Avec

$R_{r\lambda}$ réponse spectrale relative du récepteur (relevée dans les spécifications)

ϕ_{λ} courbe de réponse spectrale de la source

Si les pertes dans le câble sont très sensibles aux différences de longueur d'ondes émises par le spectre de l'émetteur, la transmittance spectrale du câble doit être introduite dans le calcul du TE. Comme elle varie avec la longueur du câble, elle doit être calculée pour la longueur de câble nécessaire.

(19) TE (câble et source), $EFRC_S = \frac{\int \tau_{\lambda} \phi_{\lambda} R_{r\lambda} d\lambda}{\int \tau_{\lambda} \phi_{\lambda} d\lambda} \rightarrow$
 (= $\frac{\int \phi_{\lambda} R_{r\lambda} d\lambda}{\int \phi_{\lambda} d\lambda}$ voir ci-dessous)

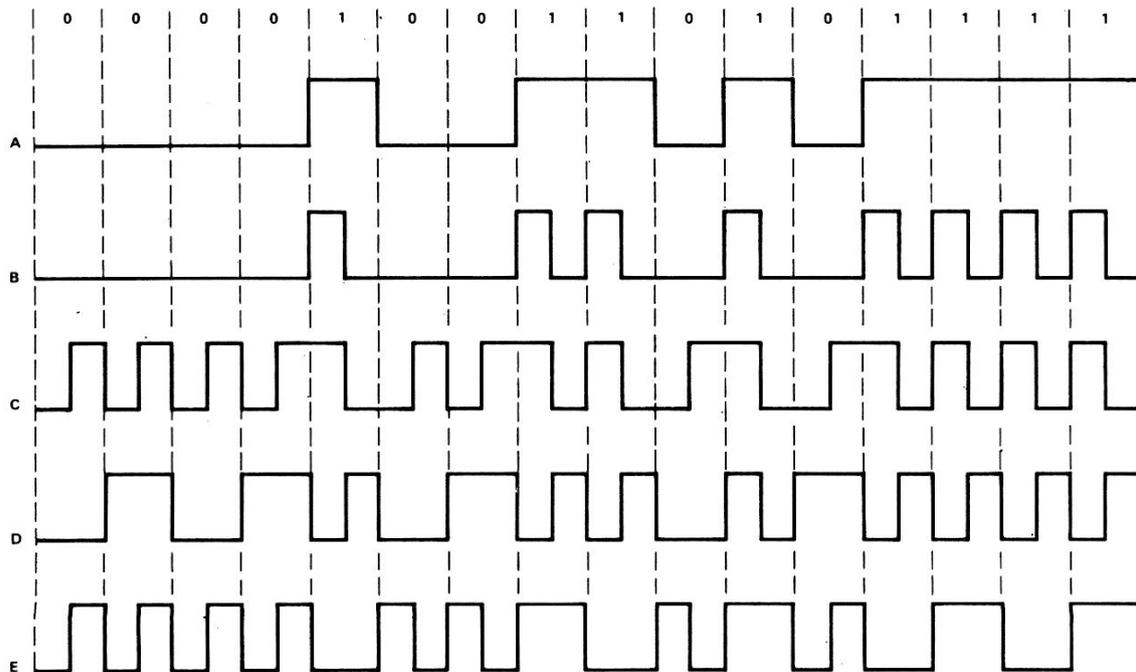
τ_{λ} étant la transmittance spectrale d'une longueur spécifique de câble calculée avec la formule suivante :

(20) $\tau_{\lambda} = 10^{-\left(\frac{\ell}{10}\right) \alpha_{0\lambda}}$

$\alpha_{0\lambda}$ représentant les pertes du câble utilisé en fonction de la longueur d'onde et

ℓ la longueur du câble en km.

Au fur et à mesure que l'on réduit la longueur, τ_{λ} s'approche d'une constante qui permet de simplifier l'expression (19). Lorsque le taux effectif est nettement inférieur à l'unité, l'équation (11) devient :



CÔDE		CARACTERISTIQUES	NOMBRE DE CANAUX NECESSAIRE		CONTINU	SIGNAL D'HORLOGE
A	Non retour à zéro (NRZ)	Haut pendant toute la durée des 1. Bas pendant toute la durée des 0.	1	Mbauds par Mb/s.	Oui	Oui
B	Retour à zéro (RZ)	Momentanément haut pendant la durée des 1. Bas pendant toute la durée des 0	2	Mbauds par Mb/s	Non	Oui
C	Manchester (RZ auto-synchronisé)	Transitions positives pour les 0. Transitions négatives pour les 1.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non
D	Manchester biphase	Chaque bit débute par une transition. Il n'y a pas de transition entre niveaux 0 successifs. Il y a une transition entre les niveaux 1 successifs.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non
E	Biphase inverse	Idem biphase mais les niveaux sont inversés.	2	Mbauds par Mb/s	Non	Non

FIGURE 10 — Exemples de codes NRZ et de codes RZ. Noter que les codes C, D et E ont un facteur cyclique de 50% (k = 1)

$$(21) \quad 10 \log \left(\frac{\phi_T}{\phi_R} \right) = \alpha_{TC} + \alpha_{CR} + n\alpha_{CC} + \alpha_0 \ell + \alpha_M - 10 \log(\text{EFR})$$

Les définitions de ces différents termes sont données à la suite des équations (11), (18) et (19).

Les fenêtres optiques des émetteurs Hewlett-Packard sont conçues pour s'adapter à des ensembles câble-connecteurs Hewlett-Packard, mais leurs caractéristiques demandent une adaptation plus complexe de la fenêtre optique que pour les récepteurs. Le bilan se calcule en relevant les valeurs et l'ON ainsi que les pertes de couplage émetteur-fibre α_{TC} (lorsqu'elles sont données) dans les fiches techniques. Sur de très courtes distances, avec plusieurs connecteurs en série sur le câble, il peut être avantageux d'utiliser des fibres de diamètre et d'ouverture numérique supérieurs, comme avec certaines fibres plastiques. Plus le diamètre est grand, moins il y a de pertes d'alignement. α_{TC} peut être de même réduit en utilisant un diamètre et une ouverture numérique de câble plus importants que ceux de l'émetteur, mais, si le diamètre du coeur dépasse une certaine valeur, α_{CR} (couplage fibre-récepteur) peut devenir prohibitif.

Vitesse des données et format

Les autres points particuliers, vitesse de transmission des bits, format des données et l'interface, s'influencent mutuellement, en fonction des nécessités du système. Dans une liaison simple émetteur-récepteur, le bilan, avec une probabilité d'erreur P_e , détermine la vitesse de transmission en bauds, alors que la vitesse de transmission des données, en bit/s, dépend du format ou du code employé. Un code dans lequel le signal ne revient pas systématiquement à zéro s'appelle code NRZ (non retour à zéro); dans ce cas, si le signal comporte une suite de «1», il reste au niveau «1», si l'on est en présence d'une suite de «0», il reste au niveau «0». Pour le code RZ (retour à zéro), le niveau passe périodiquement du niveau «1» au niveau «0» ou inversement, ne restant jamais dans l'un des états pendant une durée supérieure à celle du bit. La figure 10 illustre quelques types de codes. Remarque que le code NRZ utilise plus complètement les possibilités du canal car il ne nécessite qu'un intervalle de code par intervalle de bit. Le code RZ présenté utilise deux intervalles de code par intervalle de bit, alors que d'autres peuvent demander un canal de capacité supérieure pour un débit de données déterminé. Le code NRZ exige un signal d'horloge sur le récepteur pour définir à chaque intervalle, le temps de validité des données. Le moment où la donnée est synchronisée doit être suffisamment distant des flancs des intervalles pour éviter les déphasages provoqués par la gigue, le temps d'établissement ou le temps de propagation. Le signal

d'horloge étant transmis séparément, son déphasage peut provoquer des erreurs à moins qu'il soit égal en direction et en amplitude à celui-ci du signal sur le canal transmettant les données. Pour cette raison, les deux fibres optiques, transportant l'une des données, l'autre le signal de synchronisation, doivent utiliser le même type de câble et avoir la même longueur, à moins que la distance soit très faible. Remarque que le temps de transit dans une fibre optique dépend de l'indice de réfraction du coeur, suivant la formule :

$$(22) \quad \text{TEMPS DE TRANSIT, } t\ell = \left(\frac{1}{c} \right) \ell n$$

dans laquelle :

- c vitesse de la lumière dans le vide ($c = 3.10^8$ m/s)
- ℓ longueur de la fibre en m
- n indice de réfraction

Le retard t s'obtient en résolvant l'équation suivante :

$$(23) \quad \text{RETARD, } t = \left(\frac{1}{c} \right) [\ell_2 n_2 - \ell_1 n_1]$$

Certains codes RZ sont auto-synchronisés. C'est-à-dire, qu'un canal séparé n'est pas nécessaire pour transmettre le signal de synchronisation. Ils sont donc préférables bien que leur vitesse de transmission soit inférieure à celle du code NRZ. Il faut remarquer que le système HP, en mode code interne, transmet aussi bien les codes NRZ que RZ de format et de facteur de forme quelconques. En mode code extérieur, le système ne fonctionne qu'en code RZ, dans ce cas, le facteur de forme doit être de 50%, et les signaux doivent rester à l'état haut ou à l'état bas moins de $5 \mu\text{s}$.

Le système HP a une capacité de 10 Mbauds. Si un débit plus important est nécessaire, les bits peuvent être transmis sur plusieurs canaux. Chaque canal étant codé RZ, comme avec le code Manchester, la capacité de chaque canal atteint 5 Mb/s et pour transmettre 20 Mb/s, il faut quatre canaux. En code NRZ, les 20 Mb/s peuvent être transmis par deux canaux, un troisième canal transmettant le signal d'horloge. Si le débit dépasse 15 Mb/s, les codes NRZ demandent moins de canaux optiques.

Types de réseaux

Le montage en simplex de la figure 11 ne transmet les données que dans un seul sens et le format doit comporter les éléments de contrôle d'erreurs comme les bits de parité. Un réseau en duplex nécessite deux paires d'émetteurs et de récepteurs (E/R) et deux câbles pour permettre la transmission simultanée dans chaque sens, la seconde liaison autorisant aussi bien l'envoi de données que leur retour pour pouvoir en cas d'erreurs procéder aux

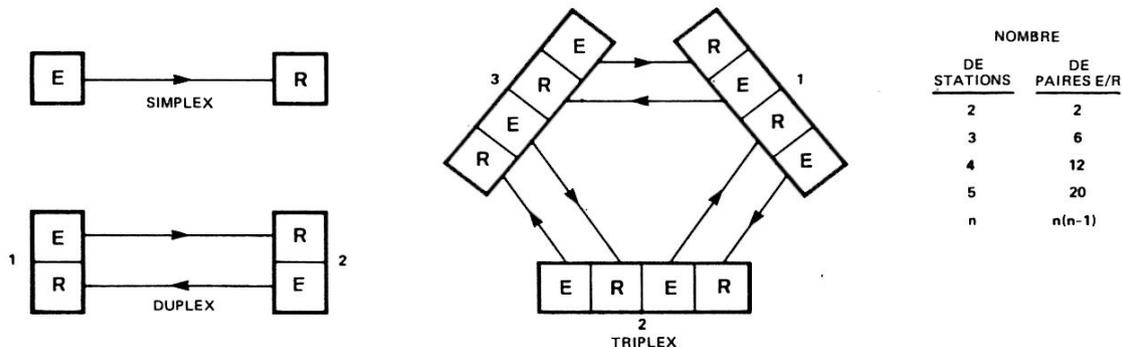


FIGURE 11 — Réseaux simplex, duplex et multiplex

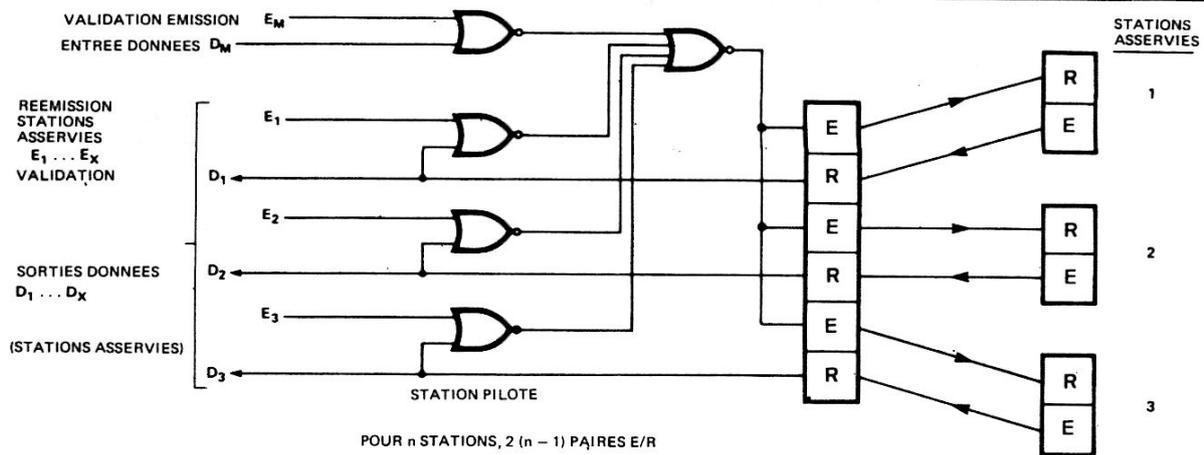


FIGURE 12 — Réseau multiplex avec station pilote

corrections voulues. Les mêmes possibilités sont offertes en triplex ou en multiplex, mais le nombre de paires émetteur-récepteur augmente rapidement ($[n(n-1)]$ paires d'E/R pour n stations) : le semi-duplex (non illustré) également possible avec un seul câble pour une paire E/R, a l'inconvénient de nécessiter des déviations pour fibres optiques, peu courantes et occasionnant de fortes pertes.

Il est possible d'employer un nombre de paires E/R plus faible, en utilisant une station multiplex pilote dont les éléments sont décrits figure 12. Ce dispositif n'exige que $2(n-1)$ paires E/R pour n stations (une pilote et $n-1$ asservies). Son fonctionnement est différent du multiplex intégral de la figure 11 en ce sens que seule la station pilote communique avec les stations asservies : les données issues d'une de ces stations sont transmises à toutes les autres en passant obligatoirement par la station pilote, si on lui en donne l'ordre (ordre de retransmission $E_1 \dots E_X$). Le contrôle des erreurs est ainsi possible. Quelque soit le nombre de stations, le délai de transmission entre stations asservies ne représente que celui apporté par les deux fibres optiques en y ajoutant celui des circuits de la station pilote. Le temps de retour des messages de contrôle est celui mis pour faire l'aller et retour auquel il faut ajouter la constante de temps des circuits. Le contrôle des erreurs à partir d'une station asservie suppose qu'il soit réalisé à son niveau et à celui de la station pilote. Cette configuration permet d'arrêter une ou plusieurs stations asservies en laissant les autres fonctionner. En compliquant un peu la logique de la station pilote, le système permet une très grande souplesse dans l'échange des données. Le schéma de la figure 12 illustre un tel exemple.

En admettant une moindre souplesse et un temps de transmission plus long, on peut utiliser moins de paire E/R en montant plusieurs stations bouclées (figure 13). Le système de multiplex qui ne demande qu'une paire E/R par station présente l'avantage supplémentaire de ne nécessiter le contrôle d'erreurs qu'au niveau de la station qui émet les données. Il présente toutefois les désavantages suivants : temps de transit des données dans la boucle, contrôle non absolu même si une station est désignée pour cela, enfin plus grave si l'on supprime une ou plusieurs stations elles doivent être remplacées par un câble d'un seul tenant à moins que le bilan permette l'utilisation de connecteurs, enfin la boucle engendre une addition d'erreurs à moins qu'elles soient corrigées.

Addition des erreurs

Lorsque la correction d'erreurs est impossible, les erreurs additionnées à chaque station relai peuvent devenir importantes. Utilisés dans les limites prescrites par les spécifications et avec un bilan bien calculé, les émetteurs et récepteurs HP ont une probabilité d'erreur $P_e < 10^{-9}$ entre stations, ce qui signifie que $P_e < 10^{-9}$ tant que l'on fonctionne avec une marge de pertes α_M (dB) supérieure à zéro. Avec un nombre de répéteurs n , la probabilité d'erreurs, dans le cas le plus défavorable, est donnée par :

(24) PROBABILITE DE CUMULATION D'ERREURS,

$$P_{e,n} = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - P_{e,i}) \approx \sum_{i=1}^n P_{e,i}$$

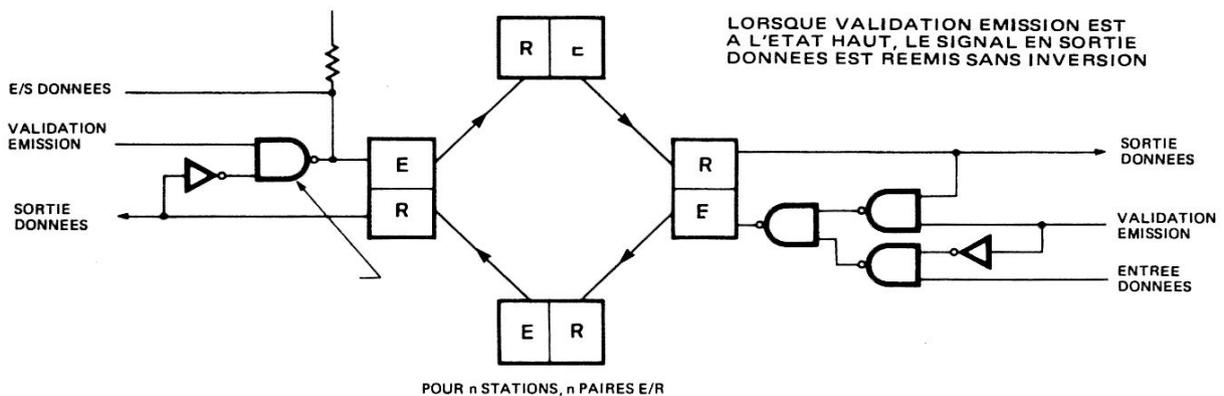


FIGURE 13 — Réseau multiplex bouclé

avec $P_{e,i}$ représentant la probabilité d'erreurs dans le réseau «i»

Si l'on admet que chaque réseau a la même probabilité d'erreurs P_e , l'erreur totale devient :

$$(25) \text{ ERREUR TOTALE ESTIMÉE } \hat{P}_{e,n} \approx nP_e$$

Cependant comme dans toute chaîne, la probabilité d'erreurs est habituellement celle correspondant à la liaison la plus mauvaise.

La mesure de la probabilité d'erreur peut être très longue si P_e a une valeur très faible. Supposons par exemple que $P_e = 10^{-9}$ à 10 Mbauds ($TEB = 10^{-9}$), si le système fonctionne 100 s et que l'on trouve une erreur, la valeur de P_e semble être confirmée, or cela n'est pas toujours vrai car $P_e = 10^{-9}$ est une valeur statistique signifiant que l'erreur moyenne sur plusieurs périodes de 100 s est de 10^{-9} . Un moyen moins long de mesurer les erreurs est de réduire le niveau du signal jusqu'à ce que le taux d'erreurs $P_{e,n}$ soit suffisamment important sur une période assez longue, et de noter le niveau de flux ϕ_N , ou niveau de bruit. On désigne par ϕ_0 l'intensité en fonctionnement, pour la calculer, on utilise la formule suivante :

$$(26) \frac{X_0}{X_N} = \frac{\phi_0}{\phi_N} \text{ d'où } X_0 = X_N \frac{\phi_0}{\phi_N}$$

Et en utilisant la fonction erreur complémentaire :

P_e = fonction complémentaire (X_0) = 1-fonction (X_0) calculée pour ϕ_0

$P_{e,N}$ = fonction complémentaire (X_N) = 1-fonction (X_N) mesuré pour ϕ_N

$$\text{Fonction complémentaire (X)} = \frac{0,54}{X} (\epsilon^{-X^2}) \quad P_e < 10^{-4}$$

Ces mesures et relation permettent d'évaluer les mérites respectifs d'une liaison avec ou sans répéteur. L'utilisation de répéteur procure la meilleure probabilité d'erreurs mais peut dans certains cas s'avérer superflue.

INSTALLATION, MESURE ET MAINTENANCE

Les modules émetteur et récepteur sont montés dans un boîtier métallique très robuste qui peut s'installer dans n'importe quelle position. Ils dissipent une puissance extrêmement faible et ne nécessitent pas de radiateur. Il est quand même judicieux de les placer, en particulier l'émetteur, dans un endroit tempéré. Le principal problème est de faciliter l'accès aux fenêtres optiques.

Montage

Nous préconisons la fixation des boîtiers sur carte de circuits imprimés à l'aide de deux vis UNF 2-56. Un dégagement doit être prévu pour l'écrou de blocage qui déborde de 0,5 à 1 mm (en fonction de sa position angulaire) de la face avant du module. Le moyen le plus simple est de placer l'écrou à la lisière de la carte comme sur la figure 14. Le dégagement peut être obtenu en effectuant un crevée dans la carte ou en écartant le boîtier de la carte avec une rondelle de 1 mm maintenue par la vis de fixation. **L'EXTREME DE LA VIS NE DOIT PAS TOUCHER LE FOND DU TROU TARAUDÉ SINON ELLE POURRAIT ENDOMMAGER LE MODULE.** La profondeur du trou est de 5,6 mm ce qui est amplement suffisant pour fixer le boîtier.

Epaisseur de la carte en mm	Longueur de la vis en mm	
	sans rondelle	avec rondelle
0,8	4,8	6,35
1,6	6,35	6,35
2,4	6,35	6,35

Seuls les trous taraudés situés près de la face avant doivent être utilisés. **EN AUCUN CAS NE TOUCHER AUX VIS SITUEES SUR LE BOITIER**, leur manipulation risquant d'endommager le module.

Le soudage sur la carte des sorties coudées à 90° fournit une fixation supplémentaire. Eviter toute contrainte sur les pertes de verre lors du pliage. Il doit s'effectuer à plus de 1 mm du boîtier à l'aide d'un support mécanique ou à la rigueur d'une pince universelle à bec fin en évitant que l'effort ne se transmette aux pertes de scellement (voir figure 14).

Les modules peuvent être montés sur panneau ce qui est particulièrement recommandé lorsque la continuité de la protection contre le bruit doit être maintenue. La figure 15 illustre ce montage. Le panneau, qui ne doit pas dépasser 4 mm d'épaisseur, doit comporter un logement pour l'écrou de blocage : la longueur du fût reste suffisante pour permettre la fixation par contre-écrou et le branchement du connecteur du câble.

Raccordement des câbles à fibre optique

La fiche technique insiste sur le fait qu'il ne faut toucher ni à l'écrou de blocage ni au fût fileté, ceci pour mettre en garde l'utilisateur qui n'aurait pas connaissance des recommandations suivantes :

Ainsi que le montre la figure 16, il y a un intervalle entre l'extrémité intérieure du fût et l'épaulement du manchon d'alignement de la fibre. Si cet espace n'est pas conservé, l'effort appliqué au fût risque d'être transmis par le manchon au conduit de lumière qui appuie alors sur la surface de la source ou du détecteur : ces deux composants à semi-conducteur, extrêmement fragiles, risquent d'être détériorés même sous un effort minime. S'il est nécessaire de démonter l'écrou de blocage et le fût, leur remontage doit être exécuté comme ci-dessous :

1. Visser lentement et avec précaution le fût dans le module jusqu'à ce qu'il vienne au contact de l'épaulement.
2. Dévisser le fût d'un tour complet, le maintenir en place pendant le blocage sur l'écrou. En fin de serrage, le fût peut entrer au maximum d'un demi-tour dans le boîtier.

Lorsque les connecteurs Hewlett-Packard sont raccordés entre eux ou à un émetteur ou récepteur, un manchon élastique aligne les embouts comme l'indiquent les figures 16 et 17, le manchon est fendu, les deux parties en regard étant légèrement aplaties ce qui les fait agir comme deux ressorts indépendants, permettant de compenser les différences de diamètre des embouts tout en maintenant fermement l'alignement. Un chanfrein sur les faces des embouts facilite l'insertion. Lorsque l'on raccorde provisoirement deux câbles, il est possible et souvent recommandé de ne pas utiliser le fût qui n'a aucune fonction d'alignement. Lorsqu'il est utilisé pour renforcer la liaison :

1. Insérer le manchon et le fût sur l'un des connecteurs. Visser la bague avec les doigts sans forcer.
2. Insérer l'embout du second connecteur dans le manchon.
3. Visser la seconde bague sur le fût.

L'alignement de l'embout, donc de la fibre, est assuré par le manchon. Le fût et les bagues de couplage n'assurent que la tenue à la traction; pourtant trop serrés, ils risquent de provoquer un alignement défectueux dont on peut mesurer l'effet sur les pertes de couplage, en notant la valeur V_T sur la borne test du récepteur lorsque le système fonctionne :

$$\Delta V_T / \Delta \phi \approx 10 \text{ mV}/\mu\text{W}$$

Ces remarques s'appliquent de façon identique au raccordement de l'émetteur et du récepteur, sauf en ce qui

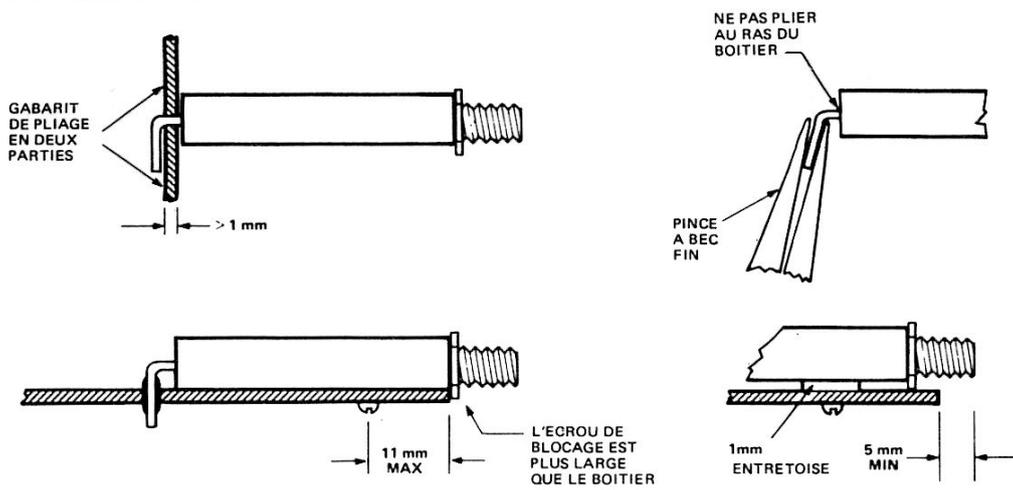


FIGURE 14 — Pliage des sorties et montage sur carte

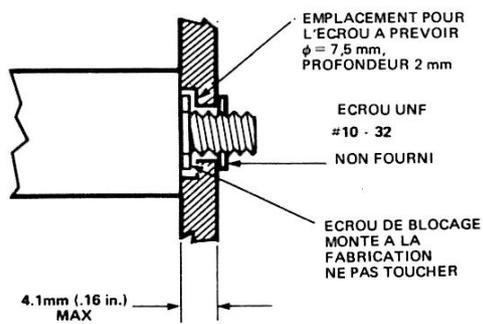


FIGURE 15 — Montage sur panneaux

concerne le fût et le manchon qui sont montés d'origine. Le manchon est préformé pour tenir plus fermement sur l'embout du module que sur celui du connecteur pour rester en place lorsque le module et le câble sont séparés. Au cas où le manchon sortirait, il suffit de le réintroduire sans enlever le fût, en se servant de l'embout comme guide.

Lors du raccordement de fibres autres que Hewlett-Packard sur un module, il est nécessaire de centrer la fibre dans un cylindre de même diamètre extérieur que l'embout et ayant une longueur de 3,5 mm (demi-longueur d'un manchon). Pour un montage permanent, compléter le montage par une bague de verrouillage au pas de 10-32 sur le fût.

Alimentation

Le circuit d'alimentation de l'émetteur comme du récepteur doit être équipé d'un filtre self-capacité comportant deux condensateurs de 60 μF et une inductance de 2,2 μH ($R < 1 \Omega$). Ce filtre, sur l'émetteur, empêche que les transitoires se transmettent aux autres équipements lorsque le courant du générateur de lumière (DEL ou générateur d'infrarouge) est découpé. Sur le récepteur, il permet d'éviter que les transitoires n'interfèrent avec l'amplificateur extrêmement sensible. Le récepteur peut nécessiter son propre régulateur de tension, comme le préconise la fiche technique, pour éviter que les transitoires à basses fréquences ou les ronflements ne perturbent l'écoulement des données. Dans ce dernier cas, le filtre doit se trouver entre la sortie du régulateur et la borne d'entrée alimentation. L'émetteur n'a pas besoin de régulateur si sa tension d'alimentation reste dans les limites préconisées.

Evaluation des performances du système

Les performances d'une liaison peuvent être évaluées en employant un système détecteur d'erreurs, comme le générateur de mots HP 3760A accompagné d'un détecteur d'erreurs HP 3761A selon le schéma de la figure 18. Le générateur de séquences logiques/détecteur d'erreurs HP 3780A peut être utilisé bien que sa souplesse d'utilisation en générateur de mots et son débit en données soient moins grands. Ces appareils ont des entrées et des sorties à basse impédance (50 et 75 Ω). Leurs sorties ont une excursion de

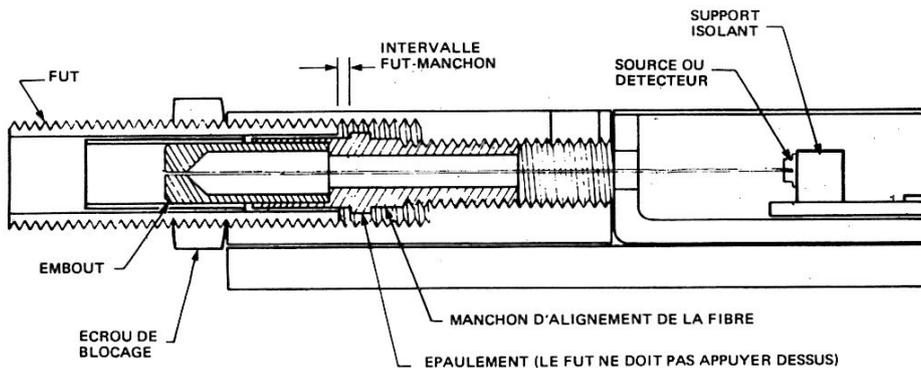


FIGURE 16 — Structure du circuit d'entrée ou de sortie d'un module

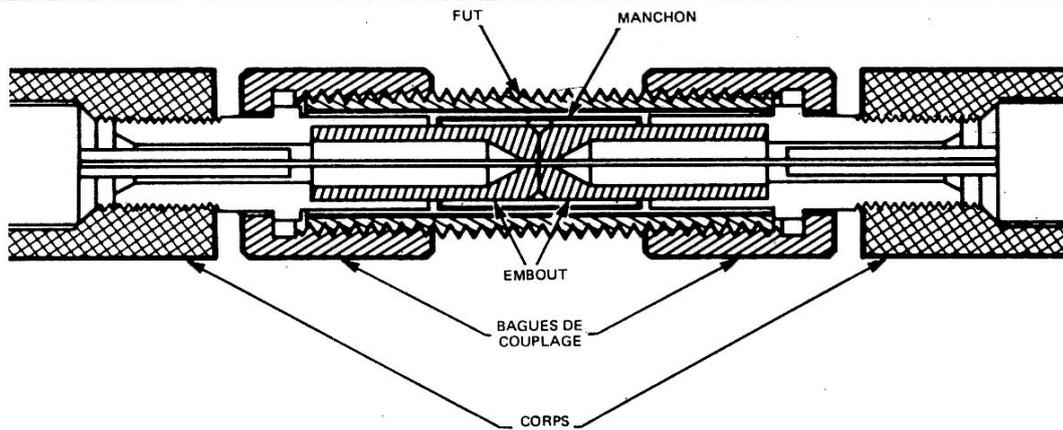


FIGURE 17 — Coupe d'un connecteur

tension suffisante pour attaquer l'entrée d'un émetteur pour fibres optiques. Une surmodulation peut néanmoins se produire si l'adaptation est incorrecte. Les entrées à basse impédance nécessitent un étage tampon entre la sortie du récepteur et l'entrée du détecteur d'erreurs, l'excursion en tension étant suffisante, un simple étage émetteur-suiveur suffit.

En mode SELECT bas (sur l'émetteur), le générateur de mots peut fonctionner en NRZ ou en RZ sans aucune restriction quant à la longueur du mot et à sa composition (sélectif ou pseudo-sélectif). En mode SELECT haut, le code peut être indifféremment NRZ ou RZ mais à la condition :

1. Qu'aucun signal à l'état haut ou à l'état bas soit supérieur à $5 \mu s$.
2. Que l'on ait un facteur de forme compris entre 0,44 et 0,57 ou que $0,75 < R < 1,25$.

La première condition peut être observée à l'oscilloscope mais si :

$$\frac{\text{longueur du mots (bits)}}{\text{vitesse des données (bit/s)}} < 5 \mu s$$

il est impossible que des états hauts et états bas consécutifs dépassent $5 \mu s$.

