

Contrôle numérique de la vitesse d'un moteur à courant continu

par Frédéric MARCHE

Lycée Jean Zay

2, rue de la Tuilerie - 54800 Jarny

mél : f.marche@ac-nancy-metz.fr

RÉSUMÉ

Cette maquette a pour but d'illustrer une partie du programme de certaines sections de techniciens supérieurs (notamment CIRA) sur le traitement numérique du signal (étude des CNA et des CAN). Associée à un ordinateur de type PC, elle permet de piloter l'alimentation d'un moteur à courant continu par un hacheur série et d'en mesurer sa vitesse. La commande du hacheur, ainsi que la mesure de la vitesse du moteur sont gérés par le port parallèle de l'ordinateur.

1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Afin de faciliter la compréhension de mes élèves, j'ai choisi d'utiliser un ordinateur comme processeur. Pour que les signaux électriques puissent être observables, la maquette est placée à l'extérieur de l'ordinateur et se connecte à celui-ci par son port parallèle, en utilisant le câble de l'imprimante. Le traitement des informations est réalisé par programmation en basic.

Utilisation du port parallèle

Le port parallèle des PC et compatibles se présente sous la forme d'une prise DB25 femelle. Ce port, connecté en général à une imprimante, utilise des signaux en rapport avec ce périphérique (norme Centronics). Je ferais référence à cette norme concernant le brochage des connecteurs et des signaux standards s'y rapportant. La présentation de ce port et des connecteurs est proposée en annexe 1.

L'ordinateur ne possédant qu'un port parallèle, ce dernier est utilisé :

- aussi bien pour envoyer des mots binaires sur le CNA de la chaîne directe,
- que pour recevoir des informations binaires sur le CAN de la chaîne de retour.

L'aiguillage se fait électroniquement par des circuits intégrés commandés par la sortie STR OBE du port parallèle dont le niveau de tension est géré par programmation. Chaque circuit intégré (74 LS 573) est constitué de huit verrous trois états, avec effet mémoire (bascule D). La validation du verrou s'effectue par la mise au niveau bas de sa broche 11. Sa table de vérité et son brochage sont donnés en annexe 1.

Au sein de la maquette, je me sers des signaux suivants :

- La sortie STR OBE, lorsqu'elle est au niveau bas, valide le CI 74 LS 573 ① (permettant la mesure de la vitesse). Cette même sortie, après être inversée par un opérateur NON (réalisé par la structure incluant le transistor T_1) bloque le CI 74 LS 573 ②. La validation de ces deux CI sera inversée lorsque cette sortie sera mise à un niveau haut. Cela permet alors d'agir sur la commande du hacheur.
- Le bus de données (constitué des lignes D0 à D7) est utilisé pour envoyer des informations utiles :
 - soit pour commander le hacheur,
 - soit pour mesurer la vitesse de rotation.
- Les niveaux de tensions appliqués sur l'entrée BUSY seront lus et interprétés lors de la conversion analogique numérique de la tension image de la vitesse de rotation.

Dans une première approche, la maquette peut être représentée par le synoptique suivant (voir figure 1).

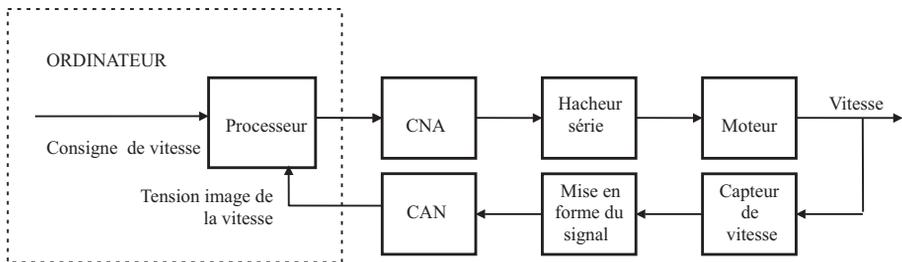


Figure 1

L'organe de puissance est constitué d'un banc de deux machines à courant continu de tension nominale 12 V et dont leur vitesse de rotation maximale est d'environ 3000 tr/min. Une machine est utilisée en moteur, l'autre en génératrice. La vitesse de rotation sera volontairement limitée à 2500 tr/min pour éviter des problèmes liés à l'accouplement entre les deux machines. La génératrice n'est utilisée que pour faire varier la charge du moteur, pas pour la mesure de vitesse.