Le moyen le plus simple de vérifier le facteur de forme est de mesurer directement k sur un oscilloscope couplé

alternatif. Régler la ligne de base (à centrer sur l'écran) sans signal d'entrée puis en appliquant le signal comportant les données :

$$k = \frac{\text{excursion au-dessus de la ligne de base}}{\text{excursion au-dessous de la ligne de base}}$$

avec déflexion vers le haut lorsque le signal d'entrée est

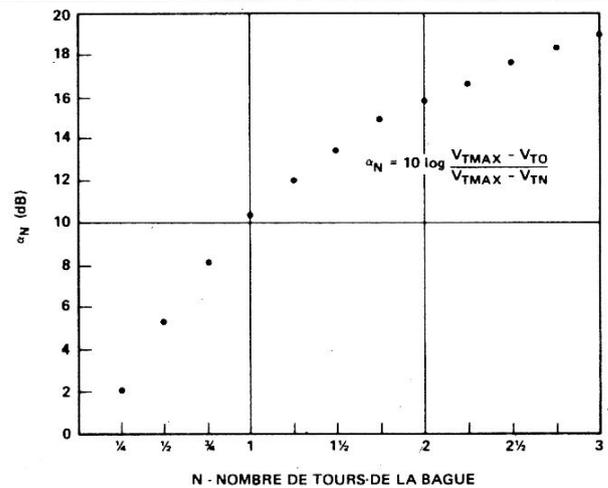


FIGURE 19 — Variation du couplage par rotation de la bague du connecteur

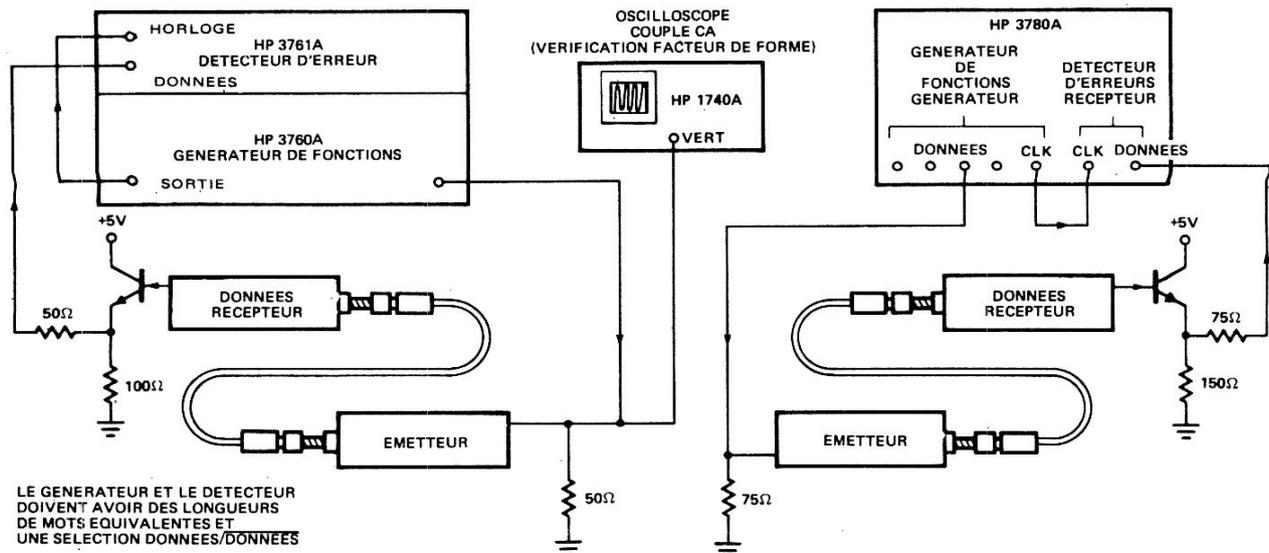
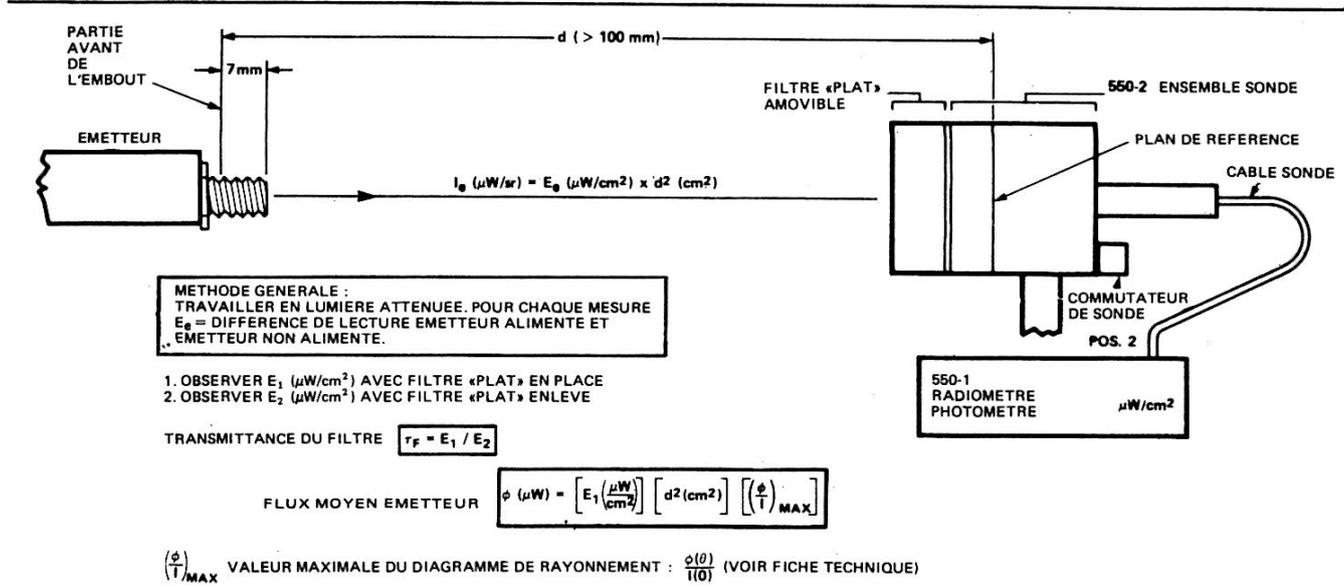
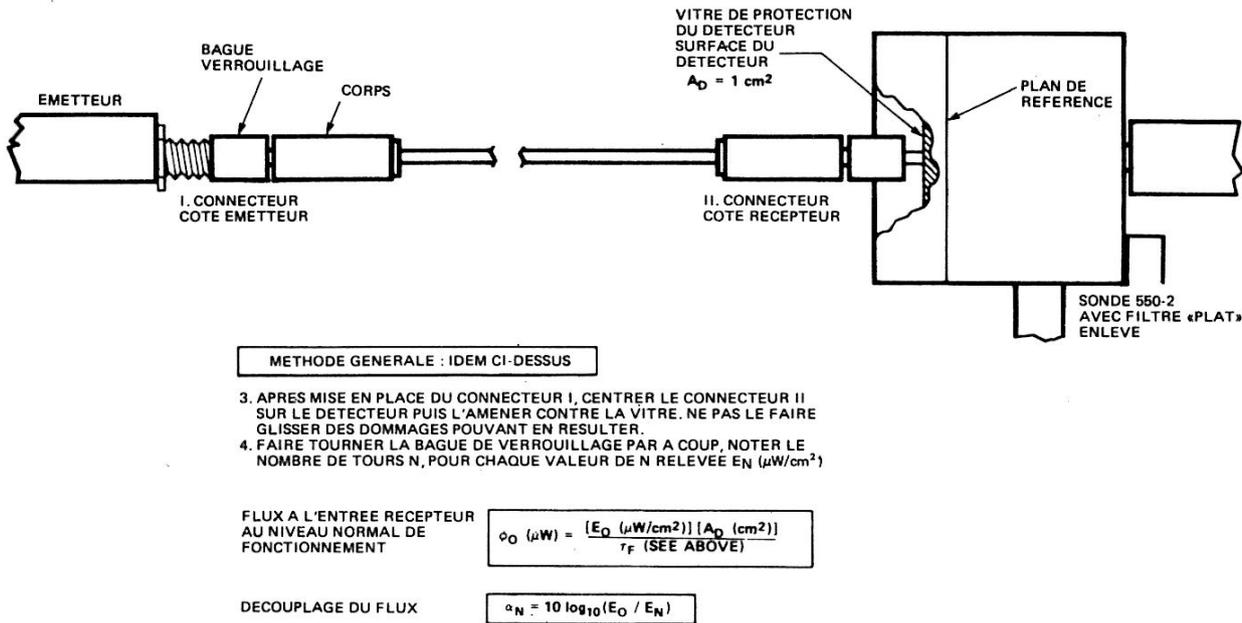


FIGURE 18 — Mesure du taux d'erreurs de bits



(a) MESURE DU FLUX MOYEN FOURNI PAR L'ÉMETTEUR



(b) MESURE DU FLUX MOYEN A L'ENTREE DU RECEPTEUR ET DECOUPLAGE DU FLUX PAR LE CONNECTEUR COTE ÉMETTEUR

FIGURE 20 — Mesure du flux avec flux mètre EG et G modèle 550

positif. L'oscilloscope peut ne pas être synchronisé. La composition du mot doit être modifiée pour que R soit compris dans les limites autorisées en ajoutant des zéros et modifiant la longueur du mot ou en sélectionnant manuellement la séquence des bits.

Les deux détecteurs d'erreurs peuvent fonctionner soit en taux d'erreur de bit (TEB), soit en compteur. Le mode compteur, plus simple, permet de dégrossir et de donner une indication sur les résultats du réglage d'un système quelconque. Lorsque le système fonctionne à un niveau normal, le taux d'erreur est si bas qu'il faut des heures sinon des jours pour réaliser une mesure de taux d'erreur de bits (TEB) valable. En diminuant le niveau, le rapport signal/bruit diminue et le TEB augmente jusqu'à devenir mesurable. On peut alors utiliser l'équation (26) pour le déterminer au

niveau normal en tant que rapport ϕ_0/ϕ_N , dans lequel ϕ_0 est l'intensité en fonctionnement et ϕ_N le niveau de flux réduit auquel TEB a été mesuré. Il peut se poser un problème lorsque ϕ_N est trop faible pour être mesuré avec les appareils disponibles. On mesure alors à la sortie test du récepteur la tension V_t qui varie proportionnellement à l'intensité d'entrée (équation 17); cette méthode a elle-même ses limites, lorsque l'intensité atteint par exemple quelques μW , la différence de tension ($V_{t\text{max}} - V_t$) est difficile à mesurer. La solution consiste à utiliser la bague de couplage émetteur-câble. Dévisser la bague puis compter le nombre de tours en fonction de V_t . Tracer ensuite une courbe selon la méthode de la figure 19. La courbe, assez répétitive à condition d'éviter le désaccouplage et la rotation du corps du connecteur (seule la bague doit tourner), n'est pas la même pour deux équipements différents.

Mesure de la marge de sécurité

La marge de sécurité pour le bilan à un P_e donné peut être mesurée en se servant de la bague d'accouplement comme atténuateur (voir ci-dessus) en suivant la marche ci-dessous :

1. Dessiner une courbe similaire à celle de la figure 18.
2. Compter le nombre de tours N qui donnent une erreur mesurable $P_{e,N}$.
3. Calculer α_N en dB, à partir de N et de la courbe obtenue en 1.
4. Calculer X_N à partir de la fonction complémentaire (X_N) = $P_{e,N}$ mesuré.
5. Calculer X_0 à partir de la fonction complémentaire (X_0) = P_e donné.

$$(27) \alpha_M \text{ (dB)} = \alpha_N - 10 \log \frac{X_0}{X_N} \text{ pour un } P_e \text{ donné}$$

L'intensité absolue pour N tours se calcule en mesurant l'intensité pour $N = 0$ et en appliquant un coefficient. Sa mesure grossière peut se faire en prenant la valeur de V_T sur la borne de test et en appliquant la formule (15). Sa mesure précise nécessite un photomètre étalonné, genre 550 de EG et G (voir figure 20a). En montant le filtre plat, le photomètre mesure le flux incident E en W/cm^2 pour une fenêtre de surface $A_D = 1 \text{ cm}^2$ et d'ouverture numérique $ON = 1$. Le filtre enlevé, la fibre optique peut être appliquée très près de la fenêtre de manière à ne pas perdre de lumière et comme l'ouverture numérique du photomètre est supérieure à celle de la fibre, il donnera une lecture en un W/cm^2 égal à l'intensité en W .

La suppression du filtre suppose toutefois une correction. La perte d'insertion du filtre variant avec la fréquence doit être mesurée à la longueur d'onde utilisée pour compenser la réponse spectrale du détecteur au silicium. Le montage de la figure 20 donne une bonne méthode de mesure de la perte d'insertion en comparant les résultats avec et sans filtre. L'erreur due à l'éclairage ambiant est éliminée en travaillant dans la pénombre et en faisant deux lectures successives à chaque mesure (source illuminée et non illuminée). La différence de lecture donne le rayonnement incident E_e produit par l'intensité du rayonnement I_e de la source. Le rapport entre les deux lectures fournit la valeur des pertes d'insertion du filtre.

(28) PERTES D'INSERTION DU FILTRE,

$$\alpha_F = 10 \log \frac{E_e(\text{sans filtre})}{E_e(\text{avec filtre})}$$

Le même processus peut être utilisé pour mesurer l'intensité moyenne de l'émetteur (figure 20b). En observant E_e avec filtre.

(29) INTENSITE MOYENNE, I_e ($\frac{\mu W}{sr}$) =

$$E_e \left(\frac{\mu W}{cm^2} \right) \times d^2 \text{ (cm}^2\text{)}$$

et

(30) FLUX MOYEN, ϕ_e (μW) =

$$I_e \left(\frac{\mu W}{sr} \right) \left[\frac{\phi(\theta)}{I(\theta)} \right] \text{ (MAX) }]$$

avec I_e calculé selon la formule (29) et $\phi(\theta)/I(\theta)$ relevé sur le diagramme de rayonnement donné dans la fiche technique de l'émetteur.

MAINTENANCE

Maintenance préventive

Toutes les DEL se dégradent dans le temps et ceci a pour résultat de réduire le flux moyen qui agit sur les codes interne ou externe et d'altérer le taux d'excursion du flux qui perturbe uniquement le mode de codage interne. Cette dégradation peut être observée en surveillant régulièrement la marge de sécurité du flux α_M et k .

α_M est évalué en utilisant l'équation (27). La courbe α_M en fonction du logarithme de la durée de fonctionnement peut fournir une estimation du nombre d'heures encore disponibles avant que $\alpha_M = 0$, pour un P_e désiré.

k est évalué en mesurant ϕ_H , ϕ_M et ϕ_L (voir description de l'émetteur). La tension sur la borne TEST peut servir à cette mesure (voir équation (15)). Les marges haute et basse sur k , pour un récepteur donné, sont mesurées en faisant fonctionner l'émetteur en mode SELECT «haut», en appliquant un signal carré à 500 kHz à l'entrée DONNEES. En faisant varier le facteur de forme du signal, les limites de k correspondent à celles pour lesquelles le récepteur ne suit plus le signal appliqué à l'entrée DONNEES.

$$(31) k = \left(\frac{1}{ftp} \right) - 1 = \frac{1}{\frac{1}{ftN} - 1}$$

ftp étant le facteur de forme des impulsions positives, et ftN celui des impulsions négatives

Une variation de k n'affecte pas les performances du mode «code extérieur», seule a une influence la marge de flux α_M .

Dépannage

Le système peut présenter des défauts allant de la rupture complète de la liaison à un taux d'erreurs de bits excessif. Le flux de lumière étant visible dans le système HP, il est relativement facile de localiser une panne due à une rupture de câble. Si le flux émis par l'émetteur est visible à l'extrémité du câble, la tension V_T sur la borne de test doit varier de 8 mV lorsque l'on coupe la tension d'alimentation de l'émetteur (mode SELECT «bas»). Si ΔV_T est supérieur à 8 mV et que le système ne fonctionne pas, il peut s'agir soit d'une perturbation dans la logique du récepteur soit d'une valeur trop forte ou trop faible de k . Le rapport d'excursion peut être vérifié comme indiqué plus haut en utilisant V_T . Si k est bon, les perturbations dans la logique sont dues soit à une tension d'alimentation soit à une charge en sortie incorrectes.

Si le système fonctionne avec un taux d'erreurs de bits excessif, peuvent être mis en cause soit la marge de sécurité du flux ou de l'excursion du flux (à vérifier selon les indications données précédemment) soit des interférences avec du bruit ou autre. Si le niveau de tension à l'entrée DONNEES est correct, il peut y avoir soit un fort bruit aléatoire soit une tension d'alimentation incorrecte soit une mauvaise charge de la sortie, soit encore du bruit sur le circuit d'alimentation. Le bruit aléatoire peut être détecté en diminuant le niveau de flux jusqu'à ce que P_e soit mesurable. Si P_e varie avec le flux selon l'équation (26) fonction complémentaire (X) = P_e , le bruit aléatoire est excessif. Il peut aussi être détecté en modifiant la vitesse des données jusqu'à ce que le niveau soit suffisamment bas pour rendre P_e mesurable; si P_e est identique à toutes les vitesses, le bruit aléatoire est excessif. Le bruit aléatoire se présente plus facilement sur un récepteur que sur un émetteur, le meilleur moyen de le vérifier est de remplacer le récepteur. Le bruit sur l'alimentation est plus difficile à détecter; dans le doute, alimenter le récepteur avec une alimentation particulière (régulateur 5 V), son bruit doit être suffisamment bas pour que $P_e < 10^{-9}$ à 10 Mbauds avec un niveau de flux normal ($\Delta V_T > 8 \text{ mV}$).



Système d'Interface entre Microprocesseurs et afficheurs HDSP 2000

INTRODUCTION

L'usage de plus en plus courant des microprocesseurs dans les systèmes a provoqué un besoin parallèle d'afficheurs alphanumériques. La présence du microprocesseur simplifie le problème traditionnellement ardu de l'intégration d'un afficheur à un système, problème encore simplifié lorsque l'on utilise un afficheur comme le HDSP 2000 qui, en un seul boîtier, comporte quatre caractères et l'électronique de base pour le commander. En fonction de la configuration générale du système, du temps que le microprocesseur peut dédier à l'affichage et du type d'information à visualiser, il est possible de faire un choix entre plusieurs schémas.

La présente note d'applications présente quatre techniques d'interface (figure 1) :

1. Un **CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT** coupe le microprocesseur à la cadence de 500 Hz pour rafraîchir les données sur l'afficheur.
2. Un **CONTROLEUR A DONNEES DECODEES** reçoit des données en matrice 5×7 du microprocesseur et rafraîchit alors automatiquement l'afficheur avec la même information jusqu'à ce que le microprocesseur fournisse de nouvelles données.
3. Un **CONTROLEUR A RAM** reçoit les données ASCII et s'interface comme une RAM normale.
4. Un **CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR (HDSP-247X)** utilise un microprocesseur spécial en puce pour l'interface d'affichage, de commande et de clavier des données. Il possède certaines caractéristiques d'un terminal complet.

Les techniques d'interface concernent spécifiquement les microprocesseurs des familles 6800 et 8080A. L'emploi d'autres microprocesseurs ne nécessite qu'une adaptation simple du logiciel, le matériel ne subissant pas ou peu de modifications (mineures malgré tout).

COMPARAISON ENTRE LES TECHNIQUES D'INTERFACE

Le choix d'un type d'interface particulier est très important car il affecte l'ensemble du système à microprocesseur. Le **CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT** est le

plus économique car il utilise le microprocesseur pour décoder les données ASCII et échantillonner l'afficheur. Le décodeur ASCII étant intégré au système, l'utilisateur est entièrement maître du type de caractères affichés dans son programme, ce qui est particulièrement intéressant lorsqu'il s'agit d'utiliser différents alphabets ou des symboles graphiques spéciaux. Le **CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT** a le défaut d'occuper le microprocesseur pendant une durée importante. D'autre part, lorsque l'interruption permet au programme de rafraîchissement d'agir en asynchronisme avec le programme principal, le logiciel que l'on peut utiliser limite quelque peu le programme principal.

Le **CONTROLEUR A DONNEES DECODEES** ne nécessite l'action du microprocesseur qu'après le changement du message affiché. Comme pour le **CONTROLEUR A RAFRAICHISSEMENT** le décodeur ASCII est intégré au programme du microprocesseur. Il est à noter que le temps nécessaire au décodage d'une ligne de caractères ASCII et au stockage des données d'affichage 5×7 dans l'interface demande quelques millisecondes au microprocesseur.

Le **CONTROLEUR A RAM** ne nécessite lui aussi l'action du microprocesseur qu'après le changement du message affiché. Le décodeur ASCII se trouvant dans l'interface de l'afficheur, le microprocesseur demande moins de temps pour introduire un nouveau message dans l'afficheur.

Le **CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR**, comme le HDSP-247X, donne une interface beaucoup plus puissante. Le logiciel du contrôleur d'affichage à microprocesseur réduit l'interaction du microprocesseur en fournissant des modes d'entrée des données à gauche et à droite beaucoup plus puissants comparés au mode d'entrée par RAM des contrôleurs à données décodées ou à RAM. Le contrôleur d'affichage à microprocesseur fournit d'autres possibilités intéressantes telles que curseur clignotant, commandes d'édition et fonction sortie données. Une version de ce contrôleur permet à l'utilisateur d'utiliser son propre décodeur ASCII lorsqu'il désire un jeu de caractère particulier.

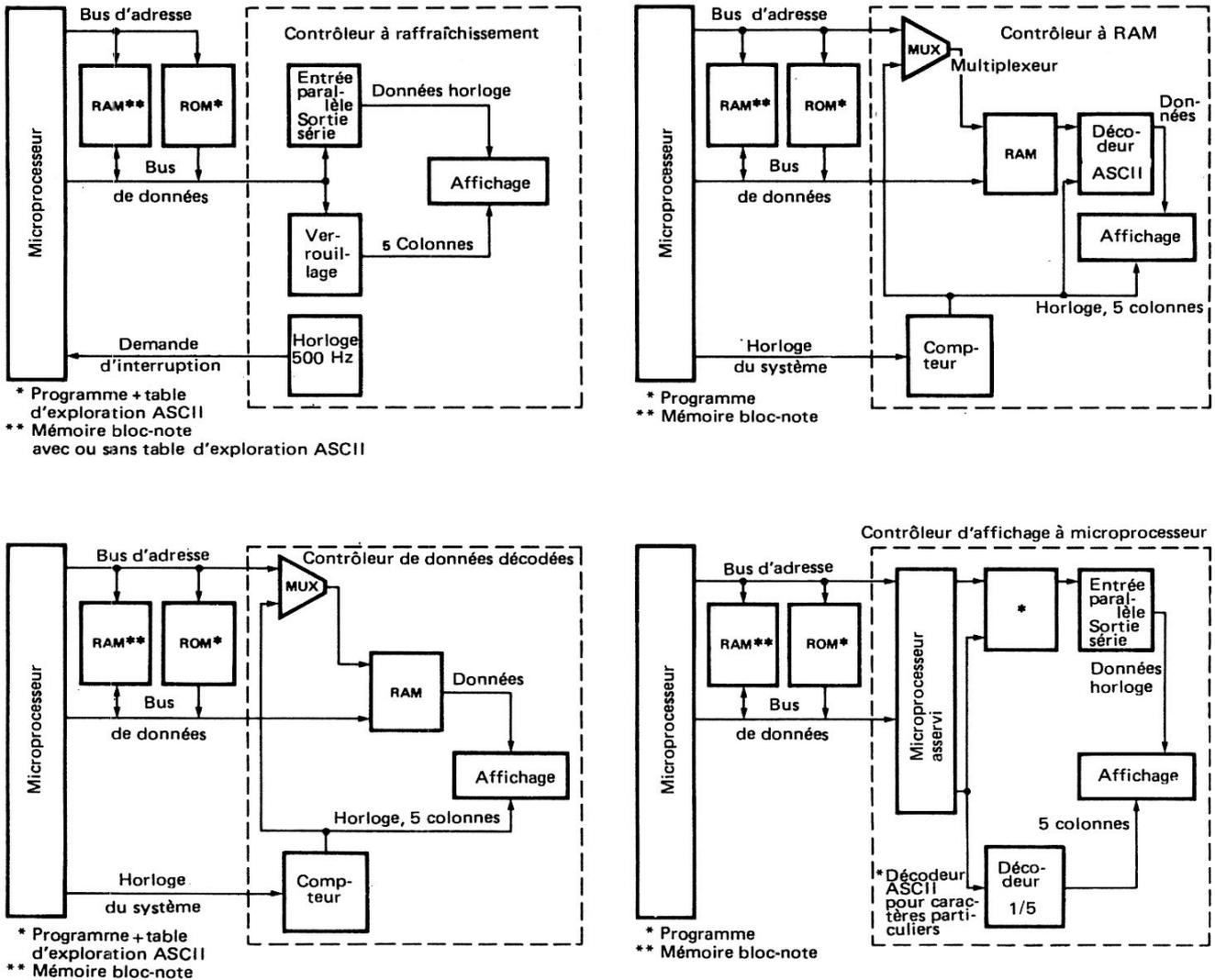


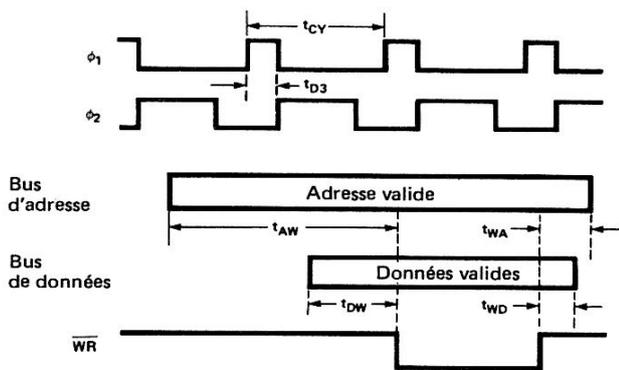
Figure 1. Différentes techniques d'interface de l'afficheur HDSP-2000 avec système à microprocesseur

GENERALITES SUR LES MICROPROCESSEURS

Pour utiliser rationnellement les techniques d'interface énumérées ci-dessus, une connaissance des principes du microprocesseur est nécessaire. Un système à base de microprocesseurs comporte en général un microprocesseur, une mémoire ROM, une mémoire RAM et une interface particulière Entrée/Sortie. Le microprocesseur réalise les fonctions voulues en exécutant le programme stocké dans la ROM, la RAM lui sert de mémoire tampon et de mémoire bloc-note temporaire. L'interface Entrée/Sorties comporte les circuits qui servent à la fois à l'entrée et à la sortie du système. Le sous-ensemble d'affichage doit être considéré comme faisant partie de l'interface. L'interface microprocesseur/système se réalise par l'intermédiaire d'un bus d'adresse, d'un bus de données et d'un bus de commande. Le bus d'adresse est constitué par plusieurs sorties du microprocesseur (A_0, A_1, \dots, A_n) dont l'ensemble définit un nombre binaire. Ce nombre ou adresse représente un mot uni-

que de la ROM, de la RAM et de l'interface Entrée/Sortie. Le bus de données est formé de plusieurs lignes issues du microprocesseur utilisées à la fois en entrée et en sortie, pour des opérations d'écriture/lecture avec les mémoires ou d'entrée/sortie avec les interfaces. Le bus de commande fournit les signaux et la synchronisation nécessaires aux autres éléments du système pour différencier une lecture de mémoire d'une écriture sur mémoire et dans certains systèmes une lecture sur une voie d'entrée/sortie d'une écriture sur une voie d'entrée/sortie. Les lignes du bus de commande et la synchronisation entre les bus d'adresse, de données et de commande dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Sur le microprocesseur 8080A le bus d'adresse comporte seize lignes, le bus de données huit lignes, le bus de commande un certain nombre de lignes dont les lignes suivantes DBIN (Entrée bus de données) \overline{WR} (Ecriture) et les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2 . DBIN et \overline{WR}



Microprocesseur 8080 avec horloge 8228	Durée min. (ns)			
	t _{AW}	t _{WA}	t _{DW}	t _{WD}
8080A, t _{CY} = 480	740	90	230	90
8080A-2, t _{CY} = 380	560	80	140	80
8080A-1, t _{CY} = 320	470	70	110	70

$$t_{AW} = 2t_{CY} - t_{D3} - [140(A), 130(A-2), 110(A-1)]$$

$$t_{WA} = t_{WD} = t_{D3} + 10$$

$$t_{DW} = t_{CY} - t_{D3} - [170(A), 170(A-2), 150(A-1)]$$

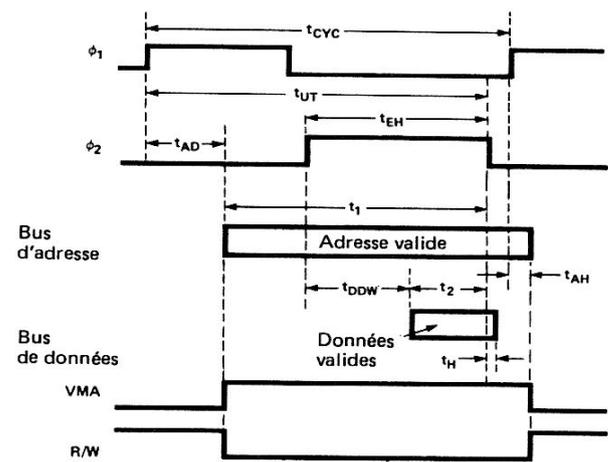
D'après la fiche technique Intel catalogue 1978

Figure 2. Diagrammes de temps pendant l'écriture sur mémoire pour les microprocesseurs Intel de la famille 8080A.

provoquent la lecture ou l'écriture sur la mémoire. Le 8080A possède d'autres lignes de commande en général décodées à partir de DBIN et de WR pour fournir les signaux de commande composites MEM R (lecture mémoire) MEM W (écriture mémoire), I/O R (lecture entrée/sortie) et I/O W (écriture entrée/sortie). Le sous-ensemble de l'afficheur numérique constituant une sortie du système à microprocesseur, la synchronisation entre le bus d'adresse, le bus de données et WR est particulièrement importante. La synchronisation est illustrée figure 2.

Le microprocesseur 6800 possède un bus d'adresse de 16 lignes, un bus de données de 8 lignes et un bus de commande comportant les signaux VMA (adresse mémoire valide), R/W (lecture/Ecriture), DBE (validation bus de données) et les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2 . R/W définit soit la lecture soit l'écriture sur une mémoire, alors que VME utilisé conjointement avec R/W détermine une adresse mémoire valide. DBE relie périodiquement le bus de données interne du 6800 au bus de données. Dans la plupart des applications DBE est raccordé à ϕ_2 . Les relations de temps entre le bus d'adresse, le bus de données, VMA et R/W (quand DBE = ϕ_2) sont indiquées par la figure 3. Le temps de maintien supplémentaire t_H est obtenu en retardant l'application de ϕ_2 au microprocesseur ou en prolongeant DBE au-delà du front descendant de ϕ_2 .

Le décodeur ASCII pour matrice de points 5 x 7 utilisé dans le contrôleur à rafraîchissement et le contrôleur à données décodées fait partie du programme du microprocesseur. Il nécessite 640 mots de stockage pour



Microprocesseur 6800	Durée min. (ns)			
	t ₁	t _{AH}	t ₂	t _H
6800, t _{CYC} = 1000	630	30	225	10
68A00, t _{CYC} = 666	420	30	80	10
68B00, t _{CYC} = 500	290	30	60	10

$$t_1 (\text{MIN}) = t_{UT} (\text{MIN}) - t_{AD} (\text{MAX})$$

$$t_2 (\text{MIN}) = t_{EH} (\text{MIN}) - t_{DDW} (\text{MAX})$$

D'après la fiche technique (DS9471) MOTOROLA

Figure 3. Diagrammes de temps pendant l'écriture sur mémoire pour les microprocesseurs Motorola de la famille 6800.

décoder les 128 caractères du jeu ASCII. Il est formaté de façon à ce que les 128 premiers mots contiennent les informations de la colonne 1, les 128 suivants les informations de la colonne 2 et ainsi de suite. Chaque mot est formaté pour que D₆ à D₀ contiennent respectivement les données d'affichage des lignes 7 à 1. La donnée est codée pour qu'un bit au niveau haut provoque l'éclairement du point correspondant de la matrice 5 x 7. Le tableau correspondant au décodeur se trouve figure 20, le graphisme résultant est illustré dans la fiche technique du HDSP-2471.

CONTROLEUR DE RAFFRAICHISSEMENT

Le contrôleur de rafraîchissement dont le circuit est décrit figure 4, est destiné à l'interface d'un 6800 ou d'un 8080A. Le circuit fonctionne en coupant le microprocesseur toutes les deux millisecondes pour demander un nouveau bloc de données d'affichage et les données de sélection de colonne. La donnée d'affichage est appliquée par le bus de données à l'entrée série du HDSP-2000 par l'intermédiaire du registre à décalage entrées parallèles/sorties série 74165. Le compteur 74LS293 et les portes associées ne permettent l'application que de sept impulsions d'horloge au registre à décalage et au HDSP-2000 pour chaque mot stocké. La donnée « choix colonne » est chargée dans la mémoire à

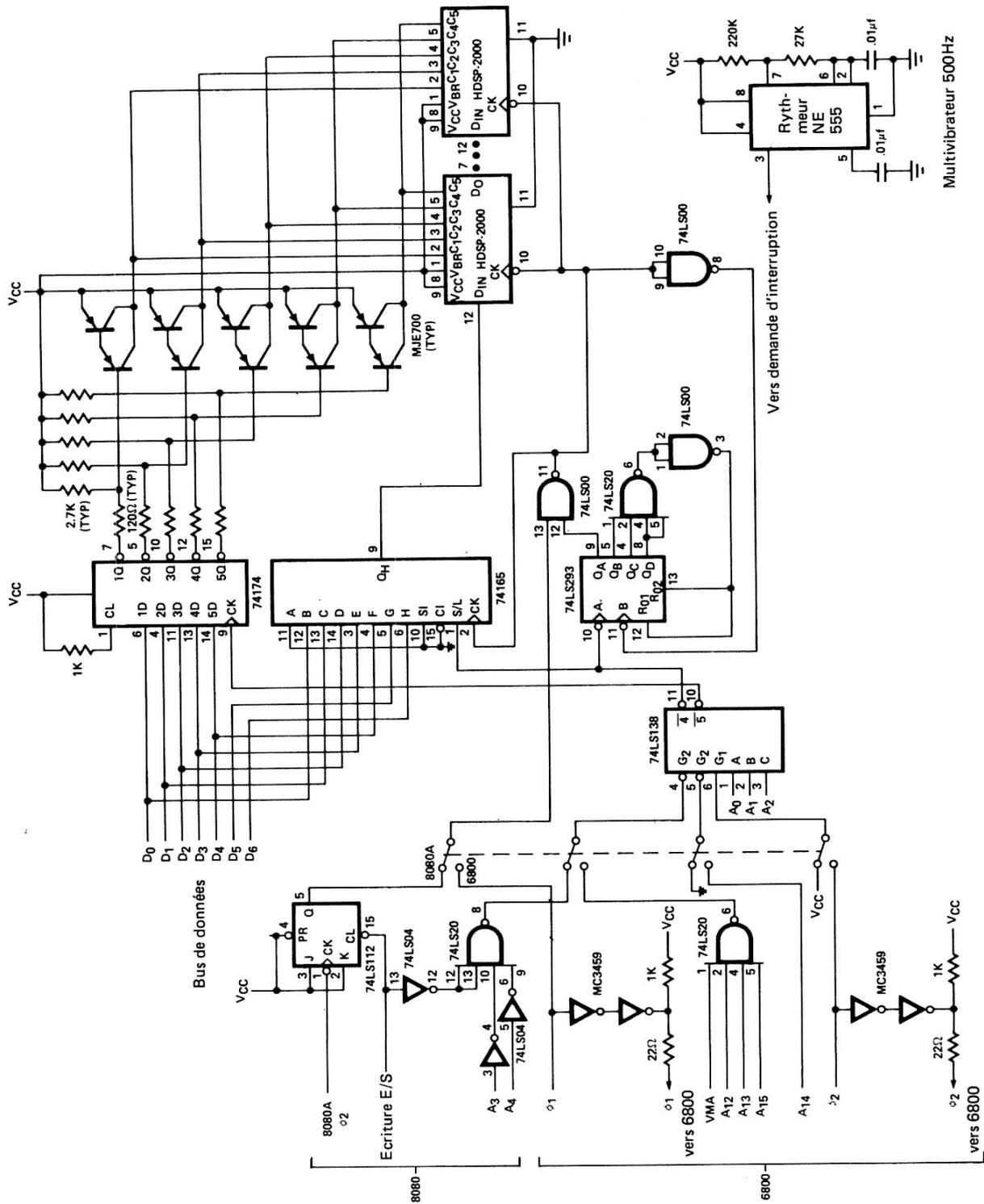


Figure 4. Interface des microprocesseurs 6800 ou 8080A avec le CONTROLEUR DE RAFFRAICHISSEMENT

MICROPROCESSEUR 8080A

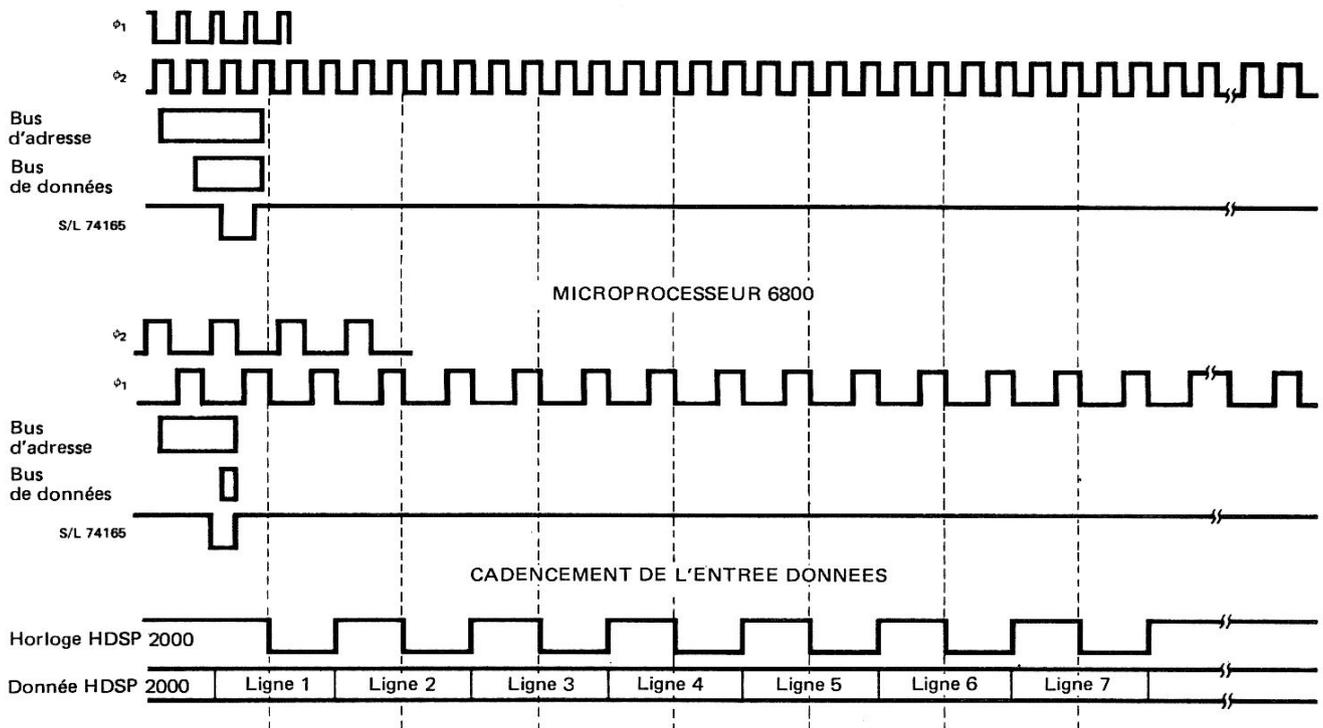


Figure 5. Relations de temps avec CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT

verrouillage qui commande le transistor de commutation de la colonne. Les relations de temps concernant l'horloge et l'entrée/sortie du microprocesseur sont décrites figures 5.

Le logiciel du 6800 nécessaire au fonctionnement de cet interface comporte les deux sous-routines « RFRSH » (Rafraîchissement) et « LOAD » (fig. 6). Ceci permet de limiter l'implication du microprocesseur pendant le rafraîchissement de l'affichage. la sous-routine « RFRSH » charge sur l'interface, à chaque demande d'interruption, un nouveau jeu de données d'affichage décodées issu de la mémoire bloc-note du microprocesseur. La sous-routine « LOAD » est utilisée pour décoder une ligne de 32 caractères ASCII en donnée d'affichage au format 5 x 7 et les stocker sur la mémoire bloc-note utilisée par « RFRSH ».

Les figures 7a et 7b fournissent deux routines différentes permettant l'interface du contrôleur de rafraîchissement à un microprocesseur 8080A. Les deux routines de la figure 7a sont l'équivalent du programme pour microprocesseur 6800 de la figure 6. Les programmes des figures 6 et 7a nécessitent une mémoire bloc-note de 5n mots, n représentant la longueur de l'afficheur. La rou-

tine de la figure 7b supprime cette mémoire en décodant et en chargeant les données à chaque nouvelle demande d'interruption.

L'élaboration du logiciel correct est très important pour le contrôleur de rafraîchissement du fait du cadencement à 2 ms du système à microprocesseur. L'utilisation de la mémoire bloc-note réduit dans des proportions notables le temps nécessaire au rafraîchissement de l'afficheur. Le programme de la figure 6, le plus rapide, utilise un code en ligne pour transmettre les données entre l'étage tampon et l'afficheur ; il nécessite 3,7 % + 0,50 n % du temps du microprocesseur disponible avec une horloge à 1 MHz. Le programme de la figure 7a est similaire à celui de la figure 6, toutefois il utilise un programme bouclé au lieu de codes en ligne ; il occupe 5,4 % + 0,93 n % du temps du microprocesseur avec une horloge à 2 MHz. Ces programmes utilisent un sous-programme CHARGE (LOAD) qui intervient chaque fois que le message affiché change ; il dure 10,2 ms pour le programme de la figure 6 et 7,5 ms pour celui de la figure 7a. Le programme de la figure 7b dure 7,6 % + 1,35 n % du temps du microprocesseur avec une horloge à 2 MHz. Ces temps peuvent être réduits de 50 % en utilisant les versions récentes, plus rapides, des microprocesseurs 6800 et 8080A.

Loc	Code objet	Instructions source		
		*		
		*		
	BF 05	CDVR	EQU	\$BF05
	BF 04	RDVR	EQU	\$BF04
	06 00	DECDR	EQU	\$0600
0000		POINT	RMB	2
0002		COLMN	RMB	1
0003		COUNT	RMB	2
0005	00 AD	ASCII	FDB	DATA
0007		DISPNT	RMB	2
0009		DCRPNT	RMB	2
000B		COLCNT	RMB	1
000C		DIGCNT	RMB	1
000D		BUFFER	RMB	160
00AD		DATA	RMB	32
0400			ORG	\$0400
0400	86 FF	RFRSH	LDA A	I, \$FF
0402	B7 BF 05		STA A	E, CDVR
0405	DE 00		LDX	D, POINT
0407	A6 00	LOOPHH	LDA A	X, 0
0409	B7 BF 04		STA A	E, RDVR
040C	A6 01		LDA A	X, 1
040E	B7 BF 04		STA A	E, RDVR
			*	
			*	
04A2	A6 1F		LDA A	X, 31
04A4	B7 BF 04		STA A	E, RDVR
04A7	96 02		LDA A	D, COLMN
04A9	B7 BF 05		STA A	E, CDVR
04AC	81 EF		CMP A	I, \$EF
04AE	27 10		BEQ	LOOPB
04B0	D6 00		LDA B	D, POINT+1
04B2	CB 20		ADD B	I, 32
04B4	D7 00		STA B	D, POINT+1
04B6	24 03		BCC	LOOPA
04B8	7C 00 00		INC	E, POINT
04BB	0D	LOOPA	SEC	
04BC	79 00 02		ROL	E, COLMN
04BF	3B		RTI	
04C0	CE 00 0D	LOOPB	LDX	I, BUFFER
04C3	DF 00		STX	D, POINT
04C5	DE 03		LDX	D, COUNT
04C7	09		DEX	
04C8	DF 03		STX	D, COUNT
04CA	86 FE		LDA A	I, \$FE
04CC	97 02		STA A	D, COLMN
04CE	3B		RTI	
04CF	5F	LOAD	CLR B	
04D0	CE 00 0D		LDX	I, BUFFER
04D3	DF 07		STX	D, DISPNT
04D5	86 06		LDA A	I, <DECDR
04D7	97 09		STA A	D, DCRPNT
04D9	86 05		LDA A	I, 5
04DB	97 0B		STA A	D, COLCNT
04DD	86 20	LOOP1	LDA A	I, 32
04DF	97 0C		STA A	D, DIGCNT
04E1	9B 06		ADD A	D, ASCII+1
04E3	24 03		BCC	LOOP2
04E5	7C 00 05		INC	E, ASCII
04E8	97 06	LOOP2	STA A	D, ASCII+1
04EA	DE 05	LOOP3	LDX	D, ASCII
04EC	09		DEX	
04ED	A6 00		LDA A	X, 0
04EF	DF 05		STX	D, ASCII
04F1	1B		ABA	
04F2	97 0A		STA A	D, DCRPNT+1
04F4	DE 09		LDX	D, DCRPNT
04F6	A6 00		LDA A	X, 0
04F8	DE 07		LDX	D, DISPNT
04FA	A7 00		STA A	X, 0
04FC	08		INX	
04FD	DF 07		STX	D, DISPNT
04FF	7A 00 0C		DEC	E, DIGCNT
0502	26 E6		BNE	LOOP3
0504	CB 80		ADD B	I, \$80
0506	24 03		BCC	LOOP4
0508	7C 00 09		INC	E, DCRPNT
050B	7A 00 0B	LOOP4	DEC	E, COLCNT
050E	26 CD		BNE	LOOP1
0510	39		RTS	

Figure 6. Programme pour microprocesseur 6800, avec interface du contrôleur de rafraîchissement par RAM tampon 160 mots

Loc	Code objet	Instructions source		
0004		RDVR	EQU	0004H
0005		CDVR	EQU	0005H
E500		DECDR	EQU	0E500H
			ORG	0E000H
E000	05 E0	POINT	DW	BUFFER
E002	FE	COLMN	DB	0FEH
E003	FF FF	COUNT	DW	OFFFFH
E005	00	BUFFER	DS	160
			ORG	0E0A5H
E0A5	A7 E0	ASCII	DW	DATA
E0A7	00	DATA	DS	32
			ORG	0E400H
E400	F5	RFRSH	PUSH	PSW
E401	C5		PUSH	B
E402	E5		PUSH	H
E403	2A 00 E0		LHLD	POINT
E406	06 20		MVI	B, 32
E408	3E FF		MVI	A, 0FEH
E40A	D3 05		OUT	CDVR
F40C	7E	LOOP	MOV	A, M
E40D	D3 04		OUT	RDVR
E40F	23		INX	H
E410	05		DCR	B
E411	C2 0C E4		JNZ	LOOP
E414	3A 02 E0		LDA	COLMN
E417	D3 05		OUT	CDVR
E419	FE EF		CPI	0EFH
E41B	CA 28 E4		JZ	FIRST
E41E	22 00 E0		SHLD	POINT
E421	07		RLC	
E422	32 02 E0		STA	COLMN
E425	C3 3A E4		JMP	END
E428	21 05 E0	FIRST	LXI	H, BUFFER
E42B	22 00 E0		SHLD	POINT
E42E	3E FE		MVI	A, 0FEH
E430	32 02 E0		STA	COLMN
E433	2A 03 E0		LHLD	COUNT
E436	2B		DCX	H
E437	22 03 E0		SHLD	COUNT
E43A	E1	END	POP	H
E43B	C1		POP	B
E43C	F1		POP	PSW
E43D	C9		RET	
E43E	11 24 E0	LOAD	LXI	D, BUFFER+31
E441	0E 20		MVI	C, 32
E443	2A A5 E0	LOOP1	LHLD	ASCII
E446	7E		MOV	A, M
E447	23		INX	H
E448	22 A5 E0		SHLD	ASCII
E44B	26 E5		MVI	H, DECDR/256
E44D	6F		MOV	L, A
E44E	06 05		MVI	B, 5
E450	7E	LOOP2	MOV	A, M
E451	12		STAX	D
E452	7D		MOV	A, L
E453	C6 80		ADI	80H
E455	6F		MOV	L, A
E456	D2 5A E4		JNC	LOOP3
E459	24		INR	H
E45A	7B	LOOP3	MOV	A, E
E45B	C6 20		ADI	32
E45D	5F		MOV	E, A
E45E	05		DCR	B
E45F	C2 50 E4		JNZ	LOOP2
E462	7B		MOV	A, E
E463	C6 5F		ADI	5FH
E465	5F		MOV	E, A
E466	0D		DCR	C
E467	C2 43 E4		JNZ	LOOP1
E46A	C9		RET	

Figure 7a. Programme pour microprocesseur 8080A, avec interface du contrôleur de rafraîchissement par RAM tampon 160 mots

Loc	Code objet	Instructions source		
0004		RDVR	EQU	0004H
0005		CDVR	EQU	0005H
E500		DECDR	EQU	0E500H
			ORG	0E000H
E000	07 E0	ASCII	DW	DATA
E002	FE	COLMN	DB	0FEH
E003	FF FF	COUNT	DW	0FFFFH
E005	00 E5	BASE	DW	DECDR
E007	00	DATA	DS	32
			ORG	0E400H
E400	F5	RFRSH	PUSH	PSW
E401	C5		PUSH	B
E402	D5		PUSH	D
E403	E5		PUSH	H
E404	2A 05 E0		LHLD	BASE
E407	EB		XCHG	
E408	2A 00 E0		LHLD	ASCII
E40B	01 1F 00		LXI	B, 31
E40E	09		DAD	B
E40F	43		MOV	B, E
E410	0E 20		MVI	C, 32
E412	3E FF		MVI	A, 0FFH
E414	D3 05		OUT	CDVR
E416	78	LOOP	MOV	A, B
E417	86		ADD	M
E418	5F		MOV	E, A
E419	1A		LDAX	D
E41A	D3 04		OUT	RDVR
E41C	2B		DCX	H
E41D	0D		DCR	C
E41E	C2 16 E4		JNZ	LOOP
E421	EB		XCHG	
E422	3A 02 E0		LDA	COLMN
E425	D3 05		OUT	CDVR
E427	FE EF		CPI	0FEH
E429	CA 3B E4		JZ	FIRST
E42C	07		RLC	
E42D	32 02 E0		STA	COLMN
E430	68		MOV	L, B
E431	01 80 00		LXI	B, 0080H
E434	09		DAD	B
E435	22 05 E0		SHLD	BASE
E438	C3 4D E4		JMP	END
E43B	3E FE	FIRST	MVI	A, 0FEH
E43D	32 02 E0		STA	COLMN
E440	21 00 E5		LXI	H, DECDR
E443	22 05 E0		SHLD	BASE
E446	2A 03 E0		LHLD	COUNT
E449	2B		DCX	H
E44A	22 03 E0		SHLD	COUNT
E44D	E1	END	POP	H
E44E	D1		POP	D
E44F	C1		POP	B
E450	F1		POP	PSW
E451	C9		RET	

Figure 7b. Programme pour microprocesseur 8080A permettant de décoder une ligne de 32 caractères ASCII avant stockage dans le contrôleur de rafraîchissement

CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

Le schéma illustré figure 8, correspond à l'affichage de 32 caractères, le circuit décrit, spécifique au 8080A, permet de recevoir et de stocker sur une mémoire locale les données d'affichage nécessaire à un afficheur HDSP-2000 à 32 caractères (1120 bits). Le microprocesseur charge les 160 mots de données d'affichage dans deux RAM 1 × 1K par l'intermédiaire du registre à décalage entrées parallèles/sorties série 74165. Chaque mot représente une colonne d'affichage. La chaîne de compteur génère automatiquement l'emplacement correct de l'adresse pour chaque bit de donnée série après initialisation par MEM W, l'adresse du caractère et la colonne. Une fois le stockage terminé le compteur charge et affiche séquentiellement chaque colonne (224 bits) de donnée à une cadence de 90 Hz (horloge à 2 MHz). Les diagrammes

des temps pour ce circuit sont indiqués figure 9. Le logiciel pour décoder 32 caractères ASCII en ligne est fourni figure 10. Ce programme décote les 32 caractères ASCII en 160 mots de données d'affichage qui sont stockés dans le contrôleur. Le temps nécessaire au décodage et au chargement du message dans le contrôleur à données décodées est de 6,6 ms avec une horloge à 2 MHz.

CONTROLEUR A RAM

Le contrôleur à RAM de la figure 11a, est conçu pour accepter des données codées ASCII et les stocker dans une RAM locale 128 × 8. Lorsque le microprocesseur a chargé la RAM, un circuit d'analyse commande le décodage des données ASCII, le chargement des données d'affichage et la fonction choix colonne. (Des modifications mineures permettent d'utiliser ce circuit pour afficher 128 caractères). La RAM utilisée est une MCM6810P avec les entrées adresse et données isolées par un étage tampon à trois états 74LS367, ce qui permet d'accéder à la RAM soit depuis le microprocesseur soit depuis l'électronique locale. Le dialogue est organisé pour que le microprocesseur soit toujours prioritaire sur l'électronique d'analyse locale. Le cycle de cadencement de WRITE (écriture) du contrôleur à RAM est décrit figure 11b. Ce circuit, comme le contrôleur à donnée décodée, n'utilise pas de temps « microprocesseur » car la RAM locale a été chargée avec les données voulues.

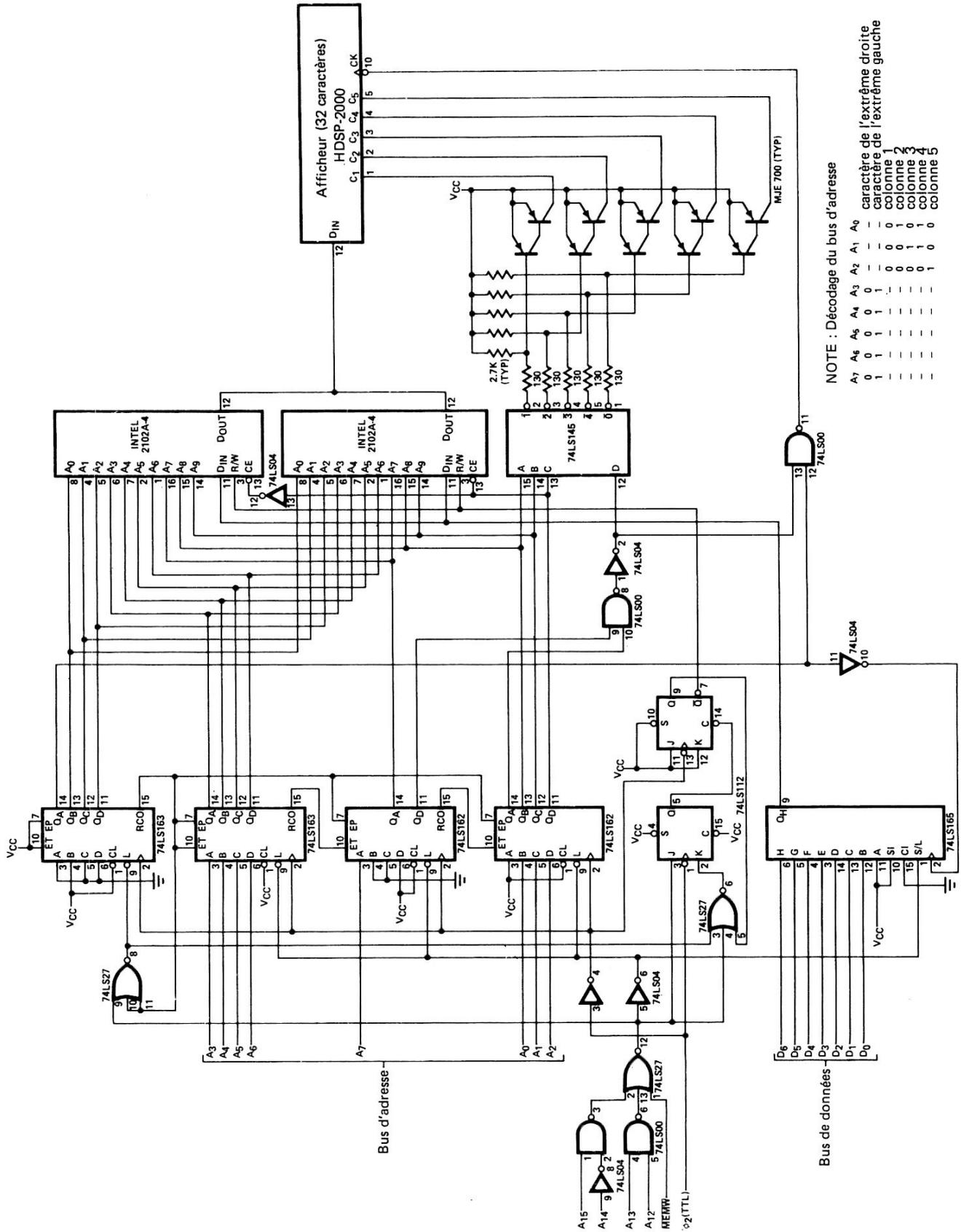
CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE

Les techniques d'interface ci-dessus ne sont valables que pour l'affichage de données codées ASCII. Le curseur clignotant, les routines d'édition et l'adressage des caractères doivent être inclus dans des routines particulières du logiciel du microprocesseur. Le contrôleur à microprocesseur d'affichage est un système qui utilise un microprocesseur 8048 comprenant sur la même puce une RAM spécifiquement destinée à fournir ces fonctions importantes. Ce contrôleur, décrit figure 12, comporte des sous systèmes sur cartes imprimées disponibles chez Hewlett-Packard sous les références :

- HDSP-2470 — Contrôleur 64 caractères avec décodeur ASCII 5 × 7
- HDSP-2471 — Contrôleur universel 128 caractères avec décodeur ASCII 5 × 7
- HDSP-2472 — Contrôleur avec supports de circuits intégrés permettant l'emploi de ROM/PROM ou EPROM particulières à l'utilisateur.

Ces trois contrôleurs possèdent les caractéristiques communes suivantes :

- Affichage de lignes de caractères de différentes longueurs :
de 4 en 4 caractères jusqu'à 48
- Quatre modes d'entrée des données
A gauche
A droite



NOTE : Décodage du bus d'adresse

A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	caractère de l'extrême droite	caractère de l'extrême gauche
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	0	1	1	1	0	0	0	1	2
0	1	1	1	1	0	0	0	1	3
1	1	1	1	1	0	0	0	1	4
1	1	1	1	1	1	0	0	1	5

Figure 8. Interface entre un microprocesseur 8080A et un contrôleur à données décodées HDSP-2000

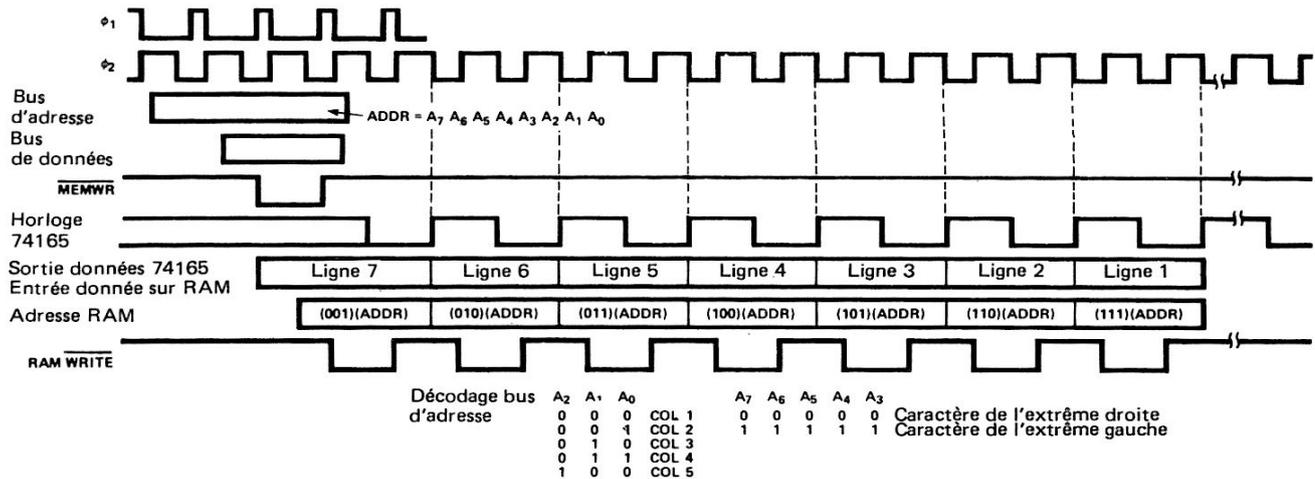


Figure 9. Relation de temps à l'entrée des données pour le contrôleur à données décodées

- Entrée par RAM (≤ 32 caractères seulement)
- Entrée par groupe
- Curseur clignotant — entrée à gauche uniquement
- Sortie données (≤ 32 caractères seulement)
- Fonctions d'édition
- Effacement affichage } ENTREE A DROITE
- Espace arrière } ENTREE A GAUCHE
- Espace avant }
- Insertion caractère }
- Suppression caractère }

sage enregistré le microprocesseur renvoie la commande d'entrée des données au clavier. Un signal issu de ce dernier (ER dans l'exemple) déclenche un indicateur sur le 6821 : suivant son organisation, le microprocesseur peut soit le vérifier soit l'autoriser à s'interrompre automatiquement. Le sous-programme « READ » (lecture) peut être alors employé pour lire les données DATA OUT sorties entre contrôleur et microprocesseur.

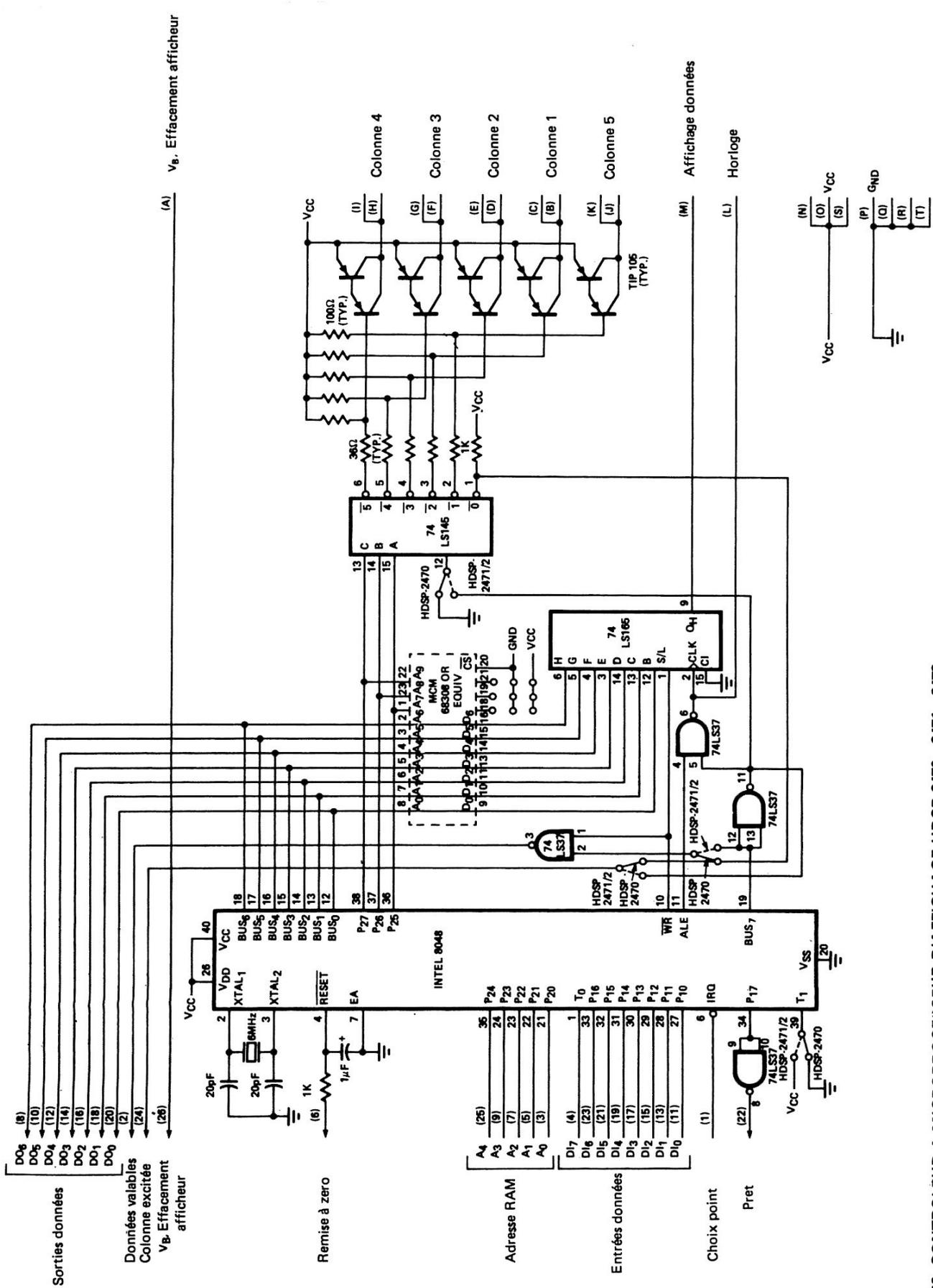
Des contrôleurs ont été étudiés pour éliminer la manipulation des données entre le clavier, l'afficheur et le microprocesseur. La fiche technique du produit décrit en détail les fonctions des contrôleurs.

L'interface contrôleur-microprocesseur dépend de l'application particulière. Les figures 13a et 13b décrivent l'interface à verrouillage entre le microprocesseur principal et les contrôleurs de la série HDSP-247X. Ces interfaces sont utilisées pour éviter que le microprocesseur principal ait à attendre que le contrôleur ait accepté ses données.

Dans les systèmes très élaborés, il peut être souhaitable que le contrôleur HDSP-247X prenne en charge l'interface clavier-afficheur pendant que le microprocesseur lit les messages émis par la porte DATA OUT (sortie donnée) du contrôleur. Cette fonction est obtenue en installant un adaptateur d'interface périphérique (PIA) disponible chez un fabricant de microprocesseur. La figure 14 décrit un système développé autour du 6800 dans lequel les données sont introduites soit par clavier soit par microprocesseur ; le PIA 6821 utilisé est construit pour que le PB7 détermine l'introduction des données soit à partir du clavier soit à partir du microprocesseur. Le programme concernant le 6800 est indiqué figure 15, le sous-programme « LOAD » (stockage) utilise CA₁ et A₂ pour amener le dialogue des données d'entrée et permettre au 6800 de stocker les données sur le contrôleur aussi vite que ce dernier le permet. Une fois le mes-

Loc	Code objet	Instructions source		
B000		DISPL	EQU	0B000H
E500		DECDR	EQU	0E500H
E000	02 E0	ORG	DW	0E000H
E002	00	DATA	DS	DATA 32
E400	11 F8 B0	ORG	D, DISPL+00F8H	0E400H
E403	0E 20	LXI	C, 32	
E405	2A 00 E0	MVI	ASCII	
E408	7E	LHLD	A, M	
E409	23	MOV	H	
E40A	22 00 E0	INX	ASCII	
E40D	26 E5	SHLD	H, DECDR/256	
E40F	6F	MVI	L, A	
E410	06 05	MOV	B, 5	
E412	7E	MVI	A, M	
E413	12	MOV	D	
E414	13	STAX	D	
E415	7D	INX	D	
E416	C6 80	MOV	A, L	
E418	6F	ADI	80H	
E419	D2 1D E4	MOV	L, A	
E41C	24	JNC	LOOP3	
E41D	05	INR	H	
E41E	C2 12 E4	DCR	B	
E421	7B	JNZ	LOOP2	
E422	D6 0D	MOV	A, E	
E424	5F	SUI	13	
E425	0D	MOV	E, A	
E426	C2 05 E4	DCR	C	
E429	C9	JNZ	LOOP1	
		RET		

Figure 10. Programme pour microprocesseur 8080A permettant le décodage d'une ligne de 32 caractères ASCII avant stockage dans le contrôleur à données décodées.



V_b, Effacement afficheur

Sorties données

Données variables
Colonne excitée
V_b, Effacement
afficheur

Remise à zero

Adresse RAM

Entrées données

Choix point

Pret

Affichage données

Horloge

Figure 12. CONTROLLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE HDSP-2470, -2471, -2472

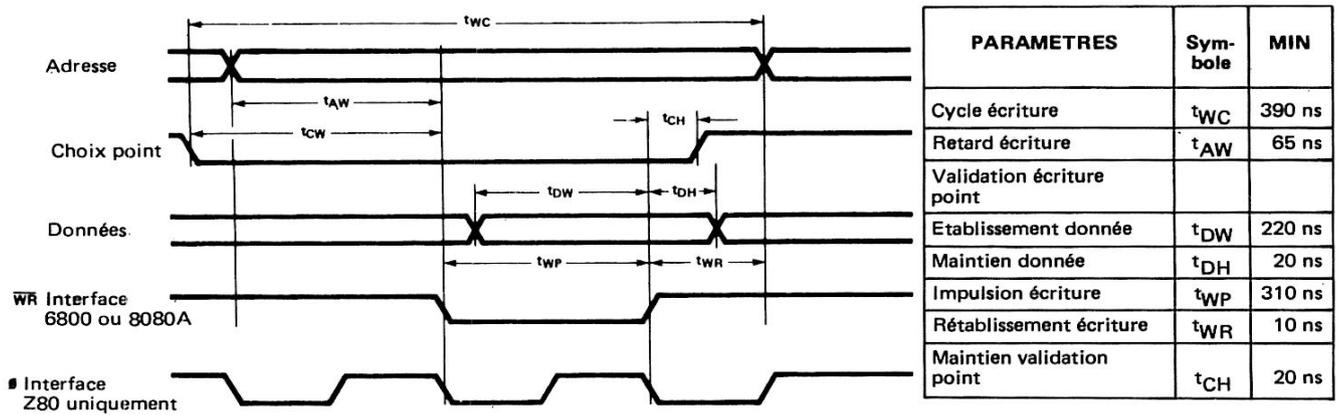


Figure 11b. Relations de temps pour l'écriture en mémoire sur contrôleur à RAM HDSP-2000

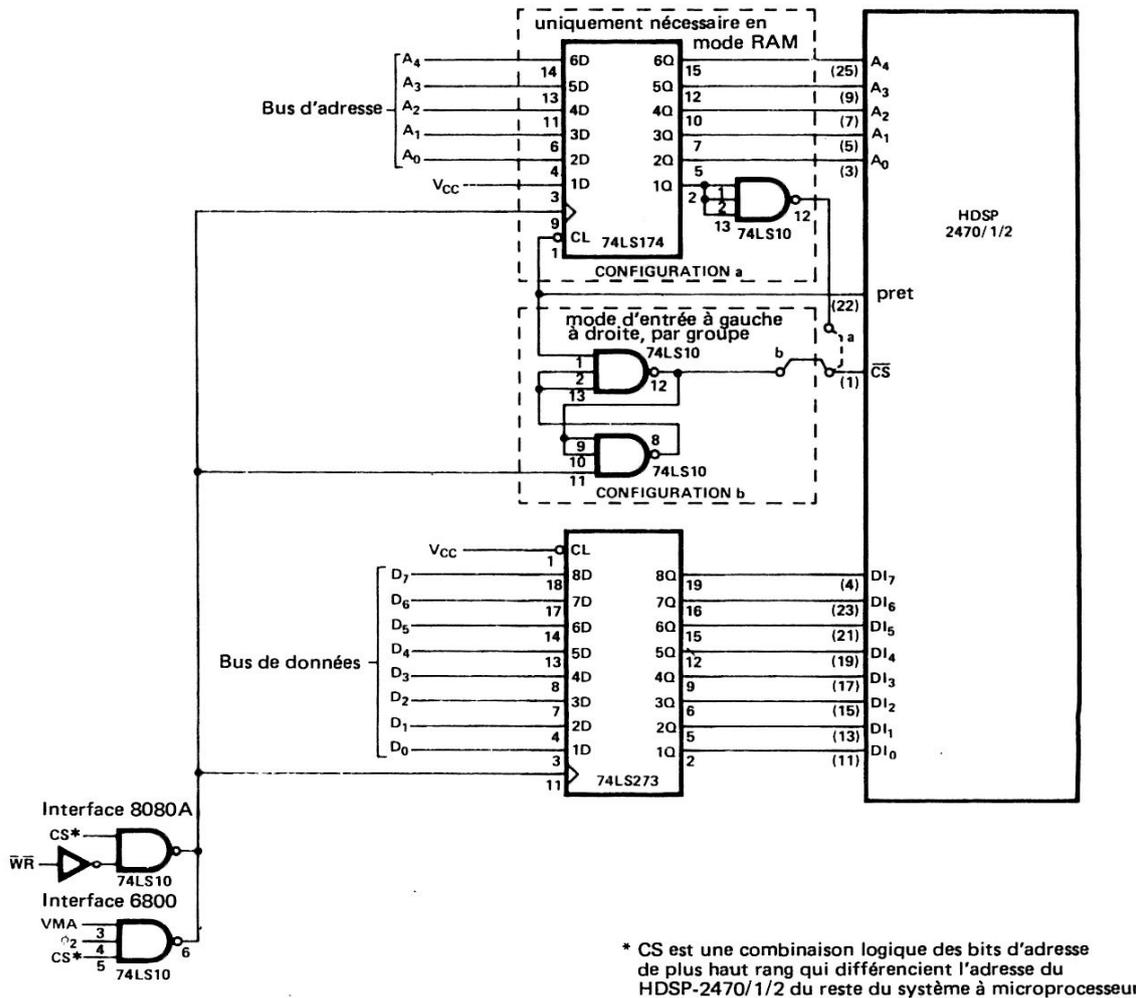
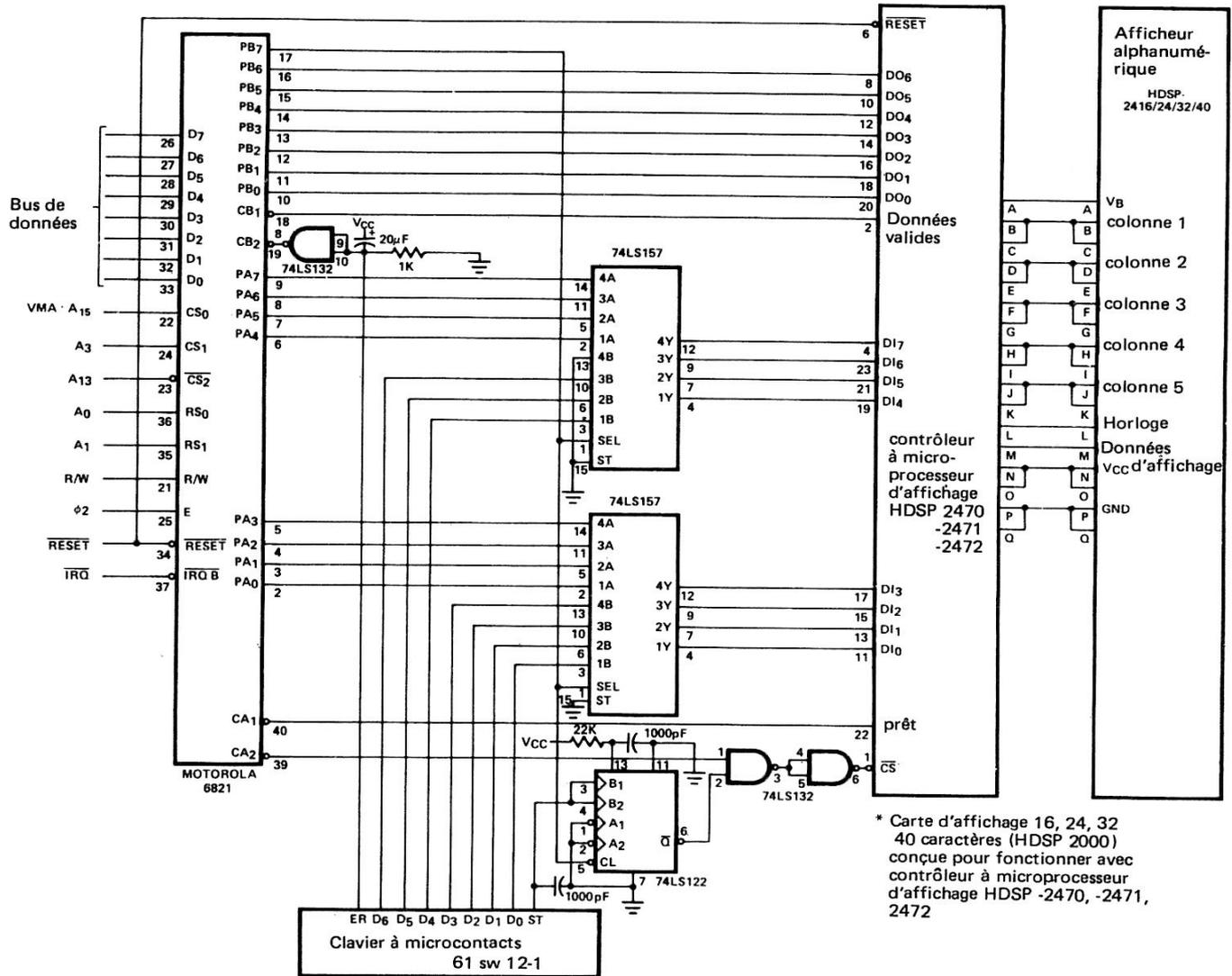


Figure 13. Interface à verrouillage du contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP -2470, -2471, -2472



* Carte d'affichage 16, 24, 32 40 caractères (HDSP 2000) conçue pour fonctionner avec contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP -2470, -2471, 2472

Figure 14. Interface entre un microprocesseur 6800 et un contrôleur série HDSP 2470, utilisant un PIA 6820

Ce dernier utilise l'entrée CB₁ du PIA pour savoir quand lire chacun des 34 mots de donnée en sortie dans le système. Un type de PIA similaire existe pour le 8080A, il est décrit figures 16 et 17.