2. COMMANDE DE LA VITESSE DE ROTATION DU MOTEUR

2.1. Circuit de commande

Réalisation d'une tension MLI (impulsion à largeur modulée)

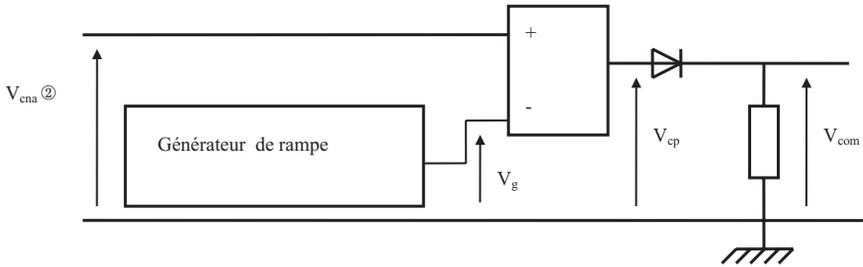


Figure 2

La tension hachée appliquée au moteur est obtenue par comparaison entre une tension en dent de scie et une tension continue provenant du convertisseur numérique analogique. Ce dernier délivre une tension variant entre 0 et 10 V en fonction des mots binaires transmis par programmation sur ses entrées. Le générateur de rampe est construit autour de deux montages à amplificateurs opérationnels (un comparateur à seuil et un intégrateur). Il délivre une tension en dent de scie évoluant entre 0 et 10 V, de fréquence réglable. Ces différentes tensions ont été relevées expérimentalement comme il est possible de le voir sur le dessin [se reporter à l'image n° 1 (annexe 2)].

La tension V_g peut être visualisée grâce à la borne ④, la tension V_{cna} sur la borne ⑤ et la tension V_{com} sur la borne ⑥. La tension V_{cna} est égale à 3,9 V, cela correspond au nombre décimal $y [97]_{10}$. On peut constater facilement que la durée t' correspondante à la tension non nulle V_{com} (définissant le rapport cyclique $\alpha = \frac{t'}{T}$) est directement liée à la position de la tension V_{cna} sur la tension V_g . Cela permet d'établir que :

$$\alpha = k'' \cdot V_{cna} \Leftrightarrow \alpha = k' \cdot y$$

où y est le nombre en base 10 transposé du nombre binaire envoyé sur les 8 bits de données du port parallèle.

La tension V_{cna} provient du CNA (AD 558). Ce circuit dispose de 8 bits en entrées et fournit une tension de 10 V en pleine échelle.

Détermination de k'

$\alpha = 1$ lorsque $V_{\text{cna}} = 10 \text{ V}$ cela correspond au nombre décimal $y = [2^8 - 1] = 255$

$$k' = \frac{\alpha}{y} = \frac{1}{255}$$

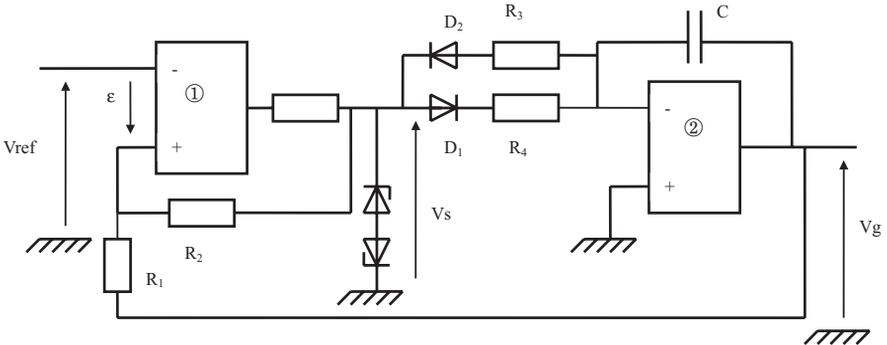
2.2. Étude du générateur de rampe

Figure 3

D'après le fonctionnement désiré, la tension de saturation de l'AOP ① est égale soit à 12 V ou soit à -12 V (présence des diodes zéner), et la tension V_g évolue entre 0 et 10 V .