Les contrôleurs de la série HDSP-247X sont programmés en mode « entrée à gauche » pour l'affichage de lignes de 32 caractères. Si l'on désire un autre mode d'entrée ou une longueur de ligne différente, il faut soit stocker le mot de commande voulu issu du microprocesseur, soit l'introduire durant la remise à zéro à la mise sous tension (POWER ON RESET). Le contrôleur lira les

lignes ENTREE DONNEES pendant la remise à zéro et interprètera leur contenu comme un mot de commande. Le circuit illustré figure 18 peut être utilisé pour introduire un mot préprogrammé quelconque sur le HDSP-247X à la mise sous tension.

Dans certaines conditions d'emploi il peut être nécessaire de faire varier la luminosité des afficheurs commandés par des contrôleurs HDSP-247X. Le circuit décrit figure 19 permet de faire varier manuellement l'intensité lumineuse en la modulant en impulsion, cette commande peut être automatisée en remplaçant R₁ par une photodiode.

CONFIGURATION DES PORTES

1. PORTE A :

PA0 PA7 SORTIES VERS ENTREES DONNEES HDSP-247X
 CA1 (ENTREE) MODE 00 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE PRET
 CA2 (SORTIE) MODE 100 MPU EFFACE LIT PRA, ETABLIT FRONT NEGATIF DE PRET

1. PORTE B :

PB0-PB6 ENTREE DONNEES SUR 6800, ISSUES DES SORTIES DONNEES HPSP-247X
 CB1 (ENTREE) MODE 00 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE PRET
 CB2 (ENTREE) MODE 000 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE LA CLE ER
 CB2 (ENTREE) MODE 001 DRAPEAU SUR FRONT NEG. DE LA CLE ER PROVOQUANT IRQ
 PB7 (SORTIE) ETAT BAS : VALIDATION MULTIPLEXAGE PAR PA0 à PA7
 ETAT HAUT : VALIDATION MULTIPLEXAGE PAR CLAVIER

LOC	OBJET	CODE	ETAT	SOURCE
8008		PRA	EQU	\$8008
8008		DRA	EQU	\$8008
8009		CRA	EQU	\$8009
800A		PRB	EQU	\$800A
800A		DRB	EQU	\$800A
800B		CRB	EQU	\$800B
0000			ORG	\$0000
		MESSAGE	RMB	2
0100			ORG	\$0100
0101		ETAT	RMB	1
0102		CURSEUR	RMB	1
		DONNEE	RMB	32
0400	CE 0100	LIRE	LDX	\$0400
0403	B6 800A	BOUCLE 1	LDA A	1, ETATUS
0406	5F		CLR B	E, PRB
0407	5C	BOUCLE 2	INC B	
0408	B6, 800B		LDA A	E, CRB
040B	2A FA		BPL	LOOP2
040D	C1 0A		CMP B	1, 10
040F	23 F2		BLS	LOOP1
0411	C6 21		LDA B	1, 33
0413	B6 800A	BOUCLE 3	LDA A	E, PRB
0416	84 7F		AND A	1, \$7F
0418	A7 00		STA A	X, 0
041A	B6 800B	BOUCLE 4	LDA A	E, CRB
041D	2A FB		BPL	LOOP4
041F	08		INX	
0420	5A		DEC B	
0421	26 F0		BNE	LOOP3
0423	B6 800A		LDA A	E, PRB
0426	84 7F		AND A	1, \$7F
0428	A7 00		STA A	X, 0
042A	39		RTS	
042B	DE 00	STOCKAGE	LDX	D, MESSAGE
042D	A6 00	BOUCLE 10	LDA A	X, 0
042F	08		INX	
0430	81 FF		CMP A	1, \$FF
0432	27 0D		BEQ	ENDL
0434	B7 8008		STA A	E, PRA
0437	7D 8008		TST	E, PRA
043A	B6 8009	BOUCLE 11	LDA A	E, CRA
043D	2A FB		BPL	LOOP11
043F	20 EC		BRA	LOOP10
0441	DF 00	ENDL 1	STX	D, MESSAGE
0443	39		RTS	
0500	7F 8009	DEPART	ORG	\$0500
0503	7F 800B		CLR	E, CRA
0506	86 FF		CLR	E, CRB
0508	B7 8008		LDA A	1, \$FF
050B	86 24		LDA A	E, DRA
050D	B7 8009		LDA A	1, \$24
0510	86 80		STA A	E, CRA
0512	B7 800A		LDA A	1, \$80
0515	86 04		STA A	E, DRB
0517	B7 800B		LDA A	1, \$04
			STA A	E, CRB
051A	0E		CLI	
051B	7F 800A		CLR	E, PRB
051E	BD 042B		JSR	E, LOAD
0521	7D 800A		TST	E, PRB
0524	86 80		LDA A	1, \$80
0526	B7 800A		STA A	E, PRB
0529	86 0C		LDA A	1, \$0C
042B	B7 800B		STA A	E, CRB
052E	0F		SEI	

1) FIN DE LIGNE

Figure 15. Programme d'interface entre microprocesseur 6800 et circuits de la fig. 14

CONFIGURATION DES PORTES

1. PORTE A (SORTIE MODE 1) :

SORTIES PA0 à PA7 SUR ENTREE DONNEES HDSP-247X
 SORTIE PC7 (OBF) VERS CHOIX PUCE
 ENTREE PC6 (ACK) VERS READY
 DRAPEAU PC7 (OBF) EFFACE PAR SORTIE : GENERE PAR DONNEES VALIDE

2. PORTE B (ENTREE MODE 1) :

ENTREES DONNEES PA0 à PA7 SUR SORTIE DONNEES HDSP-247X
 ENTREE PC2 (STB) : STOCKE LES DONNEES SUR FLANC NEG DE DONNEE VALIDE
 DRAPEAU PC0 (INTR) EFFACE PAR ENTREE : GENERE PAR DONNEES VALIDE

3. PORTE C :

SORTIE PC4 : ETAT BAS : VALIDATION PA0 à PA7 VERS HDSP-247X
 ETAT HAUT : VALIDATION CLAVIER VERS HDSP-247X

LOC	OBJET	CODE	ETAT	SOURCE
000C		PA	EQU	OCH
000D		PB	EQU	ODH
000E		PC	EQU	OEH
000F		CNTRL	EQU	OFH
E000	02 E0		ORG	0E000H
E002	00	ASCII	DW	TEXT
		TEXT	DS	32
E100	00		ORG	0E100H
E101	00	STAT	DB	0
E102	00	ADDR	DB	0
		DONNEE	DS	32
E400	F3		ORG	0E400H
E401	F5	LIRE	DI	
E402	E5		PUSH	PSW
E403	C5		PUSH	H
E404	0E 20		PUSH	B
E406	21 00 E1		MVI	C, 32
E409	DB 0D		LXI	H, STAT
E40B	06 00	BOUCLE 1	H, STAT	1* MOT
E40D	DB 0E	BOUCLE 2	PB	EFFACE INTR
E40F	04		MVI	B, 0
E410	1F		IN	PC
E411	D2 0D E4		INR	B
E414	3E 0A		RAR	
E416	B8		JNC	LOOP2
E417	DB 0D		A, 10	ATTENDRE INTR
E419	D2 0B E4		B	
E41C	77	BOUCLE 3	CMP	B
E41D	23		IN	PB
E41E	DB 0E	BOUCLE 4	JNC	LOOP1
E420	1F		MOV	M, A
E421	D2 1E E4		INX	H
E424	DB 0D		IN	PC
E426	0D		RAR	
E427	C2 1C E4		JNC	LOOP4
E42A	77		IN	ATTENDRE INTR
E42B	C1		DCR	PB
E42C	E1		C	C
E42D	FB		JNZ	LOOP3
E42E	FB		MOV	M, A
E42F	C9		POP	B
			POP	H
			POP	PSW
			EI	
			RET	
E430	2A 00 E0	STOCKAGE	LHLD	ASCII
E433	7E	BOUCLE 5	MOV	A, M
F434	FE FF		CPI	OFFH
E436	CA 45 E4		JZ	ENDL
E439	D3 0C		OUT	PA
E43B	23		INX	H
E43C	DB 0E	BOUCLE 6	IN	PC
E43E	17		RAL	
E43F	D2 3C E4		JNC	LOOP6
E442	C3 33 E4		JMP	LOOP5
E445	23	ENDL	INX	H
E446	22 00 E0		SHLD	ASCII
E449	C9		RET	
E44A	3E A7	DEPART	MVI	A, 0A7H
E44C	D3 0F		OUT	CNTRL
E44E	3E 0C		MVI	A, 0CH
E450	D3 0F		OUT	CNTRL
E452	3E 05		MVI	A, 05H
E454	D3 0F		OUT	CNTRL
				GENERE INTE B
E456	3E 08		MVI	A, 08H
E458	D3 0F		OUT	CNTRL
E45A	CD 30 E4		CALL	LOAD
				VALIDE COTE A DU MULTIPLEXAGE
E45D	3E 09		MVI	A, 09H
E45F	D3 0F		OUT	CNTRL
E461	FB		EI	
				VALIDE COTE B DU MULTIPLEXAGE
				INT DOIT APPELER READ

Figure 16. Programme d'interface entre microprocesseur 8080A et circuits de la fig. 17

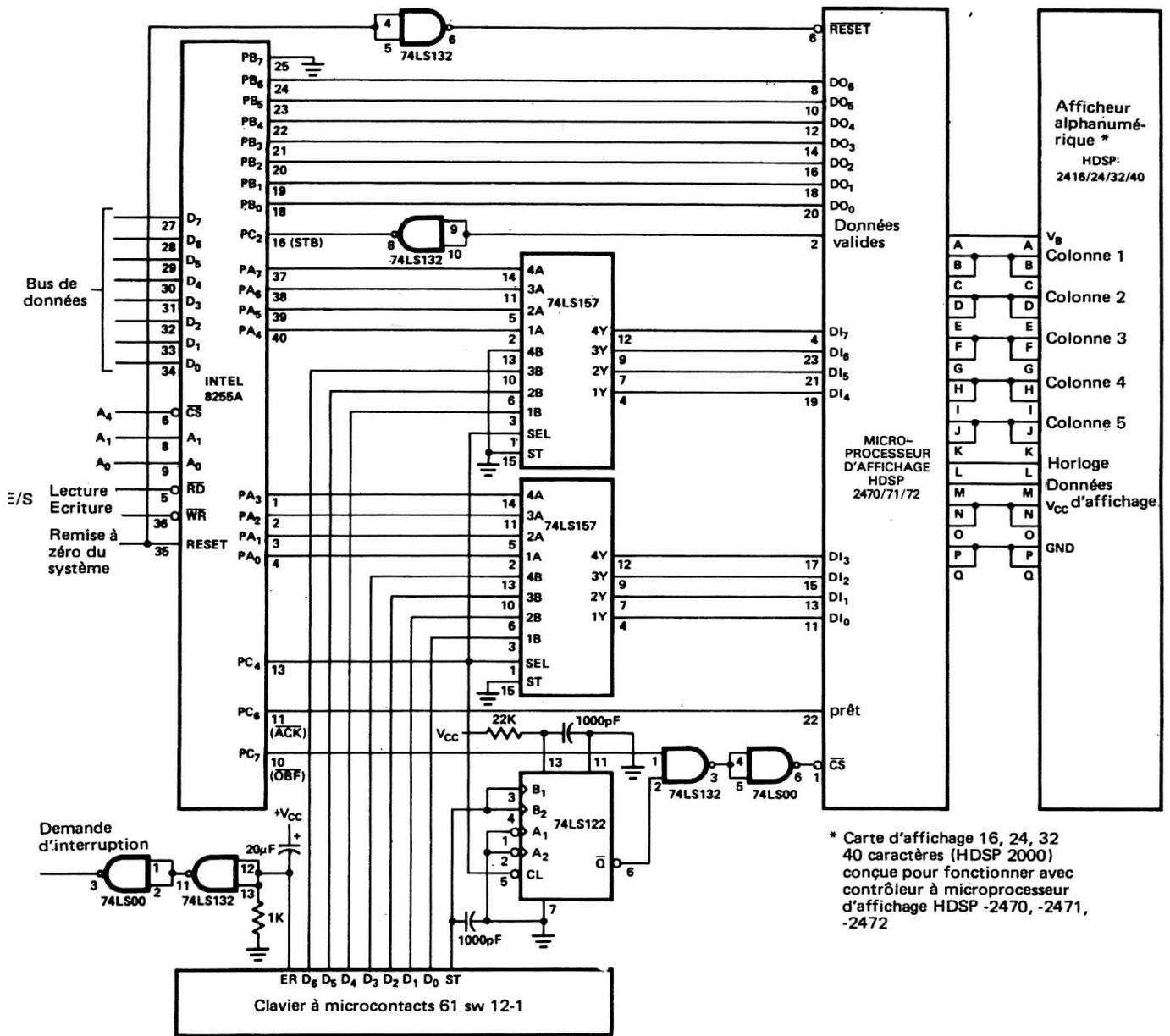


Figure 17. Interface entre microprocesseur 8080A et un contrôleur série HDSP 2470, utilisant un PIA 8255

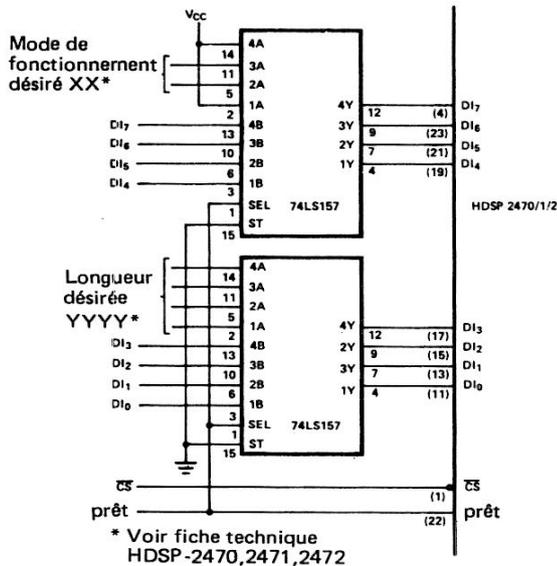


Figure 18. Circuit extérieur pour stocker le mot de commande sur le HDSP-2470, -2471, -2472 à la mise sous tension

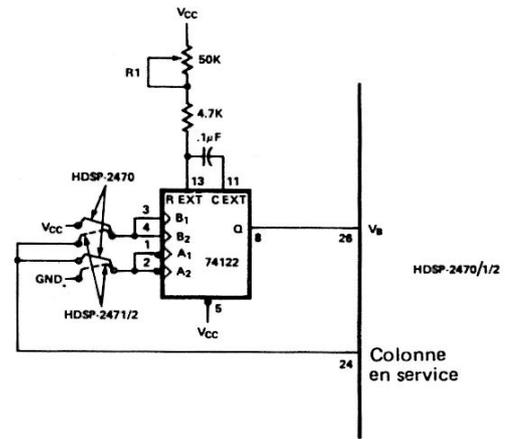


Figure 19. Circuit extérieur permettant de faire varier manuellement l'intensité lumineuse des afficheurs.

Adresse décodeur		Adresse ROM HDSP-2471	Données en hexadécimal																											
FIG. 7a, 7b, 10	FIG. 6																													
E500	0600	080	08	30	45	7D	7D	38	7E	30	60	1E	3E	62	40	08	38	41	Colonne 1											
		090	10	18	5E	78	38	78	38	3C	38	3C	38	08	20	12	48	01												
		0A0	00	00	00	14	24	23	36	00	00	00	08	08	00	08	00	20												
		0B0	3E	00	62	22	18	27	3C	01	36	06	00	00	00	14	41	06												
		0C0	3E	7E	7F	3E	7F	7F	7F	3E	7F	00	20	7F	7F	7F	7F	3E												
		0D0	7F	3E	7F	26	01	3F	07	7F	63	03	61	00	02	41	04	40												
		0E0	00	38	7F	38	38	38	08	08	7F	00	20	00	00	78	7C	38												
		0F0	7C	18	00	48	04	3C	1C	3C	44	04	44	00	00	00	08	2A												
		E580	0680	100	1C	48	29	09	09	44	01	4A	50	04	49	14	3C	7C	44	63	Colonne 2									
110	08			24	61	14	44	15	45	43	45	41	42	08	7E	19	7E	12												
120	00			5F	03	7F	2A	13	49	08	00	41	2A	08	58	08	30	10												
130	51			42	51	41	14	45	4A	71	49	49	36	58	08	14	22	01												
140	41			09	49	41	41	49	09	41	08	41	40	08	40	02	04	41												
150	09			41	09	49	01	40	18	20	14	04	51	00	04	41	02	40												
160	07			44	48	44	44	54	7E	14	08	44	40	7F	41	04	08	44												
170	14			24	7C	54	3E	40	20	40	28	48	64	08	00	41	04	55												
E600	0700			180	3E	45	11	11	05	44	29	4D	48	04	49	08	20	04	44	55	Colonne 3									
		190	78	7E	01	15	45	14	44	42	44	40	40	2A	02	15	49	7C												
		1A0	00	00	00	14	7F	08	56	07	3E	3E	1C	3E	38	08	30	08												
		1B0	49	7F	49	49	12	45	49	09	49	49	36	38	14	14	14	51												
		1C0	5D	09	49	41	41	49	09	41	08	7F	40	14	40	0C	08	41												
		1D0	09	51	19	49	7F	40	60	18	08	78	49	7F	08	7F	7F	40												
		1E0	08	44	44	44	44	54	09	54	04	7D	44	10	7F	18	04	44												
		1F0	24	14	08	54	44	40	40	30	10	30	54	36	77	36	08	2A												
		E680	0780	200	7F	40	29	21	05	38	2E	49	50	38	49	10	20	7C	3C	49	Colonne 4									
210	08			24	61	14	3C	15	3D	43	45	41	42	1C	02	12	41	12												
220	00			00	03	7F	2A	64	20	00	41	00	2A	08	00	08	00	04												
230	45			40	49	49	7F	45	49	05	49	29	00	00	22	14	08	09												
240	55			09	49	41	41	49	09	51	08	41	40	22	40	02	10	41												
250	09			21	29	49	01	40	18	20	14	04	45	41	10	00	02	40												
260	00			3C	44	44	48	54	02	54	04	40	3D	28	40	04	04	44												
270	24			7C	04	54	20	20	20	40	28	08	4C	41	00	08	10	55												
E700	0800			280	00	30	45	7D	79	44	10	30	60	40	3E	60	1C	02	04	41	Colonne 5									
		290	04	18	5E	78	40	78	40	3C	38	3C	38	08	02	00	42	01												
		2A0	00	00	00	14	12	62	50	00	00	00	08	08	00	08	00	02												
		2B0	3E	00	46	36	10	39	30	03	36	1E	00	00	41	14	00	06												
		2C0	1E	7E	36	22	3E	41	01	72	7F	00	3F	41	40	7F	7F	3E												
		2D0	06	5E	46	32	01	3F	07	7F	63	03	43	41	20	00	04	40												
		2E0	00	40	38	20	7F	08	00	3C	78	00	00	44	00	78	78	38												
		2F0	18	40	04	20	00	7C	1C	3C	44	04	44	00	00	00	08	2A												

Figure 20. TABLES DE DECODAGE DES 128 caractères ASCII utilisées pour le programme de rafraîchissement du 6800, figure 6, du 8080A figure 7a, 7b et 10 et du contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP-2471. Les 128 caractères 5 × 7 décodés sont illustrés sur la fiche technique HDSP-247X



Etude de la variation du rapport de transfert en courant dans les circuits équipés de photocoupleurs

Le problème du vieillissement des photocoupleurs

Le principal problème, permanent et souvent crucial, auquel se trouve confronté l'ingénieur qui utilise des photocoupleurs, est celui de la variation du rapport de transfert dans le temps : il se définit comme étant le rapport entre le courant en sortie du photocoupleur, I_O , et le courant d'entrée, I_F , de la DEL; il s'exprime en pourcentage d'une valeur précise du courant d'entrée. La modification du gain du photocoupleur dans le temps, ΔCTR^+ , s'appelle dégradation du rapport de transfert. Ce changement doit être pris en compte, si le fonctionnement du système doit être garanti sur une longue période.

Les raisons du phénomène sont expliquées par la suite. De nombreuses études ont montré que le facteur déterminant réside dans la baisse du flux de photons émis par la DEL, d'où chute du CTR. Ce défaut, plus ou moins important, est inhérent aux photocoupleurs.

$$^+ \Delta CTR = CTR_{\text{final}} - CTR_{\text{initial}} \quad (1)$$

Ses causes

La dégradation du CTR a pour cause principale la baisse de rendement de la DEL. Son rendement quantique, η , défini comme le nombre de photons par électron, à courant d'entrée constant, décroît dans le temps. Le courant de la DEL est constitué de deux composantes : la première, due au courant de diffusion, la seconde au courant de recombinaison des charges d'espace :

$$I_F(V_F) = \underbrace{A e^{\frac{qV_F}{kT}}}_{\text{Diffusion}} + \underbrace{B e^{\frac{qV_F}{2kT}}}_{\text{Recombinaison des charges d'espace}}$$

(2)

A et B sont indépendants de V_F , q est la charge de l'électron, k est la constante de Boltzmann, T la température en degrés Kelvin et V_F la tension directe de la DEL.

Le courant de diffusion représente le courant émetteur de lumière, le courant de recombinaison des charges d'espace n'étant pas émissif. Dans le temps, à V_F constant, le courant augmente du fait de l'augmentation de B. En d'autres termes, pour un courant total constant, si le courant de recombinaison des charges d'espace augmente par le fait de l'accroissement de B, le courant de diffusion, dont dépend l'émission de lumière, décroît. Les raisons de cet accroissement du courant de recombinaison des charges d'espace ne sont pas encore bien définies.

La réduction de la lumière émise lorsque la proportion de courant de recombinaison augmente, pour un courant I_F défini, est due à la fois à la densité du courant de jonction J et à la température de jonction T_J . Dans un photocoupleur déterminé, la densité de courant de l'émetteur dépend non seulement du courant nécessaire pour obtenir le courant de sortie désiré, mais encore de la géométrie de la jonction et de la résistance des régions P et N de la diode. Pour ces raisons, il est important de ne jamais faire fonctionner un photocoupleur avec des courants supérieurs à ceux indiqués par le fabricant. La température de la jonction dépend du boîtier, de la puissance dissipable et de la température ambiante. Comme la densité de courant, une forte température de jonction provoque un accroissement rapide de la proportion du courant de recombinaison.

Le calcul de la température de jonction et du détecteur intégré des photocoupleurs Hewlett-Packard se fait en résolvant les équations suivantes :

$$T_J = T_A + \theta_{JA} (V_F I_F) + \theta_{D-E} (V_O I_O + V_{CC} I_{CC})$$

(3)

$$T_D = T_A + \theta_{E-D} (V_F I_F) + \theta_{DA} (V_O I_O + V_{CC} I_{CC})$$

dans lesquelles T_J est la température de jonction de la DEL, T_D la température du détecteur intégré, T_A la température ambiante, θ_{JA} la résistance thermique jonction-ambiante, θ_{DA} la résistance thermique détecteur-ambiante avec $\theta_{JA} = \theta_{DA} = 370^\circ\text{C/W}$. La résistance thermique détecteur-émetteur θ_{D-E} ou $\theta_{E-D} = 170^\circ\text{C/W}$. V_F et I_F représentent la tension et le courant directs de la DEL, V_O et I_O la tension et le courant de l'étage de sortie, enfin V_{CC} et I_{CC} la tension et le courant d'alimentation du dispositif. Il est en général recommandé de maintenir $T_J \leq 125^\circ\text{C}$.

Un exemple pratique permet de décrire plus concrètement les paramètres influençant le rapport de transfert en courant : le dispositif le plus simple et le plus commode pour mesurer les paramètres voulus est le 6N135, illustré figure 1. Tous les photocoupleurs peuvent être étudiés suivant ce principe, dans leur région linéaire. Le bloc diagramme de la figure 1 présente la relation existant entre le courant d'entrée I_F et le courant de sortie I_O . L'expression résultante est la suivante :

$$\text{CTR} = \frac{I_O}{I_F} (100\%) = K R \eta (I_F, t) \beta (I_P, t) \quad (4)$$

dans laquelle K représente le coefficient de transmission du parcours optique, considéré comme constant de même que R , sensibilité du photodétecteur, défini en électrons de photocourant par photon. η représente le rendement quan-

tique de l'émetteur (photons émis par électron de courant d'entrée) qui dépend du niveau du courant à l'entrée I_F , et du temps. Enfin, le gain de l'amplificateur de sortie dépend de I_P (photocourant) et du temps. η et β varient en fonction de la température ambiante.

La variation normalisée du CTR à I_F constant peut s'exprimer par :

(5)

$$\frac{\Delta \text{CTR}}{\text{CTR}} = \left(\frac{\Delta \eta}{\eta}\right)_{I_F} + \left(\frac{\Delta \eta}{\eta}\right)_{I_F} \left(\frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P}\right)_t + \left(\frac{\Delta \beta}{\beta}\right)_{I_P}$$

en partant de l'équation (4).

Le premier terme $\Delta \eta / \eta$ représente l'élément principal de variation du CTR, ΔCTR , à cause des modifications relatives de rendement de l'émetteur, $\Delta \eta$ est en général négatif dans le temps. Ce changement influence dans de très fortes proportions le courant d'entrée, I_F , il sera étudié plus en détail par la suite. Le second terme $(\Delta \eta / \eta)_{I_F} \cdot (\partial \ln \beta / \partial \ln I_P)_t$ représente l'effet secondaire du décalage, positif ou négatif, du point de fonctionnement de l'amplificateur dû au changement de rendement de l'émetteur. Le troisième terme $(\Delta \beta / \beta)_{I_P}$ représente la variation positive ou négative du gain du transistor de sortie, il a en général une influence négligeable. Dans l'exemple K et R sont supposés constants.

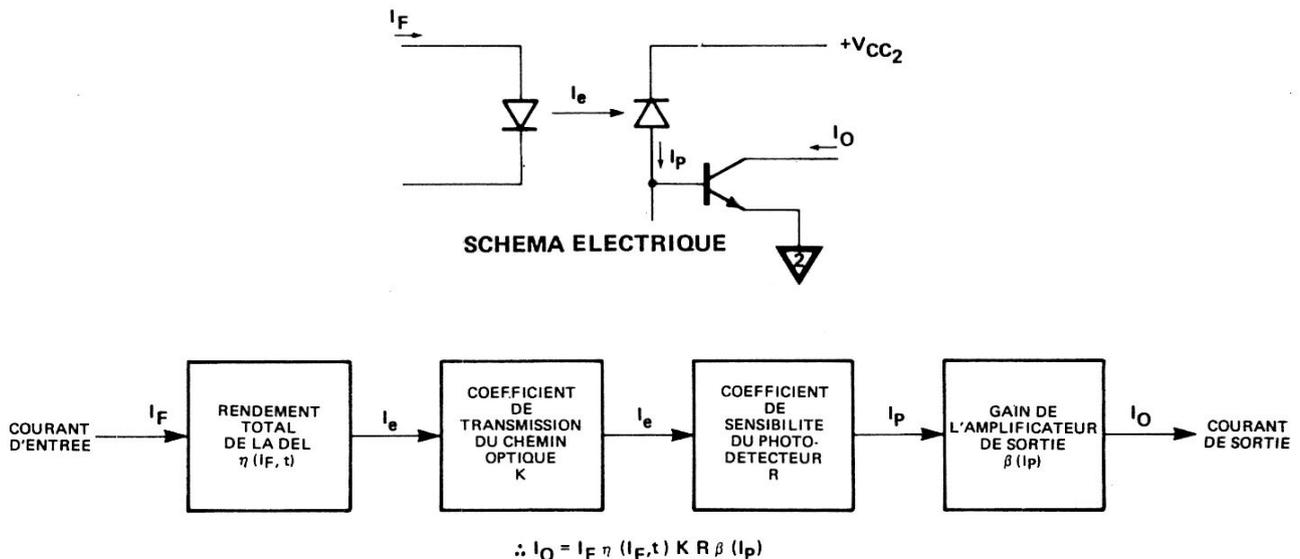


FIGURE 1 – Disposition des différents paramètres influençant le CTR d'un photocoupleur

Etude de la dégradation du CTR sur un exemple concret

La suite de ce chapitre décrit l'étude à laquelle s'est consacré Hewlett-Packard pour caractériser, sur un grand nombre d'échantillons, la dégradation du CTR. Les explications concernent au plus haut point les utilisateurs particulièrement intéressés par la fiabilité et le contrôle de qualité. A partir de données de base, les différentes équations nécessaires au calcul du CTR seront développées pour permettre la prévision de son pourcentage de variation dans le temps.

L'étude suivante est basée sur des essais réalisés sur 640 photocoupleurs 6N135 (figure 1), répartis en vingt lots de DEL 700 nm, au $\text{GaAs}_{0,7}\text{P}_{0,3}$, épitaxiées à différents stades, représentant donc plusieurs valeurs de dopage de type N et de pouvoir émissif. Le 6N135 permet de mesurer facilement la dégradation de l'émetteur par l'intermédiaire du changement en pourcentage du courant de photodiode $\Delta I_p/I_p$, comme du gain β de l'amplificateur de sortie, grâce à l'accès facile aux éléments concernés. Les différents groupes de photocoupleurs ont été soumis à différents échelons de contrainte, I_{FS} , de 0,6 - 7,5 - 25 et 40 mA. Les mesures du CTR ont été ensuite réalisées, en leur appliquant des courants de mesure, I_{FM} , de 0,5 - 1,6 - 7,5 - 25 et 40 mA aux temps $t = 0 - 24 - 168 - 1000 - 2000 - 4000$ et 10000 h.

Les observations les plus significatives ont été les suivantes : le résultat le plus important de l'étude du CTR est que ΔCTR varie en fonction du rapport $I_{FS}/I_{FM} = R$. Pour de fortes valeurs de R, la dégradation est plus importante que pour de faibles valeurs, I_{FS} restant du même ordre de grandeur. Cependant, la connaissance du rapport I_{FS}/I_{FM} , seul, n'est pas suffisante pour fournir une image complète de la dégradation car ΔCTR dépend également de la valeur absolue du courant de contrainte I_{FS} . Les éléments d'information qui suivent permettent de dériver les équations nécessaires à la prévision du CTR en fonction de I_{FS} , de I_{FM} et du temps.

Les courbes de la figure 2 donnent les valeurs moyenne et moyenne + 2σ de la dégradation de l'émetteur en fonction de R pour 1000, 4000 et 10000 heures de fonctionnement à 25°C. La dégradation s'accroît pour les valeurs de R les plus fortes.

Les courbes de la figure 2 peuvent être converties pour donner le pourcentage de dégradation en fonction du temps à différentes valeurs de R. Ces nouvelles courbes, avec distribution moyenne et moyenne + 2σ sont illustrées figure 3 avec $R = 1$ et $R = 50$.

Les courbes obtenues à partir des distributions moyenne et moyenne + 2σ donnent l'expression très utile qui relie au temps la dégradation moyenne de l'efficacité de l'émetteur (le symbole «D» ne concerne que la dégradation du CTR provoquée par celle de l'émetteur, $\Delta\eta/\eta$ donc $\Delta\text{CTR}/\text{CTR}$ concerne la dégradation globale correspondant à l'équation (5)).

(6)

$$D_{\bar{x}} \text{ ou } D_{\bar{x} + 2\sigma} \equiv \frac{-\Delta I_p}{I_p} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)} \text{ pour } I_{FS} = \bar{I}_{FS} \text{ en \%}$$

avec t en milliers d'heures. A_0 et α différents pour la moyenne et la moyenne + 2σ . L'équation (6) représente la dégradation moyenne correspondant à une valeur spécifique de R et t, et un courant de contrainte I_{FS} moyen. La connaissance de I_{FS} et le courant de contrainte I_{FS} actuel peuvent être utilisés pour corriger D et donner la valeur exacte de I_{FS} , ceci sera démontré au cours de la résolution des équations (11) et (13). Les valeurs obtenues montrent que I_{FS} , croissant avec R, peut être représenté par :

(7)

$$\bar{I}_{FS}(R) = 14,13 + 9,06 \log_{10} R \quad , \quad T_A = 25^\circ\text{C}$$

(8)

$$\bar{I}_{FS}(R) = 10,5 + 5,76 \log_{10} R \quad , \quad T_A = 85^\circ\text{C}$$

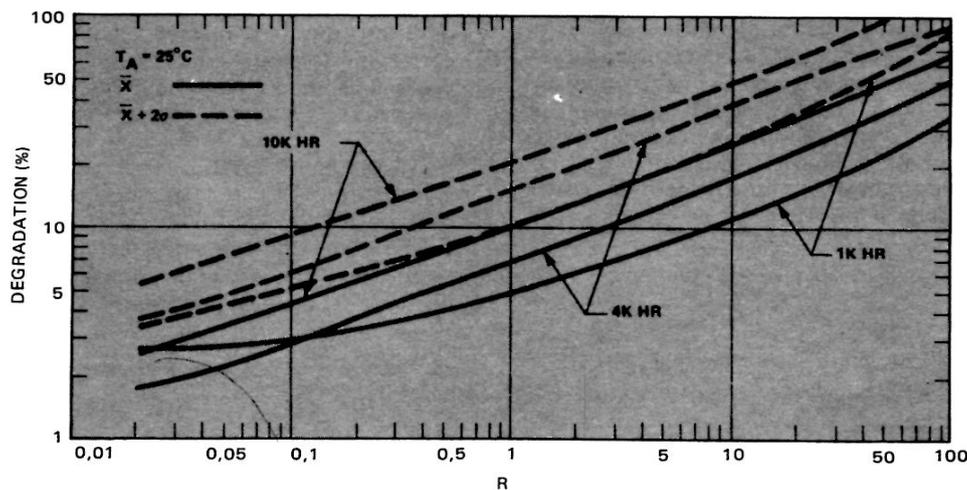


FIGURE 2 — Dégradation de l'émetteur en fonction de R (rapport du courant de contrainte - courant de mesure) après 1000, 4000 et 10000 heures, distribution moyenne et moyenne + 2σ , à $T_A = 25^\circ\text{C}$

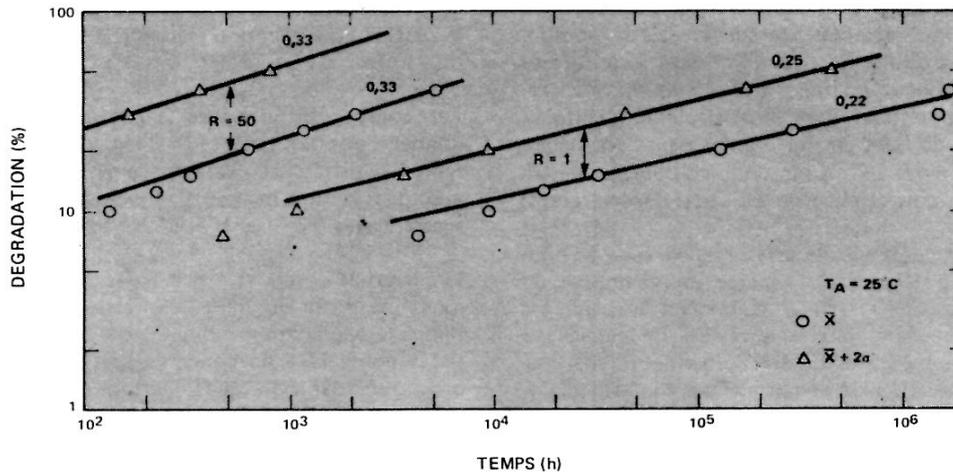


FIGURE 3 – Dégradation en fonction du temps avec $R = 1$ et $R = 50$ pour les distributions moyenne et moyenne $+ 2\sigma$, à $T_A = 25^\circ\text{C}$

Ces équations sont obtenues à partir de la mesure de la dégradation moyenne en fonction de I_{FS} à différentes époques.

L'expression de $n(R)$ a été définie pour satisfaire à la relation :

$$n(R) = 0,0475 \log_{10} R + 0,25 \quad (9)$$

A_0 et α ont été déterminés à partir des valeurs de la dégradation en fonction de R , elles sont indiquées figure 7.

L'équation (6) donne la relation directe entre la dégradation moyenne D et le temps. Comme cela a été déjà dit, la grandeur du courant de contrainte détermine l'importance de la dégradation. Pour permettre d'évaluer les effets de $|I_{FS}|$, des observations empiriques ont été réalisées sur D à différents I_{FS} et à différentes époques pour plusieurs valeurs de R . La dégradation en fonction du courant de contrainte reste linéaire jusqu'à 40 mA. A partir de ces constatations, la variation moyenne, ou pente $S(R, t)$, de D en fonction de I_{FS} dans le temps et pour une valeur quelconque de R , est de la forme :

$$S \equiv \frac{\partial D}{\partial I_{FS}} = \alpha(R) \log_{10} t + \beta(R) \quad \%/mA \quad (10)$$

avec t en milliers d'heures (10^3), les coefficients $\alpha(R)$ et $\beta(R)$ se retrouvent figure 7.

En partant de l'équation (10), la distribution moyenne de la dégradation, $D_{\bar{x}}$, peut être évaluée pour des valeurs quelconques de I_{FS} , de R et du t , à l'aide de la formule suivante :

$$D_{\bar{x}} = \bar{D}_{\bar{x}} + S [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \quad (11)$$

et par substitution dans l'équation (6) :

$$D_{\bar{x}} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)} + S [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \quad (12)$$

avec $D_{\bar{x}}$ = dégradation moyenne au temps t (unité = 10^3 heures), correspondant au courant de contrainte I_{FS} donné par les équations (7) et (8); I_{FS} = courant de contrainte actuel et $R = I_{FS}/I_{FM}$; S = variation de la pente de D en fonction de I_{FS} dans le temps, résultant de l'équation (10); $n(R)$ exposant de t est fourni par l'équation (9), A_0 et α sont à rechercher dans le tableau de la figure 7.

L'équation (12) fournit la distribution moyenne de la dégradation en utilisant une valeur de dégradation D (premier terme) correspondant au rapport I_{FS}/I_{FM} , ou à un courant de contrainte I_{FS} , puis en ajoutant à D un facteur de correction (second terme), découlant de la grandeur du courant de contrainte effectif I_{FS} , limitent la dégradation réelle de D .

La distribution moyenne $+ 2\sigma$ de la dégradation a pour expression $D_{\bar{x} + 2\sigma}$ (le plus mauvais cas), similaire à l'équation (12). La différence est due au fait que l'écart type σ dépend du courant de contrainte I_{FS} , du rapport R et du temps. Cette relation complexe a été déduite analytiquement des données pour fournir l'expression suivante :

$$D_{\bar{x} + 2\sigma} = \bar{D}_{\bar{x} + 2\sigma} + [S + 2P] [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \quad (13)$$

L'équation devenant alors :

$$D_{\bar{x} + 2\sigma} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)} + [S + 2P] [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad (14)$$

équation dans laquelle $D_{\bar{x} + 2\sigma}$ est la dégradation corres-

pendant à la distribution $x + 2\sigma$ correspondant du courant de contrainte I_{FS} des équations (7) et (8). Les valeurs de A_0 et de α sont fournies dans le tableau de la figure 7, colonnes $x + 2\sigma$. S, équation (10), donne la valeur du coefficient de correction à appliquer pour obtenir la valeur réelle de I_{FS} en fonction de I_{FS} . P, équation (15), est le nouveau terme fournissant la valeur du coefficient de correction des variations de σ en fonction de I_{FS} , R et t. Les coefficients (R), S (R) de P sont fournis figure 7.

$$P = \gamma(R) \log_{10} t + \delta(R) \quad \%/mA \quad (15)$$

avec t compté en milliers d'heures.

Les équations (11) et (13) ne sont précises que pour des valeurs de $I_{FS} \leq 40$ mA et de $R \leq 20$. Hors de ces valeurs, le modèle ne fournit pas une prévision de la dégradation aussi bonne. Il est donc nécessaire de vérifier si I_{FS} et R satisfont à ces conditions. Si I_{FS} et R dépassent ces limites, D sera en général supérieur à la dégradation réelle prévue, les fortes valeurs de S et P ne correspondant pas à la réalité. Le second terme des équations de dégradation n'a pas à être précisé, \bar{I}_{FS} est très proche de la valeur réelle de I_{FS} , sinon, il doit être précisé pour obtenir la vraie dégradation de l'émetteur. Si $\bar{I}_{FS} < \bar{I}_{FS}$, la dégradation de D sera supérieure à la dégradation D, correspondant à \bar{I}_{FS} et inversement si $\bar{I}_{FS} > \bar{I}_{FS}$. L'estimation rapide et approximative de la dégradation \bar{D} est possible en se servant de la formule $\bar{D} = A_0 R \alpha t^n (R)$ pour une valeur déterminée de R et pour $\alpha \approx 0,4$ et $n \approx 0,3$. La figure 4 donne les courbes des équations (11) et (13) obtenue pour les valeurs $R = 1$ et $I_{FS} = 1,6 - 6,3$ et 16 mA respectivement à $T_A = 25^\circ C$ et $T_A = 85^\circ C$. Ces courbes facilitent la recherche des valeurs approximatives de D pour les conditions spécifiques dans lesquelles elles ont été tracées. Elles correspondent aux conditions de fonctionnement préconisées pour les trois familles de photocoupleurs HP.

La discussion de la sécurité de fonctionnement et son interprétation à l'aide des équations du modèle sont particulières aux photocoupleurs 6N135 et 6N138 pour lesquels les DEL ont fonctionné en permanence, l'extrapolation des données pour une durée de fonctionnement supérieure étant supposée valable. D'autres types de DEL, ou des méthodes de fabrication différentes peuvent amener à d'autres résultats que ceux déterminés dans le présent chapitre. Ces expressions ne prennent en compte que les effets du premier terme, la dégradation de l'émetteur $\Delta\eta/\eta$, alors que les effets des termes suivants, réagissant sur la dégradation globale du CTR, ne sont étudiés qu'au chapitre suivant. Ces expressions de la dégradation permettent des essais beaucoup plus rapides si de fortes valeurs de R sont utilisées : elles fournissent, en particulier, un moyen rapide de sélectionner en fabrication des lots d'émetteurs et des valeurs de dégradation acceptables ou de prévoir la durée de vie escomptée des photocoupleurs dans des conditions spécifiques.

Il est très important de noter que la durée de vie totale d'un photocoupleur est plus grande que ne le prévoit la plus mauvaise distribution moyenne $+ 2\sigma$. Plus précisément, les plus mauvais cas de dégradation indiqués figure 4a ($25^\circ C$)

et 4b ($85^\circ C$) sont donnés pour un fonctionnement permanent du 6N135. La durée de vie réelle d'un photocoupleur est supérieure à ce qui est indiqué car la plupart des échantillons sont centrés autour de la distribution moyenne de la durée de vie. Ensuite, un photocoupleur fonctionne avec un facteur de forme différente de 100% dans la majorité des cas, 50% par exemple, son espoir de vie sera alors multiplié par deux, enfin, le fait qu'il soit monté sur un dispositif fonctionnant 2000 heures par an (8 heures par jour, 5 jours par semaine et 50 semaines par an) permet d'espérer un accroissement par 4,4 de sa durée de vie en terme d'années de vie utiles.

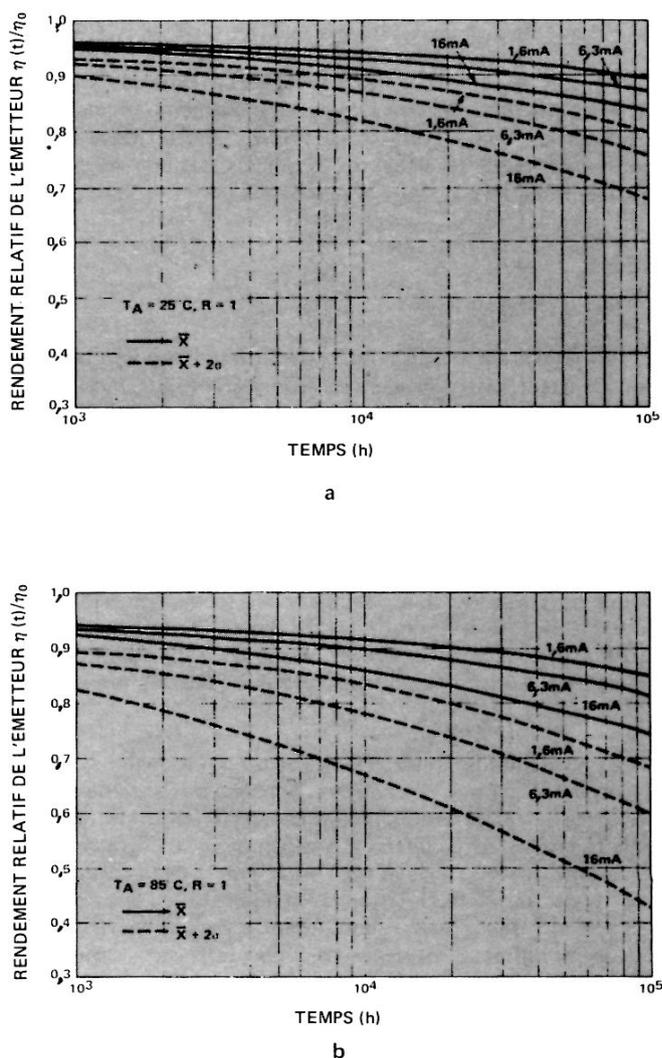


FIGURE 4 – Courbes du rendement relatif de l'émetteur en fonction du temps pour $P = 1$, $I_{FS} = I_{FM} = 1,6 - 6,3$ et 16 mA valeurs de I_F préconisées respectivement pour les 6N138, 6N137 et 6N135.

Distributions moyenne et moyenne $+ 2\sigma$ à $T_A = 25^\circ C$ (a) et $T_A = 85^\circ C$ (b)

Les considérations concernant la durée de fonctionnement sont étroitement liées à la connaissance que peut avoir le concepteur de l'appareillage auquel le photocoupleur sera intégré. La durée de fonctionnement prévisible s'exprime, pour la dégradation maximale possible à un courant I_F particulier, en utilisant les courbes des figures 4a et 4b, et l'expression suivante :

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}} \right] \left[\text{Facteur cyclique des données} \right] \left[\text{Facteur cyclique du système} \right] \quad (16)$$

Un autre facteur non négligeable doit être considéré : c'est le cas le plus défavorable dans lequel le photocoupleur risque d'être employé. Comme le montreront les exemples de montage, la combinaison la plus défavorable des variations de V_{CC1} , V_{CC2} , R_{in} , CTR , R_L , I_{IL} et de la température peut se présenter dans un laps de temps aussi long que 10^5 heures. Toutefois, la possibilité que ces sept paramètres varient tous dans un sens défavorable en même temps, est extrêmement faible. Une étude statistique d'un tel phénomène montrerait qu'il ne correspond pas à une situation représentative.

Termes d'ordre supérieur

Le terme de premier ordre, $\Delta\eta/\eta$, de l'effet de la dégradation de l'émetteur, a une influence prépondérante sur ΔCTR , ce qui a été montré précédemment. Cependant, l'étude des effets des termes d'ordres supérieurs a son utilité.

Dans l'étude du second terme de l'équation (5) $(\Delta\eta/\eta)I_F (\partial\ln\beta/\partial\ln I_P)t$, la dégradation de l'émetteur a déjà été étudiée. Il faut cependant noter que $(\partial\ln\beta/\partial\ln I_P)t$ entraîne le déplacement du point de fonctionnement de l'amplificateur de sortie du photocoupleur. Le terme $(\partial\ln\beta/\partial\ln I_P)$ peut s'écrire sous la forme $(1/2.3\beta) (\partial\beta/\partial\log_{10} I_P)$ plus facile à utiliser avec les courbes typiques du β en fonction de $\log_{10} I_P$ des photocoupleurs 6B135 et 6N138, présentés figure 5a.

Si le photocourant I_P est à la droite du point de β maximal de l'une quelconque des courbes, la baisse de rendement de l'émetteur dans le temps provoque une diminution de I_P , mais la croissance de β tend à compenser cette dégradation. Par contre, si I_P se trouve sur l'autre partie de la courbe et que I_P décroît, la variation de β accentuera l'effet de la dégradation de l'émetteur conduisant à des pertes de CTR plus importantes. L'influence de $\partial\ln\beta/\partial\ln I_P$ sur la dégradation du CTR est illustrée par les exemples suivants.

Considérons le photocoupleur 6N138, de la figure 5c, fonctionnant à $I_F = 1,6$ mA (valeur recommandée) à laquelle correspond un $I_P \approx 1,6$ μ A (la relation I_F et I_P pour les photocoupleurs HP correspond approximativement à un courant de photodiode de 1 μ A, pour un courant d'entrée de 1 mA). Pour $I_P = 1,6$ μ A, la pente de la courbe à $V_{CE} = 5$ V est égale à -15000 et le gain $\beta = 26000$, d'où $\partial\ln\beta/\partial\ln I_P \approx -0,25$. Si par exemple, la dégradation de l'émetteur $\Delta\eta/\eta$ atteint -10% , le terme de second ordre réduira la dégradation totale de façon non négligeable puisque :

$$\frac{\Delta CTR}{CTR} = \left(\frac{\Delta\eta}{\eta} \right) + \left(\frac{\Delta\eta}{\eta} \right) \left(\frac{\partial\ln\beta}{\partial\ln I_P} \right) + \dots = -10\% + 2.5\% = -7,5\%$$

Cette amélioration correspond bien aux prévisions lorsque I_P est à droite du β maximal. Concrètement pour $I_F = 4$ mA ou $I_P \approx 4$ μ A, le terme $\partial\ln\beta/\partial\ln I_P = -0,8$, et si $\Delta\eta/\eta = -10\%$ comme ci-dessus, on obtiendra un $\Delta CTR/CTR = -2\%$ compensant presque en fait la dégradation de l'émetteur.

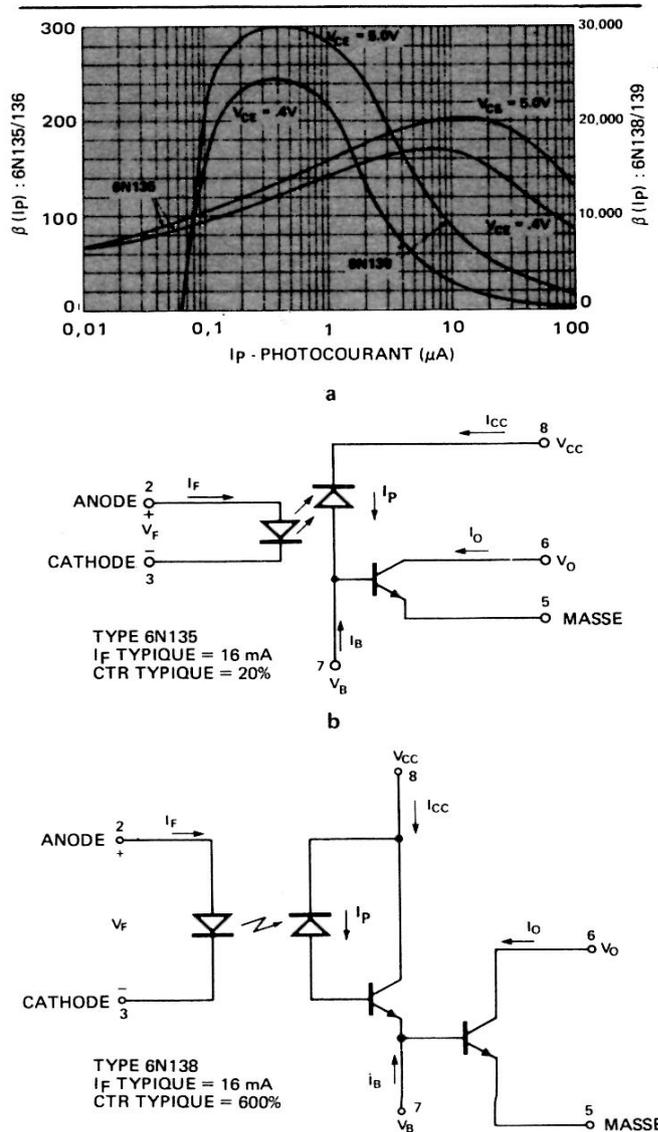


FIGURE 5 — (a) Gain β en courant continu en fonction du photocourant I_P avec photocoupleurs 6N135 et 6N138. Valeurs et courbes typiques de I_F et du CTR des photocoupleurs HP. (b) 6N135. (c) 6N138

La figure 5b illustre un photocoupleur 6N135 fonctionnant à $I_F = 10 \text{ mA}$ ou $I_p \approx 10 \mu\text{A}$, valeurs correspondant au point où β est maximal sur la courbe $V_{CE} = 0,4 \text{ V}$; la pente est égale à zéro et la dégradation totale du CTR est pratiquement égale à celle de l'émetteur.

Le troisième terme de l'équation (5), $(\Delta\beta/\beta)I_p$ peut avoir une influence dans le temps. A I_p constant, β ne variera en plus ou en moins que de quelques % sur 10000 heures. Cette variation est si faible que ce terme peut être négligé.

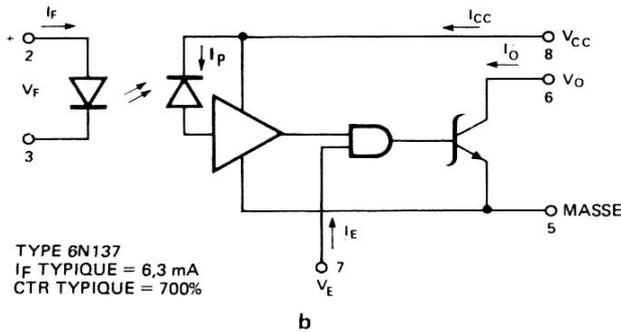
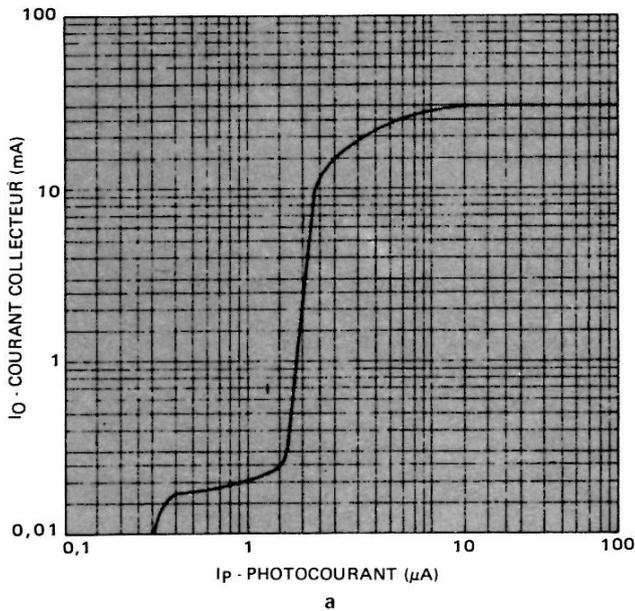


FIGURE 6 – Photocoupleur 6N137. (a) Courant de sortie I_o en fonction du photocourant I_p . (b) Schéma de principe et valeurs typiques de I_F et du CTR

Sûr les photocoupleurs possédant un amplificateur de sortie comme le 6N137, qui se commute brusquement lorsque le seuil d'entrée en courant est atteint, la dégradation de l'émetteur se détermine à partir des équations (11) et (13). Le courant I_F initial peut être déterminé pour maintenir un courant de garde suffisant pour donner à I_p une valeur permettant de déclencher l'amplificateur. Le moyen de déterminer la valeur de I_F initial, pour que les photocoupleurs HF fonctionnent correctement, est indiqué dans les exemples traités.

	25°C		85°C			
	\bar{X}	$\bar{X} + 2\sigma$	\bar{X}		$\bar{X} + 2\sigma$	
			$R < 6$	$6 \leq R$	$R < 8$	$8 \leq R$
A_0	4,95	9,7	6,8	5	15	11
α	0,388	0,428	0,302	0,467	0,284	0,430
	25°C		85°C			
	$R \leq 1$	$R \geq 1$	$R \leq 1$	$R \geq 1$		
	$\alpha (R)$	0,19R0,052	0,19R0,32	0,32R0,08	0,32R0,30	
$\beta (R)$	0,055	0,055R0,68	0,11R0,25	0,11R0,65		
	25°C		85°C			
	$\gamma (R)$	0,063R0,30	0,154R0,26			
$\delta (R)$	0,081R0,38		0,196R0,39			

FIGURE 7 – Tableau des coefficients

Principe de calcul de la dégradation du CTR

1. Spécifier I_{FS} , I_{FM}

2. Déterminer $R = I_{FS}/I_{FM} \leq 20$ }
 $I_{FS} \leq 40 \text{ mA}$ } pour que les équations (11) et (13) soient valables

3. Calculer une première approximation de la dégradation

$$\bar{D}_{\bar{x}} = A_0 R^{\alpha} t^n \quad (\%) \quad \text{avec } \alpha \approx 0,4, A_0 \text{ (Figure 7)}$$

ou
 $\bar{x} + 2\sigma$

$n \approx 0,3, t \text{ en } 10^3 \text{ heures}$
(D correspond à I_{FS})

4. Calculer $\bar{I}_{FS} = \begin{cases} 14,13 + 9,06 \log_{10} R \text{ à } 25^\circ\text{C} & \text{Equation (7)} \\ 10,5 + 5,76 \log_{10} R \text{ à } 85^\circ\text{C} & \text{Equation (8)} \end{cases}$

Si $\bar{I}_{FS} \approx I_{FS}$, passer l'étape 6 et ne pas calculer les seconds termes des équations (11) et (13) qui s'annulent pratiquement

5. Calculer $n(R) = 0,0475 \log_{10} R + 0,25$

6. Calculer $S = \alpha(R) \log_{10} t + \beta(R)$ $\alpha(R), \beta(R)$ } Figure 7
 $P = \gamma(R) \log_{10} t + \delta(R)$ $\gamma(R), \delta(R)$ } t en 10^3 heures

7. Calculer la dégradation moyenne et moyenne + 2σ

$$D_{\bar{x}} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)} + S [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \quad \text{Equation (11)}$$

$$D_{\bar{x} + 2\sigma} = A_0 R^{\alpha} t^{n(R)} + [S + 2P] [I_{FS} - \bar{I}_{FS}] \quad \% \quad \text{Equation (13)}$$

(A_0, α relevés sur le tableau de la figure 7, t en 10^3 heures)

8. Déterminer la pente pour pouvoir calculer les effets du second terme

$$\frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P} = \frac{1}{2,3\beta} \frac{\partial \beta}{\partial \log_{10} I_P} \quad \text{Figure 5a : Courbes typiques des photocoupleurs HP, pour lesquels on admet que } I_F = 1 \text{ mA} \Rightarrow I_P \approx 1 \mu\text{A}$$

9a. Dégradation totale du CTR pour une distribution moyenne

$$\frac{\Delta \text{CTR}}{\text{CTR}} = D_{\bar{x}} + D_{\bar{x}} \frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P}$$

9b. Dégradation totale du CTR pour une distribution moyenne + 2σ

$$\frac{\Delta \text{CTR}}{\text{CTR}} = D_{\bar{x} + 2\sigma} + D_{\bar{x} + 2\sigma} \frac{\partial \ln \beta}{\partial \ln I_P}$$

Applications pratiques

Les photocoupleurs sont d'un emploi courant comme interface en logique numérique. Les explications suivantes fournissent le moyen de conserver les performances initiales à long terme et de tenir compte des impératifs pratiques du système qui accompagne le photocoupleur. Les éléments importants dont il faut tenir compte sont les suivants : le débit des données, le type de circuits logiques utilisés, les variations de la tension d'alimentation, la tolérance sur les composants, la température de fonctionnement et enfin l'espérance de vie du système.

Le débit des données doit être considéré comme le critère principal de choix du photocoupleur. La figure 9 indique les caractéristiques en vitesse de quatre modèles de photocoupleurs pour des courants de DEL, I_F , déterminés. Ce tableau et la connaissance du débit du système permettent de choisir le meilleur photocoupleur.

Un exemple d'interface par photocoupleur, entre deux portes logiques est illustré figure 8. Un niveau logique bas se produit lorsque le courant de saturation en sortie I_O est supérieur à la combinaison du courant de source à travers la résistance de charge et du courant à niveau logique bas, I_{IL} , de la porte intermédiaire. En combinant les spécifications de la figure 9 et le CTR minimal correspondant de la figure 10, il est possible de déterminer à partir de l'équation (20) la valeur de départ de I_F . Le critère impératif doit être que $I_O \geq I_{IL} + I_R$ à la tension V_{IL} spécifié figure 11.

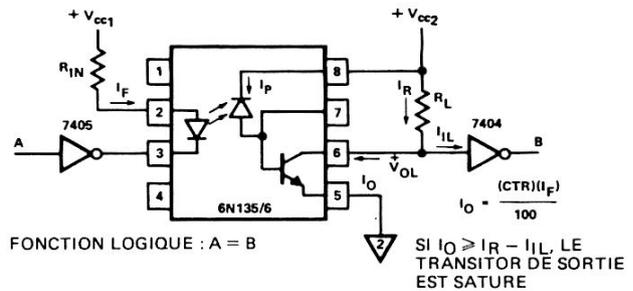


FIGURE 8 — Circuit classique d'interface logique par photocoupleur

$$I_F (\text{MIN}) = \frac{V_{cc1} (\text{MIN}) - V_F (\text{MAX}) - V_{OL}}{R_{in} (\text{MAX})} \quad (18)$$

$$I_F (\text{MAX}) = \frac{V_{cc1} (\text{MAX}) - V_F (\text{MIN}) - V_{OL}}{R_{in} (\text{MIN})} \quad (19)$$

$$I_F = \frac{I_O \times 100}{CTR(\text{MIN})} \quad (20)$$

$$R_{in} = \frac{V_{cc1} - V_F - V_{OL}}{I_F} \quad (21)$$

TYPE DE PHOTOCOUPLEUR	DEBIT DES DONNEES RZ (BITS/S)	COURANT D'ENTREE (I_F)						
		0,5mA	1mA	1,6mA	7,5mA	10mA	12mA	16mA
6N135/6 TRANSISTOR 	MIN							333k
	TYP							2M
6N138/9 DARLINGTON A CIRCUIT DE BASE ACCESSIBLE 	MIN	12k		22k			125k	
	TYP	100k		200k			840k	
4N45/6 DARLINGTON 	MIN					1,8k		
	TYP		640			6,5k		
6N137 PORTE COUPLEE OPTIQUEMENT 	MIN				6,7M			
	TYP				10M			

FIGURE 9 — Spécifications en vitesse de quelques photocoupleurs

TYPE DE PHOTOCOUPLEUR		% CTR à I _F = (mA)						TEMP °C	V _{OL}
		0,5	1	1,6	5	10	16		
TRANSISTOR	6N135						7	25	0,4
	6N136						19		
DARLINGTON A BASE ACCESSIBLE	6N138		300					0-70	0,4
	6N139	400	500					0-70	0,4
DARLINGTON	4N45		250			200		0-70	1,0
	4N46	350	500			200		0-70	1,0
PORTE COUPLEE OPTIQUEMENT	6N137				400			0-70	0,6

FIGURE 10 – CTR minimal des photocoupleurs

L'équation (21) permet de calculer la valeur typique de R_{in} à partir du courant I_F choisi et de la tension de sortie à l'état logique bas, V_{OL}, de la porte de commande. La tension V_{OL} de la porte logique est indiquée figure 11. L'étape suivante consiste à définir la valeur du courant d'entrée, I_F, de la DEL dans le cas le plus défavorable, découlant des tolérances sur la résistance de limitation du courant, R_{in}, et sur la tension d'alimentation, V_{cc1}. Les conditions d'obtention de I_F(MIN) et du CTR(MIN) initial sont alors utilisées pour déterminer la valeur la plus défavorable de I_O(MIN). Inversement, la dégradation maximale du CTR aura lieu lorsque la DEL sera alimentée sous un courant de contrainte égal à I_F(MAX), qui servira ainsi à déterminer le plus mauvais cas de dégradation du photocoupleur, calculé à partir de l'équation (19).

Les variations du CTR à partir de sa valeur initiale (t = 0) jusqu'à sa valeur finale à une certaine époque future se compense par le choix de R_L qui doit être compatible avec I_O(MIN) - mI_{IL} lorsque le système est définitivement dégradé. L'équation (22) permet de calculer ce cas le plus défavorable.

(22)

$$R_L (MIN) \geq \left[\frac{V_{cc2} (MAX) - V_{OL}}{I_F (MIN) \cdot CTR (MIN) \cdot 1 - \left(\frac{D_{\bar{x}} + 2\sigma}{100} \right) - m I_{IL}} \right]$$

$D_{\bar{x}} + 2\sigma$ = le plus mauvais de dégradation du CTR

Le choix de la valeur maximale de R_L est également important du fait que c'est elle qui permet à la tension collecteur, V_{IH}, d'atteindre le niveau logique 1, pour I_{OH} maximum en sortie du photocoupleur, et I_{IH} maximum de la porte intermédiaire.

(23)

$$R_L (MAX) \leq \frac{V_{cc2} (MIN) - V_{IH}}{I_{OH} (MAX) + m I_{IH}}$$

Le compromis consiste à choisir R_L entre R_L(MIN) et R_L(MAX). Comme dans tout système logique à collecteur ouvert, T_{PLH} croît avec R_L. Inversement, lorsque R_L est supérieur à R_L(MIN), on obtient une certaine protection entre I_O(MIN) et I_{IL} + I_R : le sens du compromis dépend ici uniquement du concepteur, seul apte à juger des performances souhaitées.

Les exemples suivants ont été résolus en se basant sur les coefficients relevés figure 7 et la résolution des équations (11) et (13). Ils illustrent la marche à suivre dans l'étude d'un système à photocoupleur en présence d'une dégradation moyenne et moyenne + 2σ du CTR.

TYPES	I _{IL}	V _{IL}	I _{IH}	V _{IH}	I _{OL}	V _{OL}	I _{OH}	V _{OH}
74S	- 2 mA	0,8 V	50 μA	2 V	20 mA	0,5V	- 1000 μA	2,7 V
74H	- 2 mA	0,8 V	50 μA	2 V	20 mA	0,4 V	- 500 μA	2,4 V
74	- 1,6 mA	0,8 V	40 μA	2 V	16 mA	0,4 V	- 400 μA	2,4 V
74LS	- 0,36 mA	0,8 V	20 μA	2 V	8 mA	0,5 V	- 400 μA	2,7 V
74L	- 0,18 mA	0,7 V	10 μA	2 V	3,6 mA	0,4 V	- 200 μA	2,4 V

FIGURE 11 – Paramètres des différents types de circuits logiques TTL

Exemple 1.