Le montage réalisé autour de l'AOP ② est un intégrateur inverseur donc pour obtenir une tension V_g croissante, il faut appliquer à son entrée une tension V_s de -12 V (la diode D_2 est alors passante).

La loi des nœuds appliquée à l'entrée inverseuse de l'intégrateur donne :

$$\frac{-V_{\text{sat}}}{R_3} + C \frac{dV_g(t)}{dt} = 0$$

soit :

$$dV_g(t) = \frac{V_{\text{sat}}}{R_3 C} \cdot dt$$

ainsi $V_g(t)$ croît avec le temps à partir de la valeur V_{gini} qui, dans ce cas, est nulle :

$$\int_0^{V_g} dV_g(t) = \frac{V_{\text{sat}}}{R_3 C} \int_0^t dt$$

d'où :

$$V_g(t) = \frac{V_{\text{sat}}}{R_3 C} t$$

A $t = t_1$, la tension V_g atteindra la valeur de 10 V, ce qui entraînera un basculement de la tension V_s du comparateur.

En résumé :

- Pour $t \in [0, t_1]$

$$V_s = -12 \text{ V} \quad \text{la diode } D_2 \text{ est passante} \quad V_g(0) = 0 \text{ V} \quad V_g(t_1) = 10 \text{ V}$$

$$V_g(t_1) = \frac{V_{\text{sat}}}{R_3 C} t_1 \Leftrightarrow t_1 = R_3 C \frac{V_g(t_1)}{V_{\text{sat}}}$$

d'après les valeurs numériques utilisées, $t_1 = 0,125 \cdot 10^{-6} \cdot R_3$.

- Pour $t \in [t_1, T]$

$$V_s = +12 \text{ V} \quad \text{la diode } D_1 \text{ est passante} \quad V_g(t_1) = 10 \text{ V} \quad V_g(T) = 0 \text{ V}$$

$$V_g(T) - V_g(t_1) = \frac{V_{\text{sat}}}{R_4 C} (T - t_1) \Leftrightarrow T - t_1 = R_4 C \frac{V_g(T) - V_g(t_1)}{V_{\text{sat}}}$$

la résistance R_4 est nulle, ce temps $(t - t_1)$ devrait l'être également, ce qui, pratiquement, n'est pas vrai comme le montre le relevé expérimental.

Cela n'a pas une incidence trop importante sur le fonctionnement du montage car cela modifie la valeur de la fréquence maximale (ce réglage de fréquence n'a pour but que d'améliorer et de minimiser l'ondulation du courant traversant la charge).

La présence de la tension V_{ref} sur l'entrée inverseuse de l'AOP ① permet de décaler les tensions de seuil du comparateur afin d'obtenir une tension V_g évoluant entre 0 et 10 V. La détermination des tensions appliquées sur les deux entrées du comparateur entraîne :

$$V_{e^-} = V_{\text{ref}} \quad \Leftrightarrow \quad \varepsilon = V_{e^+} - V_{e^-} = \frac{R_2 V_g + R_1 V_s}{R_1 + R_2} - V_{\text{ref}}$$

$$V_{e^+} = \frac{R_2 V_g + R_1 V_s}{R_1 + R_2}$$

or, $\varepsilon = 0$ au moment du basculement donc en tenant compte des valeurs numériques, la tension V_{ref} doit alors être égale à 10,9 V.