Spécifications du système

Vitesse des données	20 k bits NRZ
Circuits logiques	TTL standard
Alimentations 1 et 2	5 V ± 5%
Tolérance sur les composants	± 5%
Température de fonctionnement	0 à + 70°C
Durée de vie désirée	350.10 ³ h (40 ans) pour une utilisation à 50% et un rapport cyclique de 50%

Spécifications de l'interface

Photocoupleur 6N139

CTR(MIN)	= 500% à I _F = 1,6 mA
VOL(MAX)	= 0,4 V à I _F = 1,6 mA
I _{OH} (MAX)	= 250 μA à V _{cc2} = 7 V
V _F (MAX)	= 1,7 V à I _F = 1,6 mA
V _F (MIN)	= 1,4 V à I _F = 1,6 mA
V _F (TYP)	= 1,6 V à I _F = 1,6 mA

Logique TTL standard

I _{IL}	= 1,6 mA	I _{IH}	= 40 μA
V _{IL}	= 0,8 V	V _{IH}	= 2 V
I _{OL}	= 16 mA	I _{OH}	= 400 μA
V _{OL}	= 0,4 V	V _{OH}	= 2,4 V

1. Calcul de R_{in} (TYP)

$$R_{in} = \frac{V_{cc1} - V_F(TYP) - V_{OL}}{I_F(TYP)} \quad (24)$$

$$R_{in} = \frac{5,0 - 1,6 - 0,4}{1,6 \times 10^{-3}} = 1,87k\Omega, \text{ choisir } 1,8 k\Omega \pm 5\%$$

$R_{(MIN)} = 1710\Omega$
 $R_{(MAX)} = 1890\Omega$

2. Calcul de I_F (MIN)

$$I_F(MIN) = \frac{V_{cc1}(MIN) - V_F(MAX) - V_{OL}}{R_{in}(MAX)} \quad (25)$$

$$I_F(MIN) = \frac{4,75 - 1,7 - 0,4}{1890\Omega} = 1,4 \text{ mA}$$

3. Calcul de I_F (MAX)

$$I_F(MAX) = \frac{V_{cc1}(MAX) - V_F(MIN) - V_{OL}}{R_{in}(MIN)} \quad (26)$$

$$I_F(MAX) = \frac{5,25 - 1,4 - 0,4}{1710\Omega} = 2,02 \text{ mA}$$

4. Calcul du temps de fonctionnement effectif de la DEL

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanente)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}} \right] \left[\text{Facteur cyclique des données} \right] \left[\text{Facteur cyclique du système} \right]$$

$$= (40 \text{ ans} \times 8,76 \cdot 10^3 \text{ h/an}) (50\%) (50\%)$$

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = 87,60 \cdot 10^3 \text{ h}$$

5. Déterminer la dégradation moyenne et moyenne + 2σ du CTR à I_F(MAX) pour le temps effectif de fonctionnement, soit en extrapolant à partir de la figure 4, soit par le calcul en suivant la marche suivante

5a. Calculer D_{x̄}

$$D_{\bar{x}} = A_0 t^{0,25} + S (I_{FS} - \bar{I}_{FS}) \quad (27)$$

$$D_{\bar{x}} = 4,95 t(k h)^{0,25} + (0,186 \log t(k h) + 0,055$$

$$[I_F(MAX) - 14,13 \text{ mA}]$$

$$D_{\bar{x}} = 4,95 (87,6)^{0,25} + (0,186 \log 87,6 + 0,055$$

$$(2,02 \text{ mA} - 14,13 \text{ mA})$$

$$D_{\bar{x}} = 10,10\%$$

5b. Calculer D_{x̄} + 2σ

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = A_0 t^{0,25} + (S + 2P) (I_{FS} - \bar{I}_{FS}) \quad (28)$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = 9,7 t(k h)^{0,25} + [2 (0,063 \log t_k h) + 0,081]$$

$$\begin{aligned}
 & + (0,186 \log t(k h) + 0,055)] \\
 & \times [I_F (MAX) - 14,13 \text{ mA}] \\
 D_{\bar{x}} + 2\sigma & = 9,7 (87,6)^{0,25} + [2 (0,063 \log 87,6 + 0,081) \\
 & + (0,186 \log 87,6 + 0,055)] \\
 & \times [2,02 \text{ mA} - 14,13 \text{ mA}]
 \end{aligned}$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = 19,71\%$$

6. Marge de sécurité

Il est souvent avantageux d'ajouter une marge de sécurité aux conditions de fonctionnement établies précédemment, 5% de mieux est une valeur suffisante pour conserver toutes les garanties possibles.

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma + 5\% = 24,71\%$$

7. Choix de $R_L(MIN)$ pour conserver une marge de sécurité dans le plus mauvais cas

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma + 5\% \quad , \quad m = 1$$

(22)

$$R_L(MIN) \geq \frac{V_{cc2}(MAX) - V_{OL}}{I_F(MIN) \cdot CTR(MIN) \cdot 1 - \left(\frac{D_{\bar{x}} + 2\sigma + 5\%}{100}\right) - m|I_{IL}|}$$

$$R_L(MIN) \geq \frac{5,25 - 0,4}{1,4 \times 10^{-3} \cdot 500\% \cdot 1 - \left(\frac{24,71\%}{100}\right) - 1} = 1,6 \text{ mA}$$

$$R_L(MIN) = 1,32k\Omega$$

8. Calcul de $R_L(MAX)$

$$R_L(MAX) \leq \frac{V_{cc2}(MAX) - V_{OL}}{I_{OH}(MAX) + m|I_{IH}|} \quad (29)$$

$$R_L(MAX) \leq \frac{4,75 - 2,4}{250\mu A + 40\mu A} = 8,1k$$

La valeur de R_L est donc comprise entre 1,32 et 8,1 k Ω . Sa valeur intéressante est celle qui correspond à la résistance d'alimentation qui permet à la fois d'avoir les performances de vitesse requise et une marge de sécurité améliorée sur I_O : ceci amène donc à choisir une valeur proche de $R_L(MIN)$ ou de $R_L(MAX)$ suivant qu'il faut favoriser la vitesse ou la marge de sécurité. Dans le présent exemple, la durée de vie a priorité sur la vitesse, relativement faible, exigée du photocoupleur.

La marge de sécurité supplémentaire de 5% sur $D_{\bar{x}} + 2\sigma$ ajoutée précédemment donne en fin de durée de vie un pourcentage réel sur la différence entre $I_{OL}(MAX)$ et $I_O(MIN)$ de :

(30)

$$I_O(MIN) = \frac{CTR(MIN) \cdot I_F(MIN) \cdot 1 - \left(\frac{D_{\bar{x}} + 2\sigma}{100}\right)}{100}$$

(31)

$$I_{OL}(MAX) = \frac{V_{cc2}(MAX) - V_{OL}}{R_L(TYP - 5\%)} + m|I_{IL}|$$

$$\text{Marge de sécurité en \%} = \left[1 - \frac{I_{OL}(MAX)}{I_O(MIN)} \right] \times 100 \quad (32)$$

Dans l'exemple, la marge de sécurité supplémentaire sur I_O provient du choix de R_L plus grand que $R_L(MIN)$ (étapes 9, 10 et 11 suivantes).

9. Calcul de $I_O(MIN)$ en fin de vie

$$I_O(MIN) = \frac{500\% \cdot 1,4 \text{ mA} \cdot \left(1 - \frac{19,17\%}{100}\right)}{100} = 5,65 \text{ mA}$$

10. Calcul de $I_{OL}(MAX)$ dans le cas où $I_R(MAX) + I_{IL}$ est le plus défavorable

(33)

$$I_{OL}(MAX) = \frac{5,25 - 0,4}{3,13k\Omega} + 1,6 \text{ mA} = 3,14 \text{ mA}$$

11. Marge de sécurité en %

$$\% = 1 - \frac{3,14 \text{ mA}}{5,65 \text{ mA}} \times 100 = 44,4\% \quad (34)$$

Ainsi en circuit d'interface donne une marge de sécurité sur I_O de 44,4%, supérieure aux 19,71% nécessaires à la compensation de la dégradation du CTR, après $86,7 \cdot 10^3$ h de fonctionnement sous un courant $I_F(\text{MAX})$ de 2 mA. Cette marge de sécurité résulte du choix de la valeur de $R_L = 3,3 \text{ k}\Omega$, supérieure à la valeur minimale possible pour obtenir la marge de sécurité calculée en 6 (étape).

Exemple 2.

Spécifications du système

Vitesse des données	250 k bits NRZ
Circuits logiques	TTL à LSTTL
Alimentations 1 et 2	5 V \pm 5%
Tolérance sur les composants	\pm 5%
Température de fonctionnement	+ 25°C
Durée de vie désirée	175.10 ³ h (20 ans) coefficient d'utilisation 50%, facteur de forme des données 50%

Spécifications de l'interface

Photocoupleur 6N136

CTR(MIN)	= 19% à $I_F = 16 \text{ mA}$
VOL	= 0,4 V
IOH	= 500 nA à $V_{CC2} = 5 \text{ V}$
VF(TYP)	= 1,6 V à $I_F = 16 \text{ mA}$
VF(MIN)	= 1,5 V à $I_F = 16 \text{ mA}$
VF(MAX)	= 1,7 V à $I_F = 16 \text{ mA}$

Logique LSTTL

I_{IL}	= 0,36 mA	I_{OL}	= 8 mA
V_{IL}	= 0,8 V	V_{OL}	= 0,5 V
I_{IH}	= 40 μA	I_{OH}	= 400 μA
V_{IH}	= 2 V	V_{OH}	= 2,7 V

La vitesse des données demande, après consultation du tableau de la figure 9, que le 6N136 fonctionne sans un courant $I_F(\text{TYP})$ de 16 mA. En procédant à l'analyse du cas le plus défavorable en douze étapes, il est facile de déterminer les valeurs de R_{in} , de R_L et de la marge de sécurité sur I_O en fin de durée de vie.

- $R_{in} = 187\Omega$, choisir $180\Omega \pm 5\%$
 $R_L(\text{MIN}) = 179\Omega$
 $R_L(\text{MAX}) = 189\Omega$
- $I_F(\text{MIN}) = 14,02 \text{ mA}$
- $I_F(\text{MAX}) = 19 \text{ mA}$

4. Durée de vie du système

$$t = 43,8 \text{ k h}$$

5. $D_{\bar{x}}$ et $D_{\bar{x}} + 2\sigma$ pour $I_F(\text{MAX})$ pour 19 mA

par calcul ou en se reportant à la figure 4

$$\left. \begin{array}{l} D_{\bar{x}} = 14,5\% \\ D_{\bar{x}} + 2\sigma = 28,5\% \end{array} \right\} \begin{array}{l} 43,8 \text{ k h} \\ \text{durée de vie effective} \end{array}$$

6. Marge de 5% ajoutée par le concepteur

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma + 5\% = 33,5\%$$

7. Choix de R_L pour avoir une marge $D_{\bar{x}} + 2\sigma + 5\%$

$$R_L(\text{MIN}) = 3,44 \text{ k}\Omega$$

8. $R_L(\text{MAX}) = 50 \text{ k}\Omega$

9. $R_L(\text{TYP}) = 5,1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, $R_L(\text{TYP} - 5\%)$

$$= 4,84 \text{ k}\Omega, R_L(\text{MAX} + 5\%)$$

$$= 5,35 \text{ k}\Omega$$

10. $I_O(\text{MIN})$ en fin de vie

$$I_O(\text{MIN}) = 1,5 \text{ mA}$$

11. $I_{OL}(\text{MAX}) = 1,36 \text{ mA}$

12. Marge de sécurité en % sur $I_O(\text{MIN}) = 9,3\%$

Exemple 3.

Si une utilisation particulière exige une limite à la dégradation maximale tolérable pendant la durée de vie du système, la valeur optimale de $I_F(\text{TYP})$ peut être relevée sur l'une des courbes de la figure 12. Par exemple, si la dégradation maximale acceptable $D_{\bar{x}} + 2\sigma$ ne doit pas dépasser 40% et que la durée de vie en fonctionnement effectif doit être de $400 \cdot 10^3$ heures, la courbe indique que $I_F(\text{TYP})$ doit être égal ou inférieur à 10 mA. $400 \cdot 10^3$ heures de fonctionnement avec un facteur de forme de 100%, comme c'est le cas sur les équipements de commutation téléphonique, représentent 45 ans de fonctionnement.

Lorsque l'on utilise un 6N139 à amplificateur Darlington pour interfacier une porte logique LSTTL avec les spécifications ci-dessus, la résistance d'alimentation du collecteur peut atteindre une valeur aussi basse que 160Ω . En utilisant une résistance R_L de $1 \text{ k}\Omega$, ce photocoupleur possèdera en fin de vie une marge de sécurité supplémentaire de 81,8%. L'analyse du cas le plus défavorable montre bien que le choix judicieux de R_L permet d'atteindre des performances de rapport de transfert en courant dépassant de loin les exigences normales du MTBF de la plupart des équipements commerciaux.

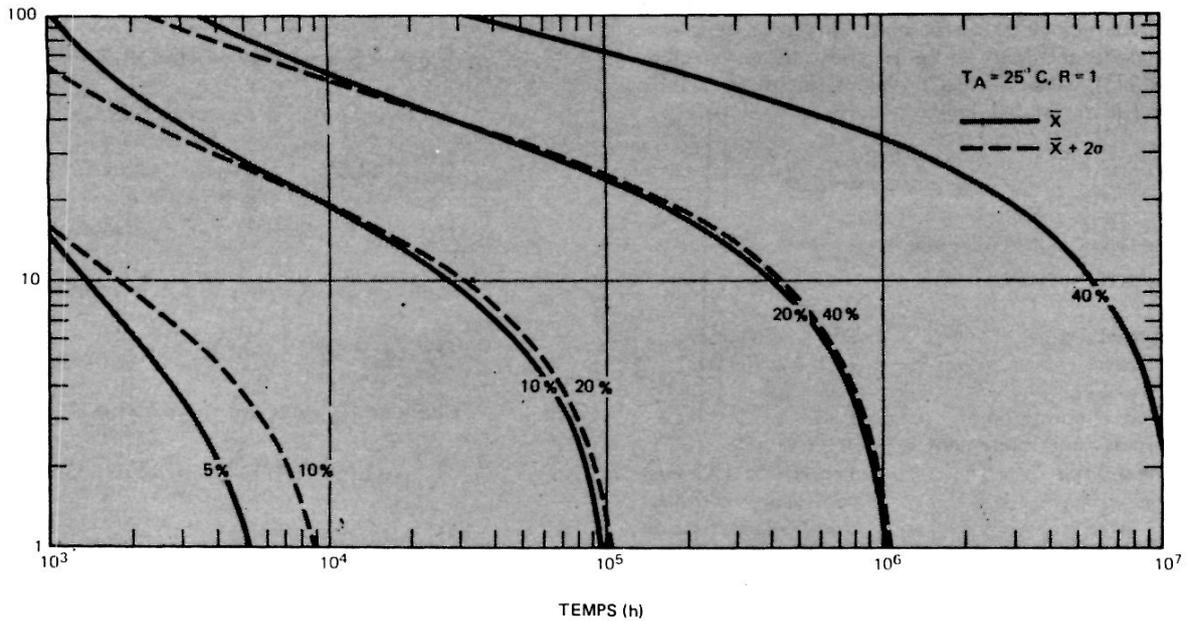


FIGURE 12 — Courant de contrainte (I_F) en fonction du temps et du pourcentage de dégradation

Remarques sur les portes couplées optiquement

Les données dont le débit se trouve dans la gamme des négatifs peuvent être transmises par les photocoupleurs. Les trois familles mentionnées en premier, figure 9, ne sont pas aptes à une telle interface, alors que le 6N137 peut fonctionner jusqu'à 10 MHz. Il diffère des photocoupleurs à transistor ou à Darlington par le fait que la relation de transfert $I_F - I_O$ n'est pas linéaire, comme le montrent les courbes de la figure 13. Cette relation dépend du niveau de seuil minimal du courant de DEL, I_{Fth} , nécessaire pour faire débiter le transistor de sortie à travers la résistance d'alimentation et la porte. Au fur et à mesure que la DEL se dégrade, la valeur de I_{Fth} doit augmenter pour produire le même courant, détecté par la photodiode, nécessaire au déclenchement de la porte de sortie.

Dans les exemples précédents, l'étude du plus mauvais cas et de la marge de sécurité était basée sur celle du courant collecteur de sortie, I_O , alors que pour les portes couplées optiquement, elle concerne le courant initial de I_F qui doit, au bout du temps importé, fournir le courant nécessaire pour atteindre le seuil permettant à la porte de changer d'état.

Le calcul approché du courant I_F , nécessaire au fonctionnement de la DEL dans le cas le plus défavorable de la dégradation, est réalisé en appliquant une marge de sécurité au courant d'entrée minimal garanti, I_{FH} , pour un courant I_{OL} et une tension V_{OL} d'interface spécifiés. L'équation (35) donne la relation qui existe entre I_p et I_F sur le 6N137.

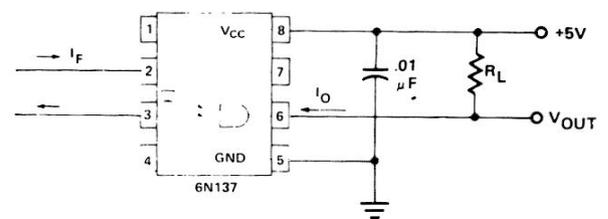
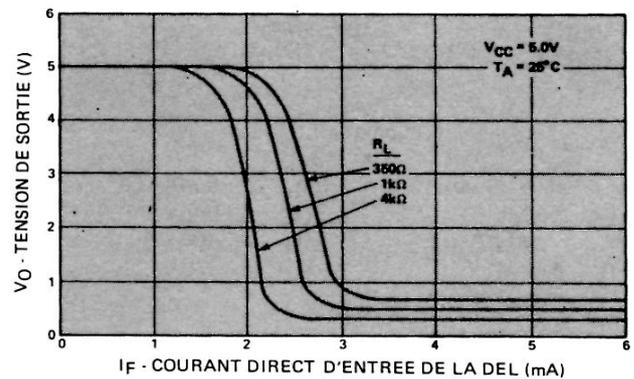


FIGURE 13 — Caractéristiques d'entrée-sortie du 6N137

$$I_P \propto (I_F)^n, \text{ où } 1,1 \leq n \leq 1,3 \quad (35)$$

En admettant que la marge de sécurité appliquée à la valeur initiale de I_F entraîne une marge de sécurité sur I_P , il en résulte l'équation (36) :

$$\left[1 - \frac{D_{\bar{x}} + 2\sigma}{100} \right] = \left[\frac{I_{PH}}{I_P} \right] = \left[\frac{I_{FH}}{I_F} \right]^n \quad (36)$$

d'où

$$I_F = \frac{I_{FH}}{\left[1 - \frac{D_{\bar{x}} + 2\sigma}{100} \right]^n} \quad (37)$$

Les exemples précédents ont montré que le premier terme de l'équation permettant le calcul de $D_{\bar{x}} + 2\sigma$, c'est-à-dire, $A_0 R \alpha t^n (R)$, $(9,7 t (k h))^{0,25}$, prédominait dans la détermination de la valeur de la dégradation la plus favorable. Or, il ne contient pas d'élément dépendant de I_F , ce qui permet d'avoir une approximation de la dégradation de la DEL dans le plus mauvais cas en relation directe avec le temps de fonctionnement souhaité. Cette valeur initiale de $D_{\bar{x}} + 2\sigma$ est utilisée dans l'équation (37) pour calculer la valeur initiale de I_F . A partir de celle-ci l'équation (28) permet un calcul plus précis de la valeur de la dégradation.

L'exemple suivant illustre cette méthode.

Exemple 4.

Spécifications du système

Vitesses des données	6 MHz, NRZ
Circuits logiques	LSTTL à TTL
Alimentations 1 et 2	5 V \pm 5%
Tolérances sur les composants	\pm 5%
Température de fonctionnement	0 à + 70°C
Durée de vie désirée	203.10 ³ h (23 ans) coefficient d'utilisation 50%, facteur de forme des données 50%

1. Calcul du temps de fonctionnement réel de la DEL

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = \left[t_{\text{durée de vie de l'appareillage}} \right] \left[\text{Facteur cyclique des données} \right] \left[\text{Facteur cyclique du système} \right]$$

$$= (23 \text{ ans} \times 8,76 \cdot 10^3 \text{ h/an}) \cdot (50\%) \cdot (50\%)$$

$$t_{\text{durée de vie (fonction. permanent)}} = 50,3 \cdot 10^3 \text{ h}$$

2. Calcul de la dégradation de la DEL dans le cas le plus défavorable

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma \approx 9,7 t (k h)^{0,25}$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma \approx 9,7 (50,3)^{0,25}$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma \approx 26\%$$

3. Calcul en premier approximation de la marge de sécurité I_F , $n = 1,2$

$$I_F = \left[1 - \frac{(\approx D_{\bar{x}} + 2\sigma)}{100} \right]^{1/n} = \frac{5 \text{ mA}}{0,78} = 6,41 \text{ mA}$$

4. Calcul de la résistance R_{in}

$$R_{in} \leq \frac{V_{cc1} (MIN) - V_F (MAX) - V_{OL}}{I_F}$$

$$R_{in} \leq \frac{4,75 - 1,7 - 0,4}{0,00641}$$

$$R_{in} \leq 413 \Omega \text{ choisir } R_{in} = 390 \Omega \pm 5\%$$

$R_{in} (MAX)$

$$R_{in} (MAX) = 409 \Omega$$

$$R_{in} (MIN) = 370 \Omega$$

5. Calcul de $I_F (MAX)$

$$I_F (MAX) = \frac{V_{cc1} (MAX) - V_F (MIN) - V_{OL}}{R_{in} (MIN)}$$

$$I_F = \frac{5,25 - 1,4 - 0,4}{370}$$

$$I_F = 9,32 \text{ mA}$$

6. Calcul de $D_{\bar{x}} + 2\sigma$ pour $I_F (MAX)$ (cas le plus défavorable)

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = 25,8\% + 0,747 (9,32 \text{ mA} - 14,13 \text{ mA})$$

$$D_{\bar{x}} + 2\sigma = 22,2\%$$

7. Calcul du nouveau I_F minimal en fin de vie, à partir du résultat trouvé en 6

$$I_{F(EOL)} = \frac{I_{FH}}{\left[1 - \frac{22,2}{100}\right]^{1/1,2}} = \frac{5}{0,81} = 6,16 \text{ mA}$$

8. Calcul de I_F (MIN)

$$I_F (\text{MIN}) = \frac{V_{cc1} (\text{MIN}) - V_F (\text{MAX}) - V_{OL}}{R_{in} (\text{MAX})}$$

$$I_F (\text{MIN}) = \frac{4,75 - 1,7 - 0,4}{409}$$

$$I_F (\text{MIN}) = 6,47 \text{ mA}$$

9. R_L (MIN) , $m = 1$

$$R_L (\text{MIN}) = \frac{V_{cc2} (\text{MAX}) - V_{OL}}{I_{OL} (\text{MIN}) - mI_{IL}}$$

$$= \frac{5,25 - 0,6}{0,016 - 0,0016}$$

$$R_L (\text{MIN}) = 332 \Omega$$

10. R_L (MAX) , $m = 1$

$$R_L (\text{MAX}) = \frac{V_{cc2} (\text{MAX}) - V_{OH}}{I_{OH} (\text{MAX}) + mI_{IH}}$$

$$R_L (\text{MAX}) = \frac{4,75 - 2,4}{250 \mu\text{A} + 40 \mu\text{A}}$$

$$R_L (\text{MAX}) = 8,1 \text{ k}\Omega$$

11. Marge de sécurité minimale sur la dégradation de l'émetteur en %

$$\%(\text{MIN}) = \left[1 - \frac{I_F (\text{EOL})}{I_F (\text{MIN})}\right] 100 \quad (38)$$

$$4,8\% = \left[1 - \frac{6,16 \text{ mA}}{6,47 \text{ mA}}\right] 100$$

où I_F (EOL) représente le seuil de commutation en fin de vie

12. Marge de sécurité maximale sur la dégradation de l'émetteur en %

$$\%(\text{MAX}) = \left[1 - \frac{I_F (\text{EOL})}{I_F (\text{MAX})}\right] 100 \quad (39)$$

$$34\% = \left[1 - \frac{6,16 \text{ mA}}{9,32 \text{ mA}}\right] 100$$

En conclusion de cette analyse, tant que $I_F(\text{MAX})$ est inférieur à $I_{FS} = 14,13 \text{ mA}$, la dégradation du CTR dans le cas le plus défavorable peut être calculée à partir du seul terme $A_0 R^{\alpha} t^n(R)$ dont dépend $D_{\bar{x}} + 2\sigma$. Dans l'exemple ci-dessus, ce terme a permis d'évaluer la dégradation à 26%; en affinant le calcul (équation (28)), elle atteint 22%. La marge de sécurité en fin de durée de vie peut se calculer par les équations (38) et (39). L'équation (38) donne une marge de sécurité minimale de 5,7% et l'équation (39) une marge de sécurité maximale de 35%.



Interfaces microprocesseur afficheurs 18 segments

INTRODUCTION

L'utilisation pratiquement systématique des microprocesseurs, dans les équipements modernes, a amené un développement parallèle des afficheurs alphanumériques. Les afficheurs à 18 segments des séries HDSP-6508 et 6300 ont été conçus pour fournir une alternative plus économique et plus simple d'emploi aux afficheurs à matrice de point 5 x 7. Les 18 segments permettent de reconstituer le jeu des 64 principaux caractères ASCII (chiffres, ponctuation, majuscules), le point et les deux points centrés, ainsi que de nombreux symboles spéciaux. La hauteur des caractères est de 3,81 mm sur les HDSP-6504 et 6508 et de 3,56 mm sur les HDSP-6300. L'entraxe des caractères est de 6,35 mm sur les HDSP-6508 et de 5,08 mm sur les HDSP-6300. Montés en boîtiers DIL, les HDSP-6508 et 6300 comportent huit caractères, les HDSP-6504 quatre. Plusieurs systèmes d'interface ont été conçus pour simplifier leur mise en oeuvre. Les circuits comportent un décodeur-pilote ASCII 18 segments et un étage de puissance à Darlington NPN alimentés sous 5 V assurant l'interface directe avec les logiques numériques. La présente note d'applications décrit les différentes techniques d'interface entre un afficheur 18 segments et un système à microprocesseur. Suivant la constitution générale de l'ensemble, le temps que le microprocesseur peut consacrer aux circuits d'affichage et le type d'informations à visualiser, le concepteur pourra choisir l'une des différentes solutions préconisées.

TECHNIQUES D'INTERFACE

Les quatre techniques d'interface suivantes sont développées dans cette note :

- 1a. L'interface par un **CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT** entre le système à microprocesseur et l'afficheur à DEL multiplexées. Le contrôleur interrompt périodiquement le microprocesseur qui, après chaque interruption, fournit de nouvelles données d'affichage pour le cycle de rafraîchissement suivant.
- 1b. L'interface par un **CONTROLEUR A DONNEES DECODEES** qui provoque le rafraîchissement de

* RAM : Random Access Memory : Mémoire Vive

l'afficheur à DEL indépendamment du microprocesseur, une RAM* locale stockant les données d'affichage décodées. Celles-ci lues en permanence sur la RAM sont utilisées au rafraîchissement de l'afficheur : à chaque changement du message affiché le microprocesseur décode chaque caractère du logiciel et écrit les données décodées sur la RAM locale.

- 1c. L'interface par un **CONTROLEUR A DONNEES CODEES** qui rafraîchit lui-aussi l'afficheur à DEL multiplexées, indépendamment du microprocesseur. La RAM locale stocke les données ASCII lues en permanence dans la RAM, décodées et utilisées au rafraîchissement de l'afficheur. Le message affiché est modifié par l'écriture de nouveaux caractères ASCII sur la RAM locale.
- 1d. L'interface par **CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE** utilise un microprocesseur spécialisé pour commander l'afficheur. Il sert au stockage et au décodage des données ASCII ainsi qu'au rafraîchissement de l'afficheur et fonctionne de façon indépendante du microprocesseur principal. Le logiciel du microprocesseur spécialisé a des caractéristiques de puissance que ne possèdent pas les autres types d'interface. Le microprocesseur principal met à jour l'affichage à DEL en transmettant de nouveaux caractères ASCII au microprocesseur du contrôleur d'affichage.

COMPARAISONS ENTRE CES DIFFERENTES INTERFACES

Le choix d'un type d'interface particulier est très important car il détermine totalement l'articulation du système autour du microprocesseur. Chaque interface nécessite une ou plusieurs adresses mémoire ou E-S. Celles-ci sont générées par décodage du bus d'adresse du microprocesseur. Le décodeur d'affichage est situé soit dans le programme du microprocesseur soit dans le circuit d'interface de l'afficheur. Placé dans le programme, il permet d'obtenir des caractères de graphisme quelconque à partir du programme, spécialement s'il s'agit de reproduire des caractères propres à certaines langues ou des symboles particuliers. Le type d'interface choisi peut limiter, gêner ou se superposer à

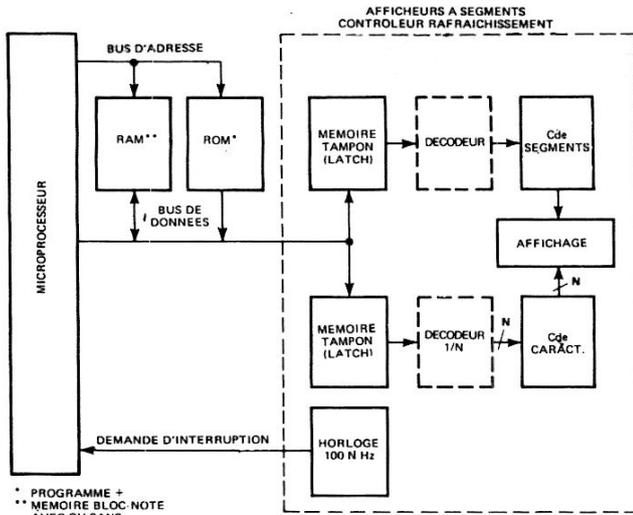


FIGURE 1a – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A RAFFRAICHISSEMENT

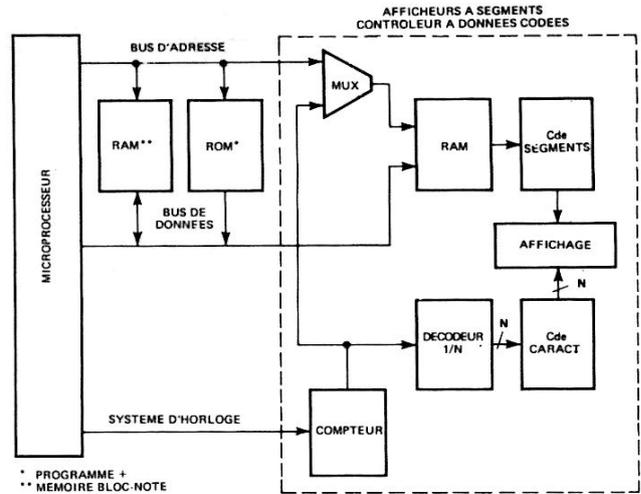


FIGURE 1b – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A DONNEES DECODEES

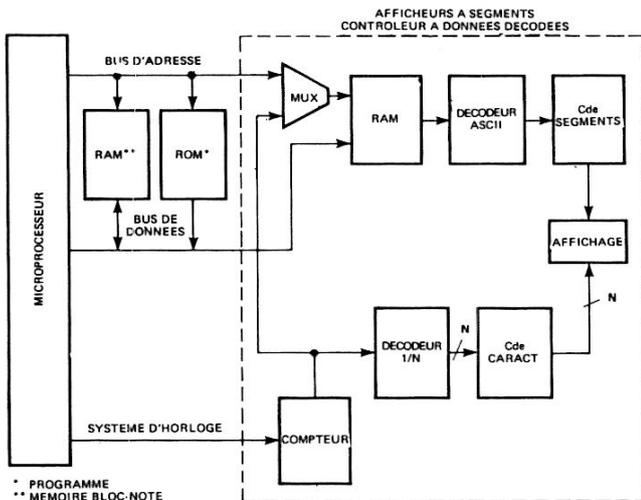


FIGURE 1c – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A DONNEES CODEES

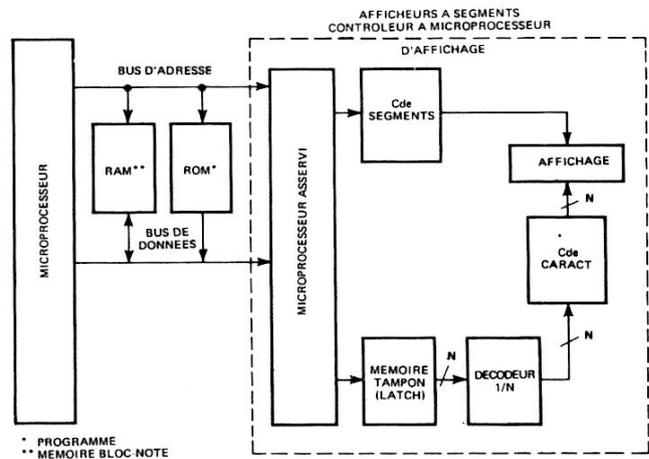


FIGURE 1d – Interfaces d'affichage du CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D'AFFICHAGE

certaines moyens de programmation utilisés dans le reste du microprocesseur. L'usage d'une interruption, par exemple, peut limiter certaines possibilités de programmation utilisables dans les parties du programme du microprocesseur qui peuvent être interrompues.

LE CONTROLEUR A RAFFRAICHISSEMENT demande une action réciproque permanente entre le microprocesseur et lui. Le microprocesseur échantillonne effectivement l'afficheur à DEL, l'interface de ce dernier se trouve simplifiée. En principe, ce type de montage est le plus économique pour une longueur d'affichage donnée. Le décodeur d'affichage peut soit se trouver à l'intérieur du programme, soit être constitué par des circuits de l'interface. L'échantillonnage de l'affichage est réalisé par le circuit d'interruption du microprocesseur. Le temps

d'occupation de ce dernier est directement proportionnel au nombre de caractères.

LES CONTROLEURS A DONNEES DECODEES ET A DONNEES CODEES ne nécessitent l'intervention du microprocesseur que lorsque les messages affichés sont modifiés. Les deux systèmes utilisent une RAM locale continuellement analysée par l'électronique de l'interface d'affichage. Dans le premier système de contrôle, le décodeur d'affichage est placé dans le logiciel du microprocesseur, la RAM locale mémorisant les données d'affichage décodées. Dans le second système, le décodeur d'affichage est intégré aux circuits d'interface de l'afficheur, la RAM locale stockant les données ASCII. Ces dernières étant plus concises que les données d'affichage décodées, la capacité de la RAM locale peut être moindre.

Les deux techniques permettent au microprocesseur de modifier individuellement un caractère affiché, par une écriture mémoire ou E-S à une adresse bien précise. Ces deux systèmes sont très rapides.

LE CONTROLEUR A MICROPROCESSEUR D’AFFICHAGE, comme les deux contrôleurs ci-dessus, ne nécessite l’intervention du microprocesseur que lors de la modification du message d’affichage. Le microprocesseur consacré aux fonctions d’affichage fournit de nombreuses fonctions complémentaires : modes d’entrée multiples, curseur clignotant, édition de texte, fonction sorties de données. Le logiciel réduit l’interaction du microprocesseur tout en fournissant des modes d’entrée plus élaborés, en comparaison de ceux procurés par le mode d’entrée par RAM des contrôleurs à données codées et décodées. Le décodeur d’affichage se trouve soit intégré au microprocesseur d’affichage soit constitué par une PROM séparée. Accompagnée de circuits additionnels, cette dernière permet de disposer d’une police de caractères particulière à l’utilisateur. La cadence d’entrée des données dans ce contrôleur est plus faible qu’avec les contrôleurs à données codées ou décodées.

FONCTIONNEMENT D’UN MICROPROCESSEUR

Avant de pouvoir utiliser efficacement les différents systèmes de contrôleur décrits dans les paragraphes suivants, il est nécessaire de se remettre en mémoire les principes fondamentaux du microprocesseur. Un système à microprocesseur est en général constitué d’un microprocesseur, d’une ROM, d’une RAM et d’une interface E-S, suivant le schéma de principe de la figure 2. La ROM fournit le programme de la fonction que doit réaliser le microprocesseur, la RAM servant de mémoire temporaire à ce dernier. L’interface E-S comporte un circuit utilisé pour l’entrée ou la sortie du système.

L’interface microprocesseur-système est composée d’un bus d’adresse, d’un bus de données et d’un bus de commande. Le bus d’adresse représenté par les sorties (A₀, A₁, . . . A_n)

du microprocesseur transmet en bloc un nombre binaire bien précis, ou adresse, qui désigne spécifiquement un mot de la ROM, de la RAM ou de l’interface E-S. Le bus de données sert d’entrée au microprocesseur pendant la lecture d’une mémoire ou d’une entrée, et de sortie pendant une écriture mémoire ou sortie. Le bus de commande fournit au microprocesseur les signaux et la synchronisation du système nécessaire à la distinction entre une lecture et une écriture mémoire et dans certains cas, entre une lecture et une écriture E-S. Ces lignes de commande ainsi que le diagramme des temps dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Les bus d’adresse, de données et de commande fournissent l’ensemble des instructions et des données nécessaires au microprocesseur. Le programme d’exécution, comportant une série de lectures mémoire (recherche de l’instruction), est parfois suivi d’une lecture ou d’une écriture mémoire (exécution de l’instruction). Pour réaliser une lecture mémoire, le microprocesseur émet, sur le bus d’adresse, l’adresse mémorisée du mot à lire. Cette adresse localise un mot bien précis dans le système de mémoire, auquel le microprocesseur donne l’ordre de lecture mémoire en émettant sur le bus de commande le signal voulu. L’adresse choisit l’élément voulu sur la RAM ou la ROM du système, le mot sélectionné est alors transmis sur le bus de données, à l’émission du signal « lecture ». Entre temps, les éléments de mémoire non sélectionnés bloquent leur ligne de sortie pour que seul l’élément de mémoire choisi soit effectif sur le bus de données. Avec un certain retard, le microprocesseur lira le mot transmis par le bus de données. Pour provoquer une écriture mémoire, le microprocesseur émet l’adresse mémoire du mot à écrire sur le bus de d’adresse.