2.3. Étude du circuit de puissance

Par ce montage, il est possible, grâce au circuit de commande de gérer la fermeture du transistor T permettant alors d'obtenir une tension V_{ch} en créneau à rapport cyclique variable. L'inductance B mise en série avec le moteur permet de filtrer le courant afin d'en atténuer ses ondulations. La diode dite de roue libre permet de protéger le transistor T lors de son blocage sous charge inductive en favorisant la continuité du courant dans l'inductance. Le transistor est saturé pendant le temps αT réglable imposant alors la tension d'alimentation à la charge ($V_{ch} = E'$; la tension de saturation du transistor étant négligée). Le transistor est bloqué pendant le temps $(1 - \alpha) T$, la tension V_{ch} est alors quasiment nulle ; elle est égale à la tension de seuil de la diode DRL.

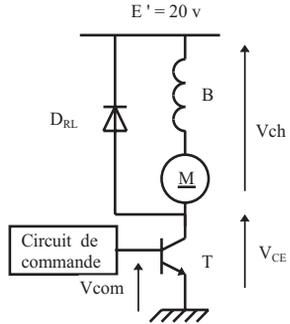


Figure 4

$$(V_{ch} \approx - 0,6 V)$$

On peut constater que la tension appliquée à la charge est l'image de la tension MLI (V_{com}) provenant du circuit de commande présenté ci-dessus (voir figure 5). Cette tension en créneaux dépend du rapport cyclique α .

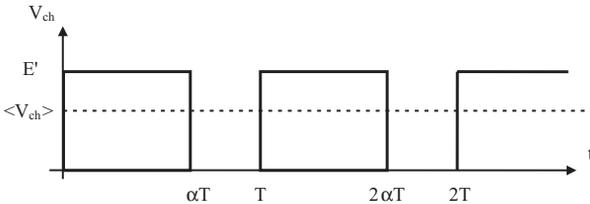


Figure 5

Le moteur est donc alimenté par une tension continue réglable équivalente à la valeur moyenne de la tension V_{ch} .

$$\langle V_{ch} \rangle = \bar{V}_{ch} = \alpha E' = k' \cdot y \cdot E'$$

Par application de la loi des mailles, on peut écrire que : $V_{ch}(t) = u_B(t) + u_M(t)$. Cette loi reste vraie avec les valeurs moyennes de ces tensions, donc :

$$\bar{V}_{ch} = \alpha E' = \bar{U}_B + \bar{U}_M$$

Mais $\overline{U_B} = L \frac{d\bar{i}}{dt} = 0$ (la valeur moyenne aux bornes de l'inductance est nulle) :

$$\Leftrightarrow \alpha E' = \overline{U_M} = E + R \cdot I = k \cdot n' + R \cdot I = K \cdot \Omega + R \cdot I$$

avec k : constante de vitesse ($v / (\text{tr}/\text{min})$),

$$K : \text{constante de vitesse } (v / (\text{rad}/\text{s})) \text{ où } k = \frac{\pi}{30} \cdot K$$

$$\Leftrightarrow n' = \frac{\alpha E' - RI}{k}$$

de plus, le couple électromagnétique T_{em} est proportionnel au courant I et est égal à la somme du couple utile T_u et du couple de pertes T_p .

$$T_{em} = K \cdot I = T_u + T_p \Leftrightarrow I = \frac{1}{K} \cdot (T_u + T_p)$$

avec K : constante de couple (Nm/A).

$$\Leftrightarrow n' = \frac{E'}{k} \cdot \alpha - \frac{R}{k \cdot K} \cdot T_u - \frac{R}{k \cdot K} \cdot T_p$$

en remplaçant α par $k' \cdot y$, on obtient :

$$\Leftrightarrow n' = \frac{E' \cdot 30 \cdot k'}{\pi \cdot K} \cdot y - \frac{30 \cdot R}{\pi \cdot K^2} \cdot T_u - \frac{30 \cdot R}{\pi \cdot K^2} \cdot T_p$$

Une modification du couple résistant (par une augmentation de l'intensité du courant débité par la génératrice) entraîne alors une diminution de la vitesse. Une action sur le nombre y permettra alors de corriger cette vitesse en se rapprochant de la valeur de consigne.