Après le retard nécessaire, le microprocesseur émet sur le bus de commande le signal donnant au système de mémoire, l’instruction d’écriture mémoire. Il émet en outre le mot de mémoire désiré sur le bus de données. L’adresse sélectionne un élément de la mémoire RAM à l’intérieur du système. Le signal d’écriture provoque la lecture par l’élément de mémoire du mot du bus de données et son stockage à l’endroit déterminé. Une fois le cycle d’écriture terminé, le

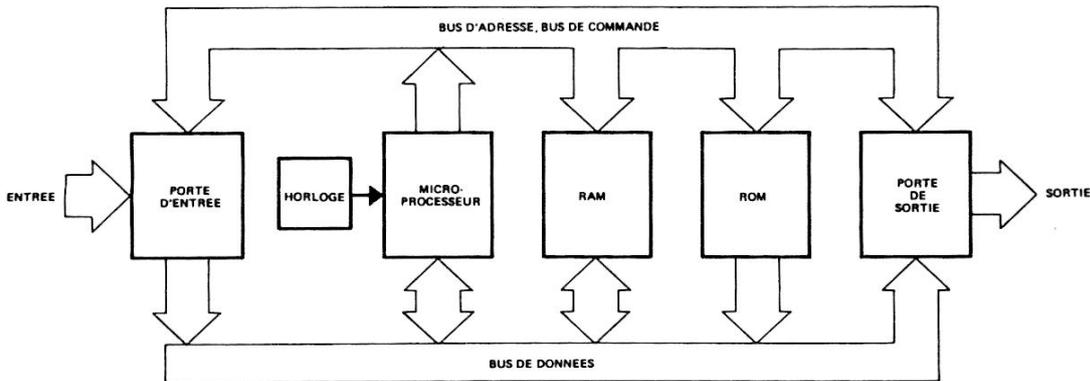


FIGURE 2 – Bloc-diagramme d’un système typique à microprocesseur

* PROM : Programmable Read Only Memory : Mémoire Morte

nouveau mot remplace le précédent dans la RAM. Pendant l'écriture mémoire, les sorties des éléments de mémoire non sélectionnés demeurent bloquées pour que seul le microprocesseur soit actif sur le bus de données. Les lignes de commande, le diagramme des temps des bus d'adresse, de données et de commande dépendent du type de microprocesseur utilisé.

Certains microprocesseurs, comme le Motorola 6800, traitent l'entrée-sortie selon le même processus que la mémoire. Elles occupent toutes les deux un même intervalle d'adresse et leur accès s'obtient avec les mêmes instructions. Le décodage par le matériel détermine si l'écriture ou la lecture se fait au niveau d'un élément de la mémoire ou de l'entrée-sortie. D'autres microprocesseurs, comme les 8080A ou 8085 d'Intel ou le Z-80 de Zilog, ont des intervalles d'adresse différents pour la mémoire et l'entrée-sortie, ils utilisent des instructions propres à l'accès de l'une ou de l'autre, en fournissant au bus de commande des signaux les distinguant l'un de l'autre. L'un des avantages de ce dernier système est de pouvoir rétrécir l'intervalle pour simplifier le décodage.

Cependant, les instructions E-S disponibles sont en général moins puissantes que les instructions d'une mémoire de référence. Il est pourtant toujours possible de localiser des ensembles E-S dans l'espace réservé à l'adresse mémoire par un décodage approprié des bus d'adresse et de commande, ce qui permet d'accéder à ces ensembles E-S au moyen d'instructions issues de la mémoire de référence.

Les microprocesseurs de la famille 6800 ont un bus d'adresse de 16 lignes, un bus de données de 8 lignes et un bus de commande qui transmet entre autres les signaux VMA (Valid Memory Address : Adresse Mémoire Valide), R/W (Read/Write : Lecture/Ecriture), DBE (Data Bus Enable : Validation Bus de Données) ainsi que les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2 . R/W détermine soit la lecture soit l'écriture mémoire alors que VMA conjointement avec R/W détermine l'adresse de la mémoire valide. DBE commute le bus de données interne du 6800 sur le bus de données extérieur. Dans certains cas, DBE peut être relié à ϕ_2 . L'allongement du temps de maintien des données, T_H , s'obtient en retardant ϕ_2 à l'entrée du 6800 ou en prolongeant DBE au-delà du front descendant de ϕ_2 . Le diagramme des temps du bus d'adresse, du bus de données, de VMA et de R/W pour une écriture en mémoire est illustré figure 3.

Sur le 8080, le bus d'adresse comporte 16 lignes, le bus de données 8 lignes et le bus de commande un certain nombre de lignes incluant DBIN (Data Bus In : Entrée Bus de Données), WR (Write : Ecriture), SYNC (Synchronisation), READY (Prêt) et les signaux d'horloge ϕ_1 et ϕ_2 . DBIN et WR précisent s'il s'agit d'une opération d'écriture ou de lecture. Le 8080A distingue une mémoire d'une E-S par l'envoi d'un mot d'état avant chaque cycle machine. Lorsque SYNC est à l'état haut, le mot d'état est stocké au moment du front positif de ϕ_1 sur une mémoire octale à verrouillage. Les sorties de cette dernière peuvent alors être décodées pour préciser si le cycle machine est une écriture mémoire, une lecture de mémoire, une écriture E-S ou une lecture E-S. Les contrôleurs de système Intel 8228 ou 8238 fournissent cette mémoire dont ils codent en outre les sorties avec DBIN et WR pour générer les quatre signaux de cadencement MEM R (Memory Read : Lecture Mémoire), MEM W (Memory Write : Ecriture Mémoire), I/O R (Lecture E-S), I/O W (Ecriture E-S). Ils n'ont cependant pas de sorties des mémoires d'état. Le diagramme des temps du bus d'adresse, du bus de données, de WR et de SYNC correspondant à l'écriture mémoire et à l'écriture E-S est illustré figure 4. L'entrée supplémentaire READY (Prêt) du

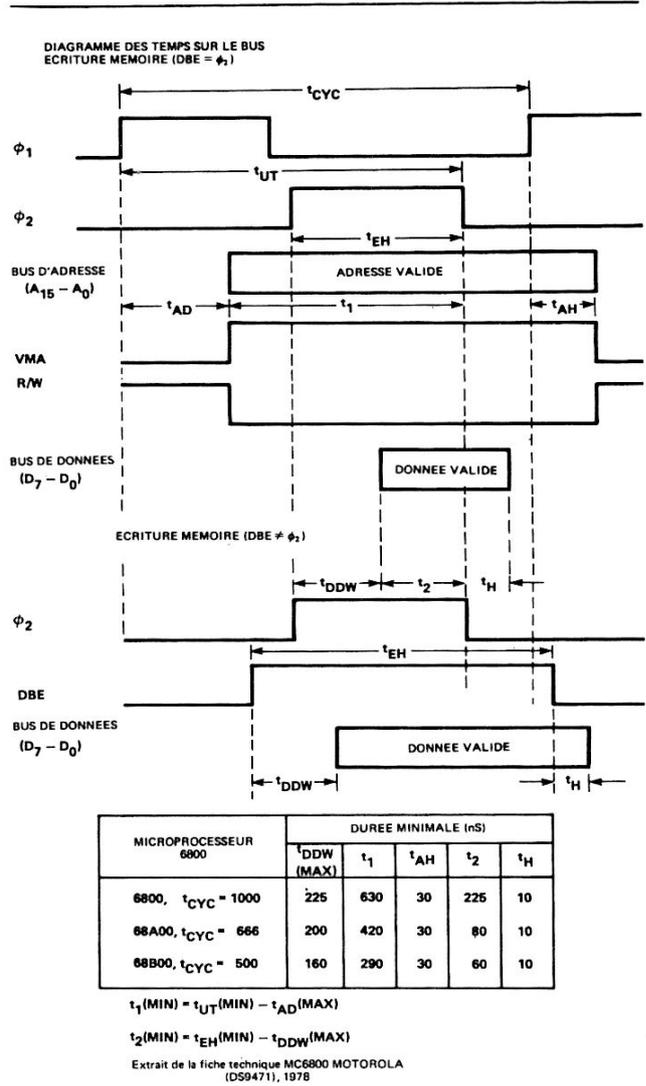


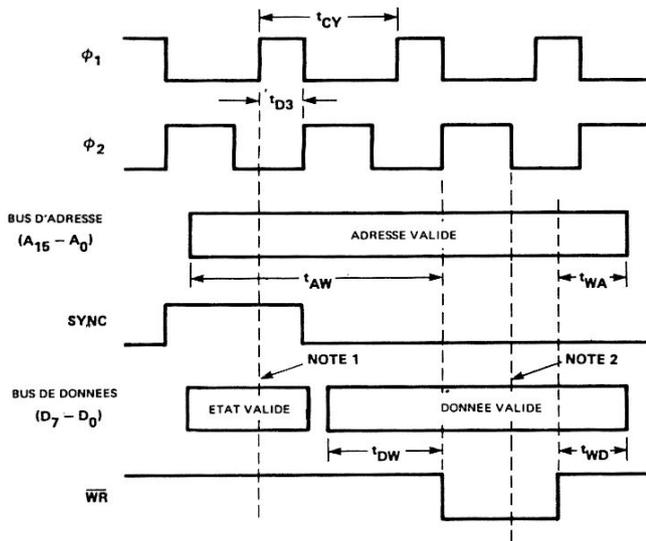
FIGURE 3 — Chronogramme des temps d'écriture mémoire pour les microprocesseurs de la famille 6800

8080A donne la possibilité d'augmenter la durée de validité des bus d'adresse et de données d'un nombre entier de cycles d'horloge.

CONTROLEURS DE RAFRAICHISSEMENT

La figure 5 montre la constitution d'un contrôleur de rafraîchissement pour afficheur alphanumérique de 16 caractères à 18 segments. Le circuit fonctionne par interruption du microprocesseur à la cadence des 1600 Hz. Le microprocesseur réagit à chaque interruption en envoyant un nouveau caractère ASCII au décodeur-amplificateur, ASCII-18 segments, AC5947 (Texas Instruments) et un nouveau mot de caractère au 74LS174. La figure 6 illustre le modèle de caractère fourni par le AC5947. Les sorties du 74LS174 sont décodées pour que le mot de caractère 00₁₆ fasse apparaître le caractère de l'extrême gauche sur l'afficheur et le mot de caractère 0F₁₆ celui de l'extrême droite. Le mot de caractère 1F₁₆ éteint tous les caractères. Un préamplificateur supplémentaire NE590 (Signetics) permet d'étendre l'affichage à 24 caractères; cette addition nécessite la modification du courant direct crête I_{Fpeak} et de la cadence d'interruption.

DIAGRAMME DES TEMPS SUR LE BUS POUR
UNE ECRITURE MEMOIRE OU ENTREE-SORTIE



MICROPROCESSEUR 8080 AVFC HORLOGE 8228	DUREE MINIMALE (nS)			
	t _{AW}	t _{WA}	t _{DW}	t _{WD}
8080A, t _{CY} = 480	740	90	230	90
8080A-2, t _{CY} = 380	560	80	140	80
8080A-1, t _{CY} = 320	470	70	110	70

$$t_{AW} = 2t_{CY} - t_{D3} - [140(A), 130(A-2), 110(A-1)]$$

$$t_{WA} = t_{WD} = t_{D3} + 10$$

$$t_{DW} = t_{CY} - t_{D3} - [170(A), 170(A-2), 150(A-1)]$$

Extrait du catalogue composants INTEL, 1978,

NOTE 1 : Le mot d'état doit être mémorisé sur une mémoire tampon octale lorsque SYNC = 1 sur un front positif de ϕ_1 .

NOTE 2 : Il est possible d'ajouter des cycles d'attente complémentaire à ce moment. Un cycle d'attente est obtenu en mettant READY à l'état bas avant l'apparition du front descendant de ϕ_2 pendant le cycle d'horloge précédant le front descendant de WR.

FIGURE 4 – Chronogramme des temps d'écriture-mémoire et entrée-sortie pour les microprocesseurs de la famille 8080A Intel

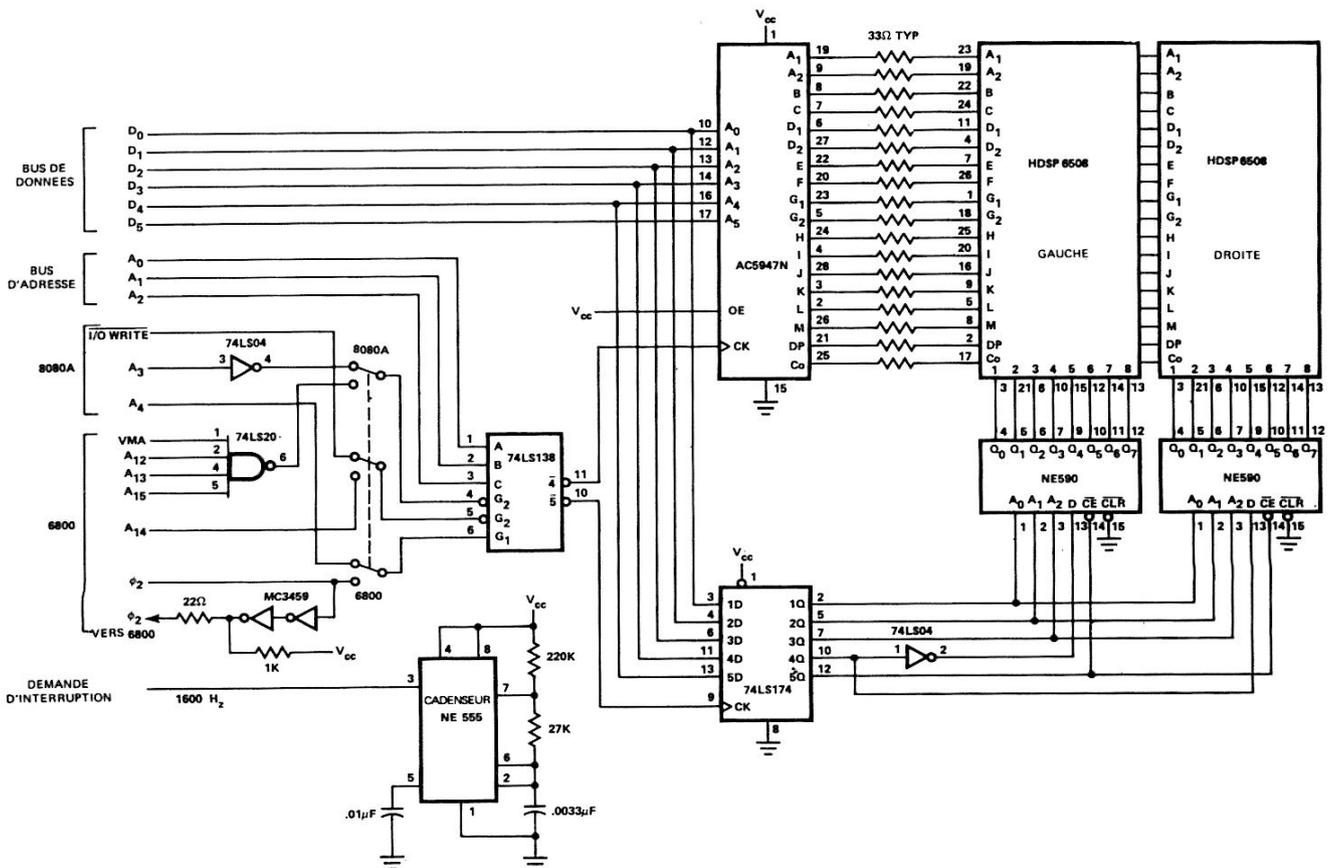


FIGURE 5 – Interface microprocesseur 6800A ou 8080A/CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT au moyen d'un décodeur/driver ASCII-18 segments Texas Instruments

BITS	D ₃	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	D ₂	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
	D ₁	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
	D ₀	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	D ₆ D ₅ D ₄	HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E
0 1 0	2	(space)	!	"	#	\$	%	&	'	<	>	*	+	,	-	.	/
0 1 1	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
1 0 0	4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
1 0 1	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[\]	^	~

FIGURE 6 – Graphisme des caractères fournis par le décodeur ASCII-18 segments AC5947

Le programme de la figure 7 convient pour l'interface d'un 6800 avec ce contrôleur de rafraîchissement. Après chaque interruption, le programme RFRSH (Rafraîchissement) est exécuté. Il utilise un registre bloc-note POINT, qui, à l'intérieur du message ASCII à 16 bits, signale le caractère ASCII suivant qui doit être enregistré dans l'interface d'affichage. Le registre bloc-note DIGIT contient le mot du caractère à stocker à la suite dans l'interface d'affichage. L'interface entre le programme et le circuit se réalise par l'intermédiaire de deux adresses mémoire ou E-S : une écriture mémoire à l'adresse SEG (Segment) écrit un mot de six bits dans le AC5947 et une écriture mémoire à l'adresse DIG (Digit : Chiffre) écrit un mot de cinq bits sur le 74LS174. Pour

éviter les aléas, les circuits de commande des caractères sont coupés avant le chargement du caractère suivant sur le AC5947. Après un certain délai, le chiffre suivant s'allume. Les registres POINT et DIGIT sont mis à jour. L'exécution du programme principal reprend tout de suite après l'exécution de l'instruction RTI. Le programme similaire de la figure 8 correspond au 8080A. Le programme de la figure 7 fonctionne avec une horloge à 1 MHz et nécessite $0,11\% + n \cdot 0,72\%$, n, nombre de caractères de l'afficheur du temps disponible sur le microprocesseur pour rafraîchir l'affichage à la cadence de 100 Hz. Le programme de la figure 8 nécessite, dans les mêmes conditions que ci-dessus, $0,31\% + n \cdot 0,96\%$ du temps disponible du 8080A. Par

LOC	CODE	OBJET	INSTRUCTIONS	SOURCE
	BF04	SEG	EQU	\$BF04
	BF05	DIG	EQU	\$BF05
0000	0003	POINT	FDB	DATA
0002	00	DIGIT	FCB	0
0003		DATA	RMB	16
0400			ORG	\$0400
0400	DE	00	RFRSH	LDX D,POINT
0402	E6	00		LDA B X,0
0404	86	1F		LDA A I,\$1F
0406	B7	BF05		STA A E,DIG
0409	F7	BF04		STA B E,SEG
040C	96	02		LDA A D,DIGIT
040E	81	0F		CMP A I,15
0410	27	0A		BEQ LOOP1
0412	7C	0002		INC E,DIGIT
0415	08			INX
0416	B7	BF05		STA A E,DIG
0419	DF	00		STX D,POINT
041B	3B			RTI
041C	7F	0002	LOOP1	CLR E,DIGIT
041F	F6	0001		LDA B E,POINT+1
0422	B7	BF05		STA A E,DIG
0425	C0	0F		SUB B I,15
0427	D7	01		STA B D,POINT+1
0429	24	03		BCC LOOP2
042B	7A	0000		DEC E,POINT
042E	3B		LOOP2	RTI

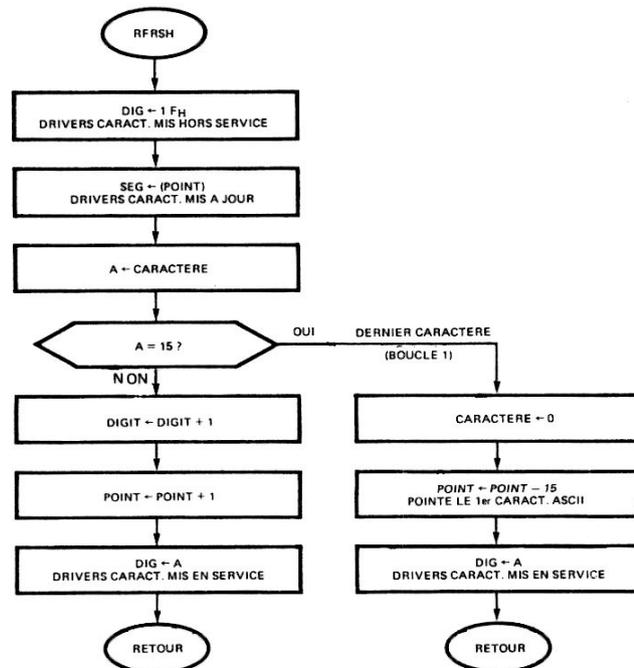


FIGURE 7 – Programme et organigramme du microprocesseur 6800 permettant l'interface avec le CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT de la figure 5

LOC	CODE	OBJET	INSTRUCTIONS	SOURCE
001C		SEG	EQU	001CH
001D		DIG	EQU	001DH
E000	03	E0	ORG	0E000H
E002	00		DW	DATA
E003	00		DB	00H
			DS	16
E400	F5		ORG	0E400H
E401	E5	RFRSH	PUSH	PSW
E402	2A		PUSH	H
E405	3E	00E0	LHLD	POINT
E407	D3	1D	MVI	A,1FH
E409	7E		OUT	DIG
E40A	D3	1C	MOV	A,M
E40C	3A	02E0	OUT	SEG
E40F	D3	1D	LDA	DIGIT
E411	FE	0F	OUT	DIG
E413	CA	21E4	CPI	15
E416	3C		JZ	LOOP1
E417	32	02E0	INR	A
E41A	23		STA	DIGIT
E41B	22	00E0	INX	H
E41E	E1		SHLD	POINT
E41F	F1		POP	H
E420	C9		POP	PSW
E421	3E	00	RET	
E423	32	02E0	MVI	A,0
E426	7D		STA	DIGIT
E427	D6	0F	MOV	A,L
E429	6F		SUI	15
E42A	D2	1BE4	MOV	L,A
E42D	25		JNC	LOOP2
E42E	C3	1BE4	DCR	H
			JMP	LOOP2

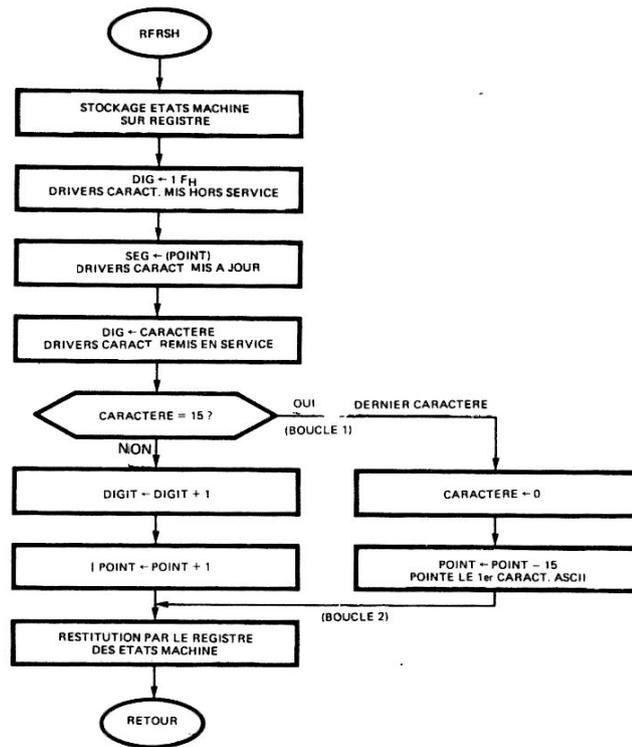


FIGURE 8 — Programme d'un microprocesseur 8080A et organigramme d'interface avec le CONTROLEUR DE RAFRAICHISSEMENT de la figure 5

exemple, l'afficheur à 16 caractères de la figure 5 demande 11,6% du temps disponible d'un 6800 et 15,7% du temps d'un 8080A pour un rafraîchissement à 100 Hz. Les versions plus rapides du 6800 et du 8080A permettent de réduire le temps d'occupation de 50% environ.

CONTROLEURS A DECODAGE

Le contrôleur à données décodées de la figure 9 convient à l'affichage de 32 caractères alphanumériques à 18 segments. Pour simplifier les circuits, on suppose que l'afficheur comporte 14 segments plus le point décimal et le signe «:», ce qui permet de définir chaque caractère par deux mots de 8 bits. Un des types de caractères possibles est illustré figure 10. La RAM 6810 (Motorola) mémorise 64 octets de données d'affichage, constamment lus et affichés. Ces données 0 (D₇ - D₀) d'affichage sont organisées à l'intérieur de la RAM de telle façon que les adresses A₅, A₄, A₃, A₂, A₁, définissent le caractère désiré et l'adresse A₀ différencie les deux mots des données d'affichage de chaque caractère. La donnée d'affichage est formatée pour que le mot soit décodé, G₂, G₁, F, E, D, C, B et A et le mot 1 (D₇ - D₀) «:», DP (Point Décimal), M, L, K, J, I et H. La donnée d'affichage est codée état bas vrai pour qu'une sortie niveau bas allume le segment voulu. L'échantillonnage de l'afficheur est réalisé au moyen de l'oscillateur 74LS14 et du compteur 74LS393. Le compteur lit de façon continue les données d'affichage sur la RAM et valide l'étage de commande du caractère voulu. Le temps alloué à chaque caractère est coupé en quatre tranches. Pendant la première, l'afficheur est éteint, le mot 0 est lu sur la RAM puis stocké dans le registre octal 74LS273. Pendant les trois autres tranches, le mot 1 est lu sur la RAM et

l'afficheur allumé. Ainsi le facteur de forme est de (1/32) x (3/4), soit de 1/42,6. Avec les valeurs de R et C indiquées, l'afficheur est rafraîchi à la cadence de 130 Hz.

La donnée est introduite sur la RAM à partir des bus d'adresse et de données du microprocesseur par les deux lignes de commande, validation circuit (Chip Select) et écriture (Write). Lorsque Chip Select est à l'état bas, l'adresse fournie par le générateur n'est plus appliquée, et les bus d'adresse et de données sont connectés à la RAM. Au bout d'un certain temps, l'impulsion d'entrée Write provoque le stockage des données sur la RAM. Le diagramme des temps du contrôleur à données décodées pour 18 segments est illustré figure 11. t_{CW} représente la durée pendant laquelle Chip Select doit rester à l'état bas avant que n'apparaisse le front descendant de Write car les entrées adresse de la RAM 6810 doivent être parfaitement stabilisées à ce moment. Pour garantir la stabilité des entrées adresse et données de la RAM après le passage de Write à l'état haut, Chip Select doit rester à l'état bas pendant toute la durée de t_{CH} qui suit le flanc montant de Write. Ces deux signaux séparés sont nécessaires sur le contrôleur à données codées de la ligne 15. Ce type de cadencement de l'interface étant plus difficile à réaliser que les circuits précédemment décrits, les méthodes suivantes d'interface avec les microprocesseurs courants sont préconisées.

L'interface avec les microprocesseurs de la famille de 6800 est réalisée par un circuit NON-ET entre VMA et une combinaison particulière des lignes d'adresse d'ordre supérieur pour produire le signal Chip Select et en utilisant φ₂ pour produire Write.

Sur les 8080A et 8085A, la souplesse limitée des instructions de sortie nécessite que le contrôleur à données

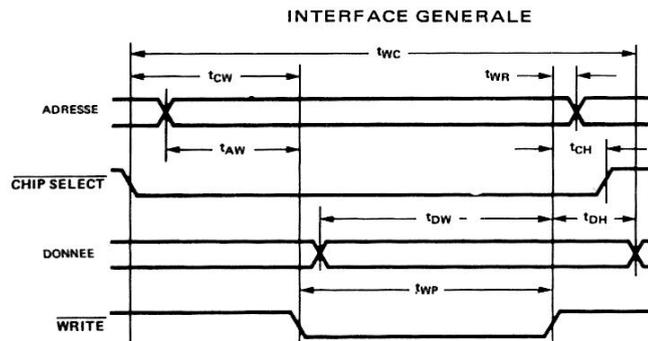
BITS	D ₃	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
	D ₂	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	
	D ₁	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	
	D ₀	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	
D ₆ D ₅ D ₄	HEX	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0 1 0	2	(space)	!	"	#	\$	%	&	'	<	>	*	+	,	-	.	/
0 1 1	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	'	=	>	?
1 0 0	4	P	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
1 0 1	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	<	\	>	^	_

FIGURE 10 – Un des graphismes possibles avec afficheur 16 segments (14 segments, point décimal et deux points « : ») obtenu avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

décodées pour 18 segments soit adressé en mémoire plutôt qu'en E-S. Le 8080A requiert un verrou d'état pour conserver l'information d'état pendant l'exécution du programme. Cette fonction peut être réalisée avec un registre octal du genre 8212 Intel ou 74LS273. Le signal Memory Write (Ecriture Mémoire) peut être généré en cablant NON-OU l'ensemble des sorties du registre; en réalisant une opération NON-ET entre ce signal et la combinaison voulue des lignes d'adresse d'ordre supérieur, on obtient le signal Chip Select. La sortie WR du 8080A est alors connectée à Write. Le

système de commande Intel 8238, utilisé habituellement avec le 8080A, évite l'accès direct aux sorties du verrou d'état. Une interface avec un système utilisant le 8238 est illustré figure 9. Le signal MEM W issu du 8238 est inversé puis appliqué conjointement avec la combinaison voulue de lignes d'adresse d'ordre supérieur sur une porte NAND pour fournir Chip Select. Le 74LS113 génère le signal Write à partir du signal d'horloge ϕ_2 issu du microprocesseur (TTL).

L'interface avec les microprocesseurs de la famille 8085A



PARAMETRES	SYMBOLES	MIN.
CYCLE ECRITURE	t_{WC}	425 ns
RETARD ECRITURE	t_{AW}	65 ns
VALIDATION CIRCUIT ECRITURE	t_{CW}	65 ns
ETABLISSEMENT DONNEE	t_{DW}	210 ns
MAINTIEN DONNEE	t_{DH}	35 ns
IMPULSION ECRITURE	t_{WP}	325 ns
REPRISE ECRITURE	t_{WR}	25 ns
MAINTIEN VALIDATION CIRCUIT	t_{CH}	35 ns

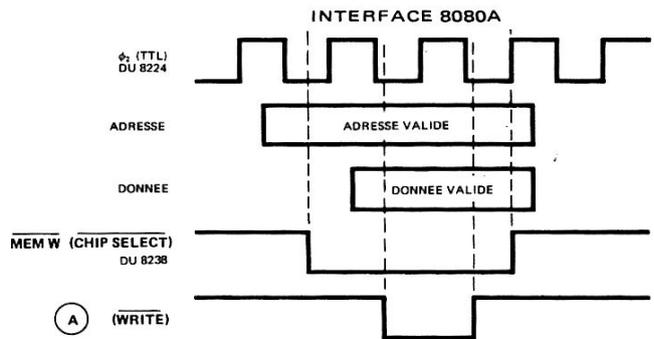
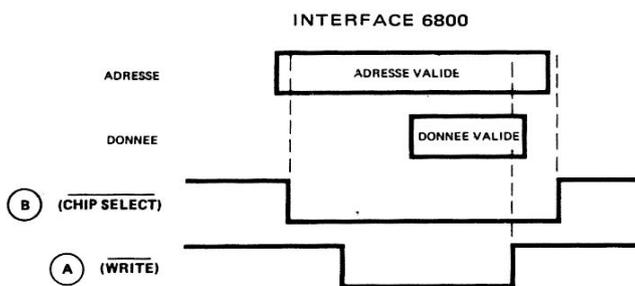


FIGURE 11 – Diagramme des temps pour le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

LOC	CODE	OBJET	INSTRUCTIONS	SOURCE
	BF00	DSPLY	EQU	\$BF00
	0600	DECDR	EQU	\$0600
0000	0006	ASCII	FDB	MESSGE
0002	BF00	PAD1	FDB	DSPLY
0004	0600	PAD2	FDB	DECDR
0006		MESSGE	RMB	32
0400			ORG	\$0400
0400	CE	BF00	LOAD	LDX I,DSPLY
0403	DF	02	STX	D,PAD1
0405	CE	0600	LDX	I,DECDR
0408	DF	04	STX	D,PAD2
040A	DE	00	LDX	D,ASCII
040C	A6	00	LDA	A X,0
040E	08		INX	
040F	DF	00	STX	D,ASCII
0411	48		ASL	A
0412	97	05	STA	A D,PAD2+1
0414	DE	04	LDX	D,PAD2
0416	A6	00	LDA	A X,0
0418	E6	01	LDA	B X,1
041A	DE	02	LDX	D,PAD1
041C	A7	00	STA	A X,0
041E	08		INX	
041F	E7	00	STA	B X,0
0421	08		INX	
0422	DF	02	STX	D,PAD1
0424	8C	BF40	CPX	I,DSPLY+64
0427	26	E1	BNE	LOOP1
0429	39		RTS	

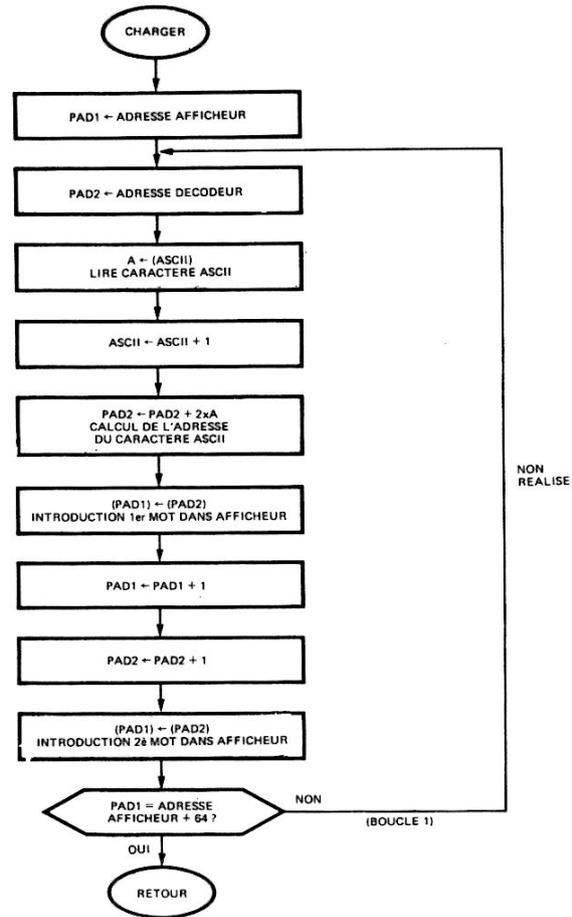


FIGURE 12 – Programme et organigramme du microprocesseur 6800 d'interface avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

est réalisé en inversant la sortie I/O/M et en appliquant le signal résultant, le signal de sortie S_0 et la combinaison voulue des lignes d'adresse d'ordre supérieur à une porte NON-ET. La sortie \overline{WR} du microprocesseur est directement connectée à Write.

La façon la plus simple pour interfacer un Z-80 consiste à adresser le contrôleur à données décodées 18 segments E-S au lieu de la mémoire. Un exemple en est donné figure 15. La sortie \overline{IORQ} est inversée et appliquée avec les lignes d'adresse voulues à l'entrée d'une porte NON-ET pour constituer le signal Chip Select. Le 74LS113 fournit le signal Write à partir du signal d'horloge ϕ inversé.