Par mesure de protection, le courant débité par l'alimentation stabilisée du hacheur sera limité à une valeur inférieure à la valeur maximale supportée par l'enroulement d'induit de ce moteur.

Détermination des constantes

Un essai à vide du moteur a permis de déterminer les grandeurs suivantes : (la vitesse a été mesurée avec un tachymètre optique) :

- la résistance de l'induit (mesurée à chaud) : $R = 0,6 \text{ W}$,
- la constante de couple : $K = 0,041 \text{ v} / (\text{rad}/\text{s})$,

– le couple de pertes : $T_p = 0,032 \text{ Nm}$

$$\Leftrightarrow n' = 18,26 \cdot y - 3408,43 \cdot Tu - 109$$

ou bien : $n' = 18,26 \cdot y - 139,74 \cdot I$

Relevé expérimental de la tension V_g et du courant traversant l'induit du moteur

Ce dernier a été mesuré par l'intermédiaire d'une sonde à effet Hall. La fréquence de commande du hacheur a été diminuée afin d'augmenter l'ondulation de ce courant [se reporter à l'image n° 2 (annexe 2)].

3. MESURE DE LA VITESSE DE ROTATION DU MOTEUR

3.1. Le capteur de vitesse

L'utilisation d'un interrupteur ILS permet de réaliser un capteur économique. Cet interrupteur est constitué de deux lamelles disposées dans une ampoule de verre. Elles se mettent en contact en présence d'un champ magnétique, imposant ainsi la fermeture de l'interrupteur. Sur l'arbre moteur, une plaquette en plastique a été fixée où deux aimants ont été collés diamétralement opposés. A chaque demi-tours, un aimant passe devant l'ampoule et son champ magnétique ferme le contact. Ce système fonctionne correctement même lorsque le moteur tourne à sa vitesse maximale.

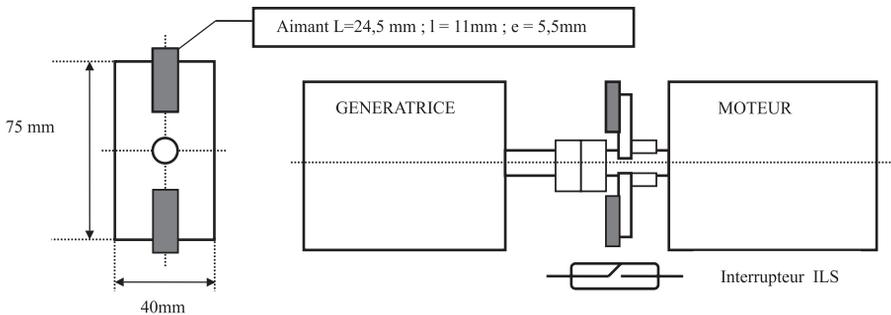


Figure 6

3.2. La mise en forme du signal

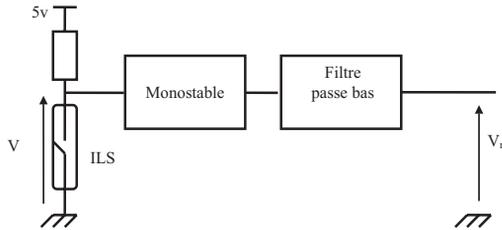


Figure 7

A chaque fermeture du contact, la tension V_e s'annule, imposant ainsi un niveau bas à l'entrée d'un monostable. L'ouverture du contact impose alors un front montant. Ce dernier déclenche le monostable qui délivre en sortie un état haut d'une durée T_x fixée par réglage du potentiomètre P_x . Le temps T_x dépend essentiellement de la période maximale (apparaissant entre les passages des aimants). Cette période T_{max} est liée à la vitesse maximale du moteur (dans ce cas : $n'_{max} = 2500$ tr/min imposant alors une tension V_r de 3,27 v environ en valeur moyenne).