Un programme d'interface entre une 6800 et le contrôleur de données décodées à 18 segments est présenté figure 12. Il décode les 32 caractères ASCII et stocke les données d'affichage décodées sur l'afficheur. Le registre bloc-note «ASCII» pointe l'endroit du caractère suivant à décodé. Le programme lit le premier caractère ASCII, incrémente le point «ASCII» puis recherche deux mots de données d'affichage parmi les 64 caractères ASCII de la table «DECDR». Ces deux mots sont alors stockés aux adresses correspondant à l'emplacement à l'extrême gauche. Les caractères ASCII suivants sont décodés et stockés à l'adresse appropriée sur l'affichage jusqu'à ce que tous les caractères soient décodés. A la fin du programme, le pointeur «ASCII» s'est déplacé de 32 positions. Ce programme nécessite 2,4 ms

avec une horloge à 1 MHz pour décodé et charger 32 caractères ASCII sur le contrôleur à données décodées à 18 segments. Le programme correspondant, mais pour un 8080A, est illustré figure 13. Ce dernier nécessite 1,4 ms avec une horloge à 2 MHz pour décodé et charger 32 caractères ASCII dans le contrôleur.

Les 64 caractères ASCII, dont le modèle est présenté figure 10, peuvent être générés en utilisant le tableau de la figure 14. Ce décodeur ASCII utilise deux mots de 8 bits pour représenter chaque caractère ASCII. Le format du décodeur est valable aussi bien avec le programme de la figure 12 (6800) qu'avec celui de la figure 13 (8080A).

CONTROLEURS A DONNEES CODEES

Le contrôleur à données codées de la figure 15 est conçu pour un affichage de 32 caractères alphanumériques à 18 segments. Son fonctionnement est similaire à celui du contrôleur à données décodées de la figure 9 aux exceptions suivantes près : la RAM Motorola 6810 mémorise 32 mots ASCII à 6 bits et le AC5947 (Texas Instruments) décode ces données ASCII en données d'affichage 18 segments. Le type de caractère qui en résulte est illustré figure 6. L'échantillonnage de l'afficheur est réalisé par l'oscillateur 74LS14 et le compteur 74LS393. La lenteur de propagation à travers le AC5947 tendant à provoquer l'apparition

LOC	CODE	OBJET	INSTRUCTIONS	SOURCE
BF00		DSPLY	EQU	0BF00H
E000	02	E0	ASCII	ORG 0E000H
E002	00		DATA	DW DATA
			DS	DS 32
E400	01	00BF	LOAD	ORG 0E400H
E403	11	00E5		LXI B,DSPLY
E406	2A	00E0		LXI D,DECDR
E409	7E		LOOP1	LHLD ASCII
E40A	23			MOV A,M
E408	07			INX H
E40C	5F			RLC
E40D	1A			MOV E,A
E40E	02			D
E40F	13			LDAX B
E410	03			INX D
E411	1A			LDAX B
E412	02			INX D
E413	03			LDAX B
E414	79			INX B
E415	FE	40		LDAX D
E417	C2	09E4		STAX B
E41A	22	00E0		INX B
E41D	C9			MOV A,C
				64
				JNZ LOOP1
				SHLD ASCII
				RET

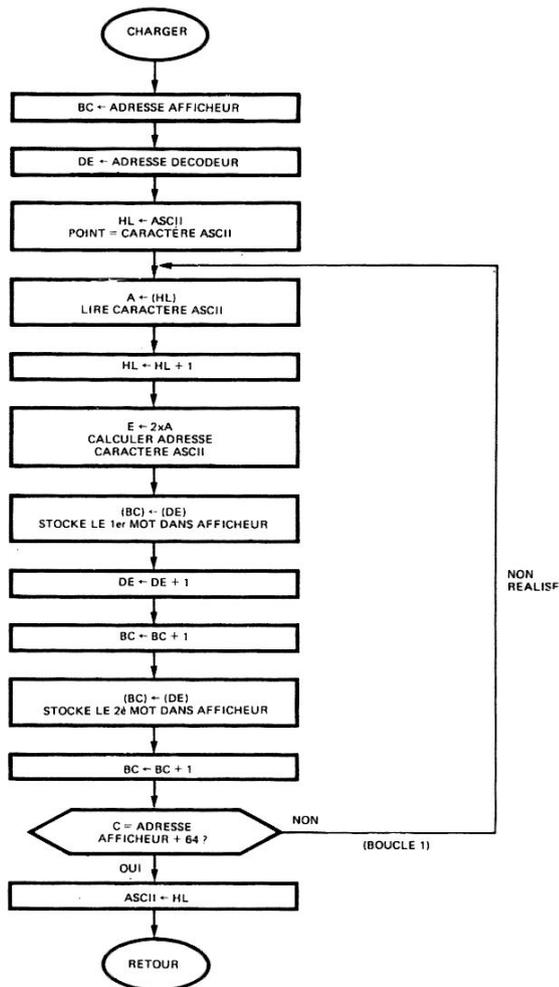
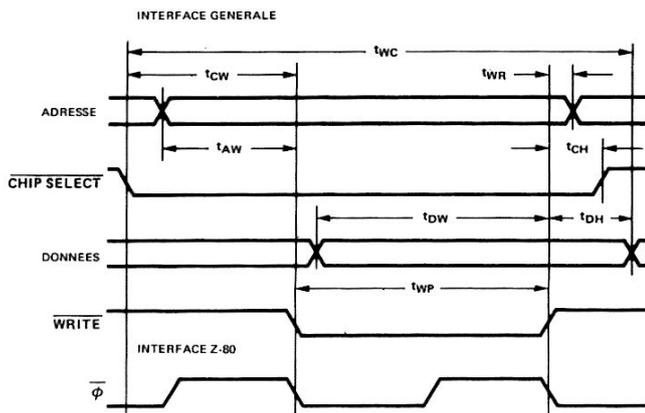


FIGURE 13 – Programme pour microprocesseur 8080A et organigramme d'interface avec le CONTROLEUR A DONNEES DECODEES de la figure 9

ASCII	SYMB.	MOT 0	MOT 1	ASCII	SYMB.	MOT 0	MOT 1
20	(SPACE)	FF	FF	40	@	44	FD
21	!	FF	BD	41	A	08	FF
22	"	DF	FD	42	B	70	ED
23	#	36	ED	43	C	C6	FF
24	\$	12	ED	44	D	F0	ED
25	%	1B	D2	45	E	86	FF
26	&	F2	CA	46	F	8E	FF
27	'	FF	FD	47	G	42	FF
28	(FF	F3	48	H	09	FF
29)	FF	DE	49	I	F6	ED
2A	*	3F	C0	4A	J	E1	FF
2B	+	3F	ED	4B	K	8F	F3
2C	,	FF	DF	4C	L	C7	FF
2D	-	3F	FF	4D	M	C9	FA
2E	.	FF	BF	4E	N	C9	F6
2F	/	FF	DB	4F	O	C0	FF
30	0	C0	DB	50	P	0C	FF
31	1	FF	ED	51	Q	C0	FF
32	2	24	FF	52	R	0C	F7
33	3	30	FF	53	S	12	FF
34	4	19	FF	54	T	FE	ED
35	5	96	F7	55	U	C1	FF
36	6	02	FF	56	V	CF	DB
37	7	F8	FF	57	W	C9	D7
38	8	00	FF	58	X	FF	D2
39	9	18	FF	59	Y	FF	EA
3A	:	FF	3F	5A	Z	F6	DB
3B	;	FF	5F	5B	[7F	F3
3C	<	7F	FB	5C	\	FF	F6
3D	=	FF	FF	5D]	BF	DE
3E	>	BF	FE	5E	^	FF	D7
3F	?	7C	EF	5F	_	F7	FF

FIGURE 14 – Décodage des 64 caractères ASCII utilisés dans les programmes pour microprocesseurs des figures 12 et 13 – Le graphisme des caractères à 18 segments est illustré figure 10



PARAMETRES	SYMBOLES	MIN.
CYCLE ECRITURE	t_{WC}	455 ns
RETARD ECRITURE	t_{AW}	65 ns
VALIDATION CIRCUIT ECRITURE	t_{CW}	65 ns
ETABLISSEMENT DONNEE	t_{DW}	215 ns
MAINTIEN DONNEE	t_{DH}	50 ns
IMPULSION ECRITURE	t_{WP}	340 ns
REPRISE ECRITURE	t_{WR}	40 ns
MAINTIEN VALIDATION CIRCUIT	t_{CH}	50 ns

FIGURE 16 – Diagramme des temps d'entrée des données pour le CONTROLEUR A DONNEES CODEES de la figure 15

d'aléas, l'afficheur est momentanément annihilé après la lecture de chaque nouveau caractère ASCII sur la RAM. Ceci est réalisé en découpant le temps total alloué à chaque mot en quatre parties. Durant la première, l'afficheur est éteint pour permettre le passage des données dans le AC5947; pendant les trois autres, l'afficheur est allumé. Le facteur de forme de l'affichage qui en découle est égal à $(1/32) \times (3/4)$ ou $1/42,6$. L'afficheur est rafraîchi à la cadence de 130 Hz.

La donnée est introduite dans la RAM à partir des bus de données et d'adresse du microprocesseur par l'intermédiaire des lignes de commande Chip Select et Write. Lorsque Chip Select passe à l'état bas, l'adresse issue du compteur est mise à l'état haute impédance (bascule trois états) et les bus d'adresse et de données du microprocesseur sont dirigés sur la RAM. Après le retard voulu, une impulsion est appliquée à l'entrée Write pour permettre le stockage des données sur la RAM. Le diagramme des temps d'entrée des données est indiqué figure 16. Ce diagramme est très proche de celui de la figure 9 (contrôleur à données décodées), les interfaces avec les divers microprocesseurs utilisables sont identiques à ceux décrits au paragraphe CONTROLEURS A DONNEES DECODEES.

CONTROLEUR A MICROPROCESSEURS D'AFFICHAGE

Le contrôleur à microprocesseur d'affichage constitue l'interface puissante et rapide permettant de réaliser la plupart des performances demandées à un petit terminal. Le contrôleur à microprocesseur est organisé autour d'un microprocesseur secondaire ou d'un circuit LSI courant, permettant le stockage et le multiplexage de l'affichage

avec des circuits d'une complexité minimale. Un tel contrôleur, permettant l'affichage de 16 caractères alphanumériques à 18 segments, est illustré figure 17. Ce circuit est conçu autour d'une interface programmable clavier/afficheur Intel 8279. La puce LSI renferme les circuits nécessaires à l'interface directe avec le bus du microprocesseur ainsi qu'une RAM 16×8 , un compteur d'analyse programmable, un système de suppression des rebondissements sur le clavier et une logique de commande. Le 8279 est spécifiquement conçu pour l'affichage de 7 segments, toutefois, en lui adjoignant un décodeur/amplificateur ASCII-18 segments AC5947 de Texas Instruments, il est possible d'utiliser un afficheur alphanumérique à 18 segments. L'interface entre le contrôleur clavier/afficheur 8279 et le microprocesseur est réalisée par un bus de données à huit lignes bidirectionnelles, par les lignes de commande RD (Read : Lire), WR (Write : Ecrire), CS (Chip Select : Choix Segment), A₀ (Commande-Données), RESET (Remise à zéro), IRQ (Interrupt request : Demande d'interruption) et une entrée d'horloge CLK. L'afficheur est scruté par les sorties A_{0..3} et B_{0..3} connectées aux entrées du AC5947 et les sorties SL_{0..3} connectées aux circuits d'analyse du caractère. Le 74LS122 provoque un espacement entre les caractères pour éliminer l'affichage d'aléas. Capable d'analyser l'affichage, le 8279 a la possibilité d'analyser différents types de claviers, codés, décodés, ou à matrice en X-Y et de fournir une entrée données multiplexée au microprocesseur. Il permet l'entrée par groupe de données (les données se déplacent de gauche à droite tout le long de l'afficheur, avec dépassement à l'extrême gauche), l'entrée à droite (les données entrent à droite, les données précédentes glissant vers la gauche) l'entrée par RAM pour laquelle un champ de 4 bits dans le mot de commande spécifie l'adresse à laquelle le mot donnée suivant doit être écrit. Le 8279 permet que les données inscrites dans l'afficheur soient lues par le microprocesseur et fournit les commandes d'espacement ou d'effacement de l'afficheur.

Le contrôleur à microprocesseur d'affichage HDSP-8716, -8724, -8732, -8740, de la figure 18, constitue une interface d'affichage à 18 segments d'une très grande souplesse, il permet d'afficher quarante caractères. Il est conçu autour d'un microprocesseur spécialisé à puce unique Intel 8048. Les fonctions disponibles sont alors les suivantes : curseur clignotant, sous-programmes d'affichage de fonction d'édition, modes d'entrée des données multiples, longueur d'affichage variable, sortie des données. Ce contrôleur comporte quatre modèles de carte de circuits imprimés correspondant à l'affichage de 16, 24, 32 ou 40 caractères. L'interface avec le 8048 s'effectue par l'entremise de huit lignes entrées données (Data In), de six entrées adresse, de l'entrée validation circuit (Chip Select), de l'entrée remise à zéro (Reset), de l'entrée espacement (Blank), de six sorties données (Data Out), de la sortie données valides (Data Valid), de la sortie rafraîchissement (Refresh) et de la sortie horloge (Clock). Le logiciel intégré au 8048 fournit quatre modes d'entrée des données, entrée à gauche avec curseur clignotant, entrée à droite, entrée par bloc, entrée par RAM. La porte sortie données (Data Out) permet de lire les données enregistrées sur l'afficheur, de déterminer la configuration du mode d'entrée et la longueur d'affichage, et de localiser la position du curseur. Les portes d'entrée et de sortie de données (Data In et Data Out) étant distinctes, le CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR permet une édition de texte indépendante du microprocesseur principal. En mode d'entrée à gauche, l'édition de texte comporte les fonctions suivantes : effacement, retour du chariot, espace arrière, espace avant, insertion de caractères et correction, alors qu'en mode d'entrée à droite, elle ne fournit que les fonctions effacement et espace arrière. Le contrôleur peut s'adapter à l'affichage de plusieurs lignes.

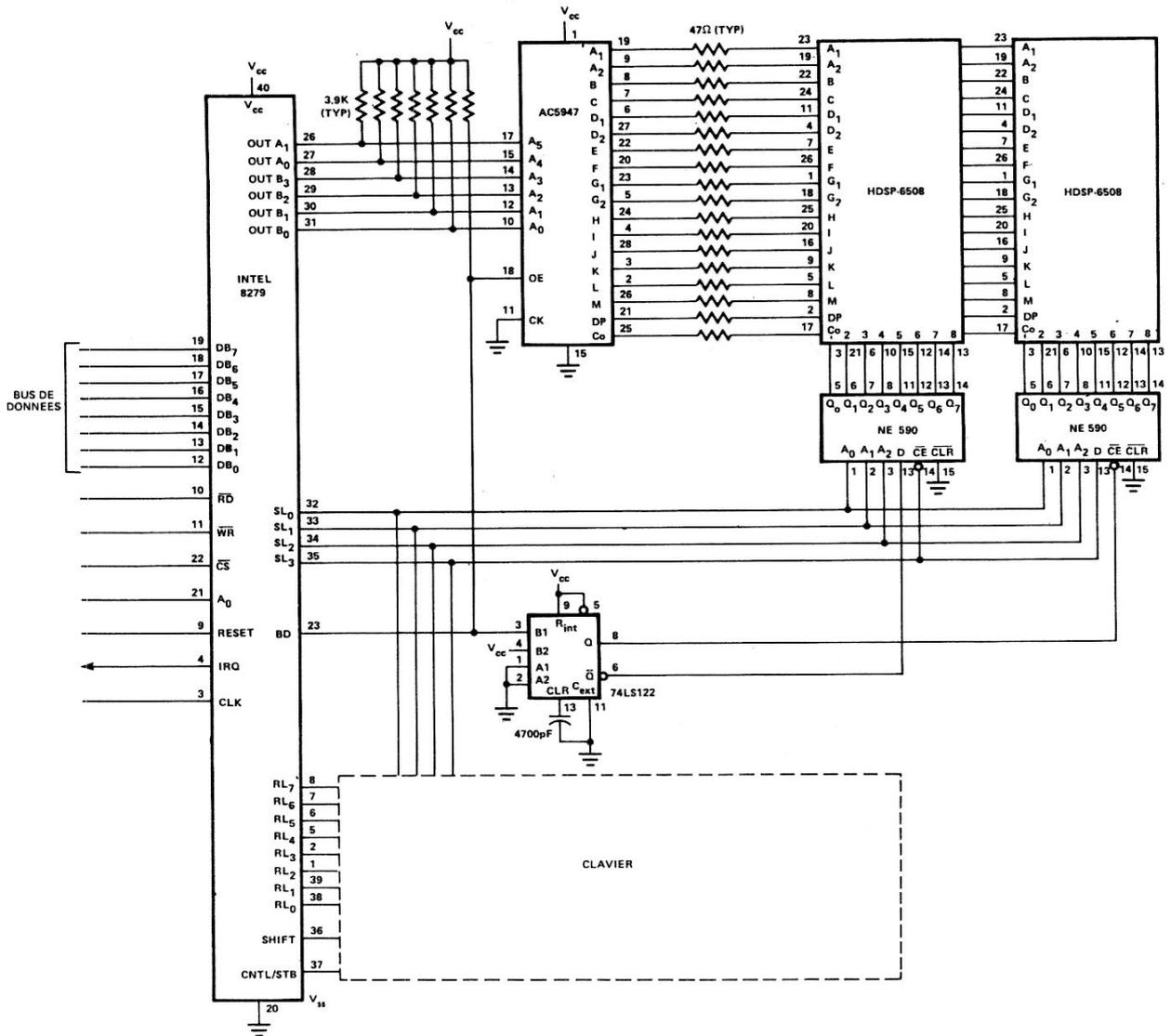


FIGURE 17 – CONTROLLEUR D’AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR pour HDSP-6508 utilisant une interface programmable clavier afficheur

L’interface 8048-afficheur est réalisée par la sortie de la porte 2. Elle est constituée de telle façon que le microprocesseur puisse envoyer un mot de 6 bits dans l’une des trois directions sélectionnées par $P_{2,6}$ et $P_{2,7}$. La sortie PROG est utilisée pour stocker ce mot à l’endroit voulu. La destination₀ correspond au registre hexadécimal 74LS174 dont les sorties sont décodées par les mémoires-tampon adressables 74LS259 et l’étage de commande des caractères ULN2815 (Sprague). La sortie $3F_{1,6}$ est décodée pour éclairer le caractère le plus à droite alors que l’adresse du caractère de l’extrême gauche passe de $18_{1,6}$ pour 40 caractères affichés à $30_{1,6}$ pour 16. La destination₁ correspond au décodeur/ampli de commande 18 segments, AC5947. Le AC5947 mémorise un code ASCII à 6 bits sur la transition positive de PROG. Une impulsion apparaissant sur destination₁ chaque fois qu’un caractère est rafraîchi, cette sortie est aussi utilisée comme sortie rafraîchissement (Refresh). La destination₂ est la sortie données valides

(Data Valid) de la porte sortie données (Data Out). Ainsi, sortie données (Data Out) consiste en une série de mots de 6 bits dirigés sur destination₂. Le rafraîchissement de l’afficheur s’accomplit en coupant tout d’abord les amplificateurs de caractère, en émettant un code $0_{1,6}$ vers le 74LS174, ensuite en introduisant un nouveau caractère ASCII dans le AC5947, enfin en mémorisant un nouveau mot de caractère dans le 74LS174. Le temps réel pendant lequel un caractère est allumé varie en fonction de la longueur d’affichage, pour que la cadence de rafraîchissement reste fixée à 100 Hz.

L’interface du contrôleur à microprocesseur principal dépend de l’application particulière envisagée. Le temps nécessaire à la lecture varie de 100 à 700 μs car l’information sur les entrées «entrées données» (Data In) et adresse est chargée sur le contrôleur par l’intermédiaire d’un programme

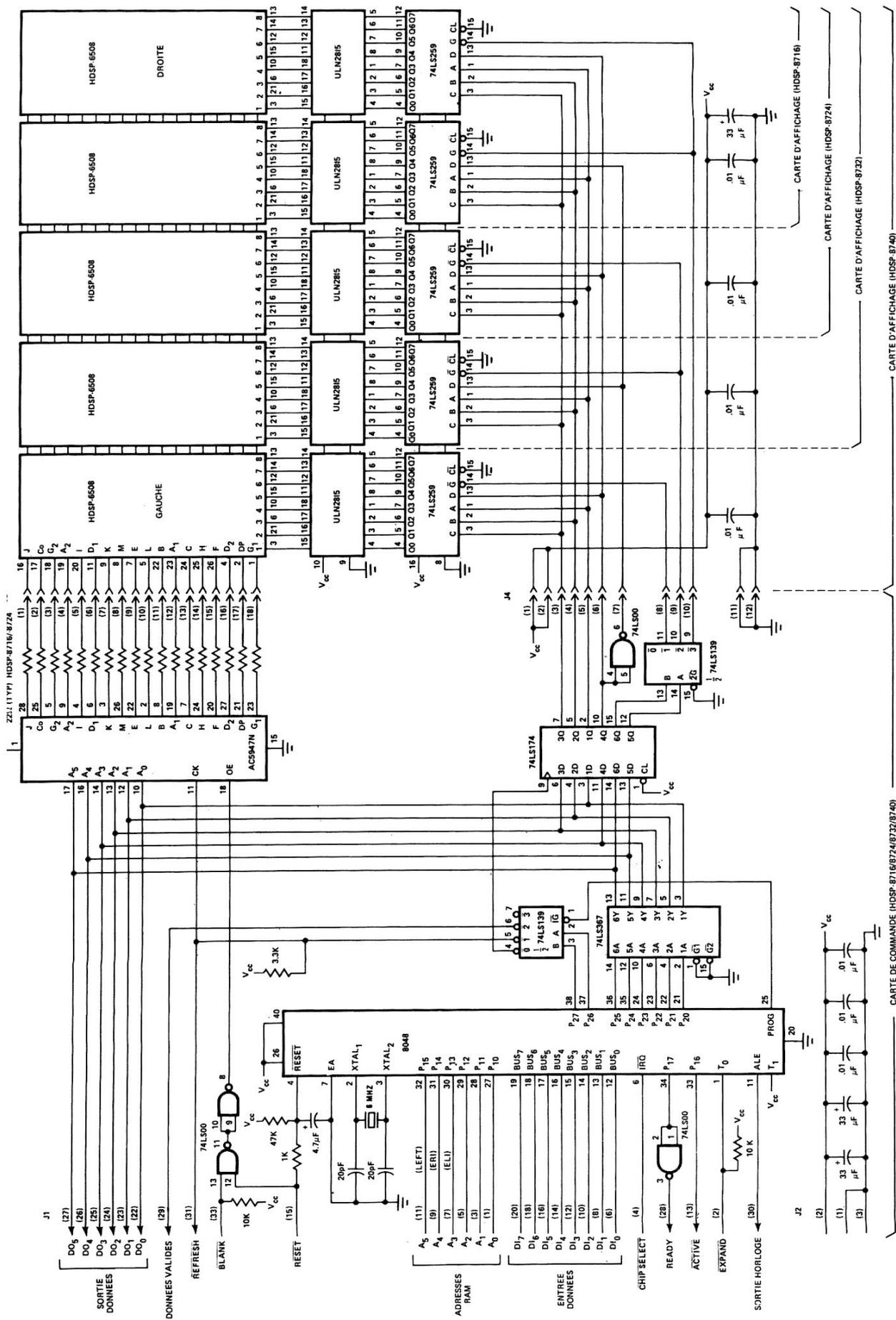


FIGURE 18 - CONTROLEUR D'AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR HDSP-8716, -8724, -8732 et -8740

intégré au microprocesseur 8048. Une mémoire tampon comme celle décrite dans la fiche technique des HDSP-8716, -8724, -8752, -8740 peut être utilisée entre ces entrées et les bus de données et d'adresse de l'ensemble microprocesseur principal. La mémoire tampon fournit un stockage temporaire pour éviter que le microprocesseur principal n'attende que le contrôleur à microprocesseur d'affichage ait accepté les données.

Le contrôleur d'affichage à microprocesseur de la figure 18 peut s'interfacer au système du microprocesseur principal par l'intermédiaire d'une interface adaptateur de périphérique (PIA). Les entrées données (Data In) du contrôleur sont connectées à une porte de sortie du PIA. Celui-ci permet alors le dialogue avec le microprocesseur principal et, en particulier, de signaler le moment où le contrôleur à microprocesseur d'affichage est prêt à accepter un autre mot de

données issu du microprocesseur principal, qui peut alors charger les données sur le contrôleur avec la plus grande rapidité possible. Le PIA permet aussi au contrôleur d'affichage de se comporter comme un étage tampon entre le microprocesseur et un clavier. Dans cette configuration, le microprocesseur principal peut fournir à l'utilisateur un message d'incitation via le contrôleur à microprocesseur d'affichage, pour lui signaler qu'il peut entrer à partir du clavier des données en utilisant les possibilités de traitement de texte du contrôleur à microprocesseur d'affichage. Une fois le message entré et traité, l'utilisateur donnera au microprocesseur principal l'ordre de lire le message final édité sur les portes sortie données. Une des portes du PIA peut être utilisée pour commander les entrées des données du contrôleur à microprocesseur d'affichage et une autre pour la porte sortie données. La figure 19 illustre un système à microprocesseur 6800 utilisant un PIA 6821

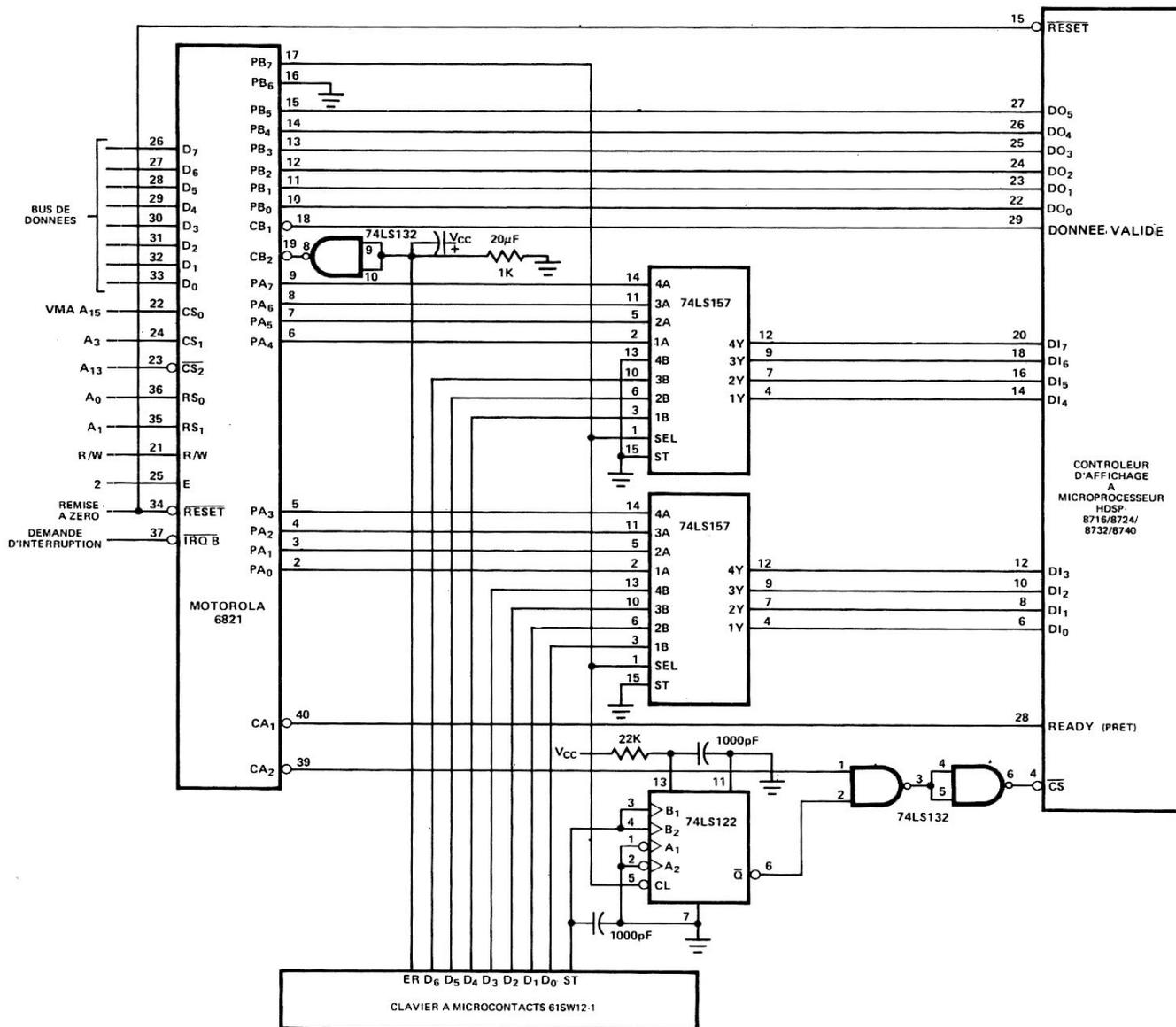


FIGURE 19 – Interface entre un microprocesseur 6800 et le CONTROLEUR D’AFFICHAGE A MICROPROCESSEUR réalisé avec un PIA 6821 Motorola

* CONFIGURATION DE PORTE
 * 1. PORTE A :
 * PA0-PA7 SORTIES VERS ENTREES DONNEES
 * DU HDSP-87XX
 * CA1 (ENTREE) MODE 00 PLACE INDICAT. SUR
 * FLANC NEG. DE READY
 * CA2 (SORTIE) MODE 100 MPU EFFACE LIT PRA
 * PLACE LE FLANC NEG. DE READY
 * 2. PORTE B :
 * PR0-PR5 SORTIES DONNEES DU HDSP-87XX
 * VERS ENTREES DONNEES DU 6800
 * CB1 (ENTREE) MODE 10 PLACE INDICAT. SUR
 * FRONT POS. DE DATA VA
 * CB2 (ENTREE) MODE 000 PLACE INDICAT. SUR
 * FRONT NEG. DE LA TOUCHE ER
 * CB2 (ENTREE) MODE 001 PLACE INDICAT. SUR
 * FRONT NEG. DE LA TOUCHE ER AVEC
 * DEMANDE D'INTERRUPTION (IRQ)
 * PB7 (SORTIE)
 * BAS : DIRIGE PA0-PA7 SUR MUX
 * HAUT : DIRIGE CLAVIER SUR MUX ET
 * TOUCHE

8008	PRA	EQU	\$8008
8008	DRA	EQU	\$8008
8009	CRA	EQU	\$8009
800A	PRB	EQU	\$800A
800A	DRB	EQU	\$800A
800B	CRB	EQU	\$800B
0028	LENGTH	EQU	40
0000		ORG	\$0000
0000	0002	MSGSGE	FDB TEXT
0100		ORG	\$0100
0100		RMB	1
0101		CURSOR	RMB 1
0102		DATA	RMB 40
0400		ORG	\$0400
0400	CE 0100	READ	LDX I,STATUS
0403	7F 800A		CLR E,PRB
0406	86 FF		LDA A I,SFF
0408	B7 8008		STA A E,PRA
040B	7D 8008		TST E,PRA
040E	7D 800A		TST E,PRB
0411	C6 2A		LDA B I,LENGTH+2
0413	B6 800B	LOOP1	LDA A E,CRB
0416	2A FB		BPL LOOP1
0418	B6 800A		LDA A E,PRB
041B	84 3F		AND A I,S3F
041D	A7 00		STA A X,0
041F	08		INX
0420	5A		DEC B
0421	26 F0		BNE LOOP1
0423	7D 8008		TST E,PRA
0426	B6 8009	LOOP2	LDA A E,CRA
0429	2A FB		BPL LOOP2
042B	39		RTS
042C	DE 00	LOAD	LDX D,MSGSGE
042E	A6 00	LOOP10	LDA A X,0
0430	08		INX
0431	81 FF		CMP A I,SFF
0433	27 0D		BEQ ENDL
0435	B7 8008		STA A E,PRA
0438	7D 8008		TST E,PRA
043B	B6 8009	LOOP11	LDA A E,CRA
043E	2A FB		BPL LOOP11
0440	20 EC		BRA LOOP10
0442	DF 00	ENDL	STX D,MSGSGE
0444	39		RTS
0500		ORG	\$0500
0500	7F 8009	START	CLR E,CRA
0503	7F 800B		CLR E,CRB
0506	86 FF		LDA A I,SFF
0508	B7 8008		STA A E,DRA
050B	86 24		LDA A I,\$24
050D	B7 8009		STA A E,CRA
0510	86 80		LDA A I,\$80
0512	B7 800A		STA A E,DRB
0515	86 06		LDA A I,\$06
0517	B7 800B		STA A E,CRB
051A	0E	MAIN	CLI
051B	7F 800A		CLR E,PRB
051E	BD 042C		JSR E,LOAD
0521	7D 800A		TST E,PRB
0524	86 80		LDA A I,\$80
0526	B7 800A		STA A E,PRB
0529	86 0E		LDA A I,\$0E
052B	B7 800B		STA A E,CRB
052E	0F		SEI

DOIT ETRE IDENTIQUE A LENGTH

PORT A RELIEE A MUX

DEMARRE LA SEQUENCE SORTIE DONNEE

EFFACE CA1 ET CA2

EFFACE CB1 ET CB2

ATTEND UNE DONNEE VALIDE

STOCKE SUR RAM

MOT DE SORTIE DONNEE SUIVANT

EFFACE CA1 ET CA2

ATTEND JUSQU'A PRET

SAUTE QUAND REALISE

EFFACE CA1 ET CA2

ATTEND

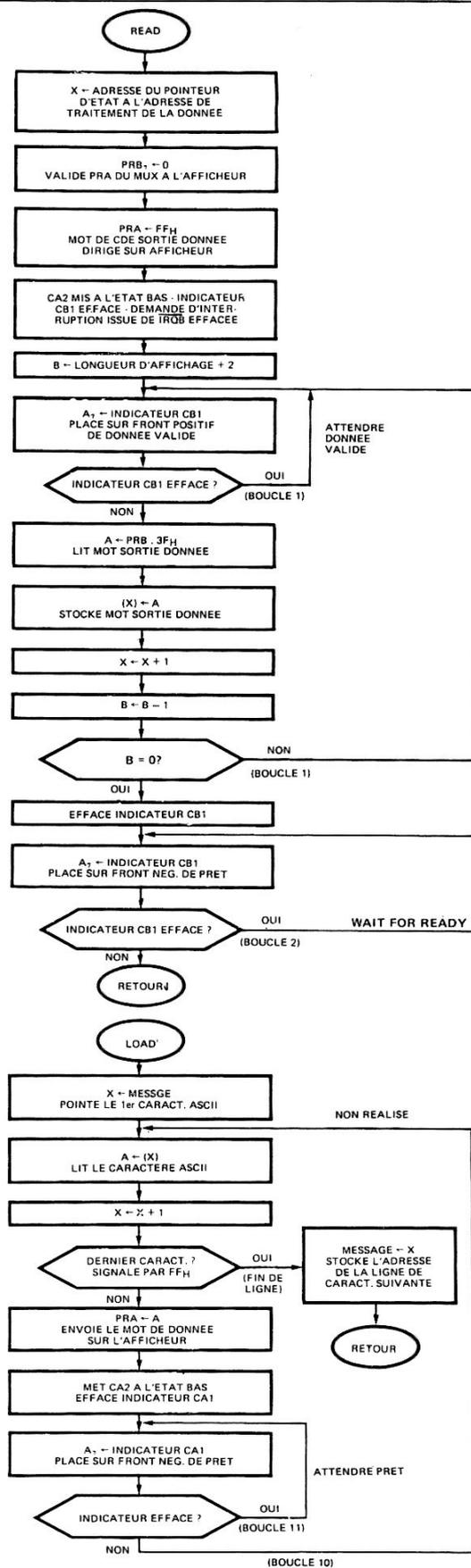
SEPARER LE CLAVIER DU MUX

EFFACE CB1 ET CB2

RELIE LE CLAVIER AU MUX

VALIDE IRQ

IRQ PROVOQUE LA LECTURE PAR JSR



NON REALISE

WAIT FOR READY

NON REALISE

ATTENDRE PRET

FIGURE 20 — Programme pour microprocesseur 6800 et ordigramme d'interface avec le circuit de la figure 19