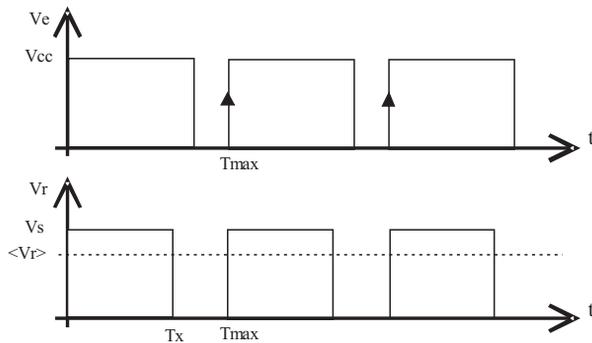


Figure 8

Lorsque la vitesse de rotation est inférieure à n'_{max} , la période T est plus grande que T_{max} mais le monostable délivre toujours la durée T_x égale 9,2 ms. La période ayant changé, le rapport cyclique également, la valeur moyenne de V_r a diminué. La tension V_s correspond à l'amplitude de la tension de sortie du monostable ($V_s \leq V_{cc}$) si le monostable est :

- du type 74 LS 123 : $V_s = 4,25$ V,
- du type 74 HC 123 : $V_s = 5$ V.

Expression de la valeur moyenne de la tension V_r

La méthode de calcul utilisant l'égalité des aires donne :

$$\bar{V}_r = T = T_X \cdot V_s \Leftrightarrow \bar{V}_r = \frac{T_X \cdot V_s}{T}$$

mais la période T correspond à demi-tour de disque donc un tour de disque se fait en $2 \cdot T$ secondes :

$$\Leftrightarrow \boxed{\bar{V}_r = 2 \cdot T_X \cdot V_s \cdot n \quad \text{ou bien} \quad \bar{V}_r = \frac{T_X \cdot V_s}{30} \cdot n'}$$

Un filtre passe-bas du deuxième ordre permet d'éliminer les harmoniques du signal issu du monostable. La tension moyenne V_r disponible après ce filtre est bien l'image de la vitesse du moteur.

Ce filtre est une structure du type Sallen Key. Le choix des composants est tel qu'il se comporte comme un filtre de Butterworth d'ordre 2 de pulsation de coupure :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{2}}$$

Relevé expérimental des tensions V_e et V_r pour la vitesse de 1000 tr/min

La tension V_e est représentée en voie 1 (tension relevée aux bornes du capteur), alors que la tension V_r correspond à la voie 2 (tension mesurée à la borne ①) [se reporter à l'image n° 3 (annexe 3)].

Il est possible de vérifier l'ordre de grandeur de la vitesse de rotation du moteur à partir du relevé. La tension moyenne de V_r (mesurée à la sortie du filtre, à la borne ③) est égale à 1,59 V et pour V_s égale à 5 V, on obtient :

$$n' = \frac{30 \cdot 1,59}{9,2 \cdot 10^{-3} \cdot 5} \Leftrightarrow n' = 1037 \text{ tr/min}$$

La vitesse du moteur est obtenue avec une erreur absolue d'environ 4 % par rapport à celle mesurée à partir d'un tachymètre optique.

Relevé expérimental des tensions V_e et V_r pour la vitesse maximale

[se reporter à l'image n° 4 (annexe 3)].

Comme :
$$\bar{V}_r = \frac{Tx \cdot V_s}{30} \cdot n' \Leftrightarrow \bar{V}_r = 1,5310^{-3} \cdot n' \Leftrightarrow \bar{V}_r = 3,83 \text{ V}$$

La valeur moyenne expérimentale de V_r est égale à 3,83 V, ce qui entraîne une erreur de 2 % sur cette mesure.

Remarque : Le condensateur C de 15 nF (placé aux bornes de l'ILS) et la résistance de 4,7 k Ω constitue un filtre éliminant les parasites provenant du hacheur. Ces parasites peuvent provoquer un réarmement indésirable du monostable. La fréquence de coupure de ce filtre doit être inférieure à la fréquence de commande du hacheur.

3.3. Étude de la conversion analogique - numérique

Elle n'est pas réalisée à partir d'un composant spécialisé du commerce mais utilise un CNA. Cette méthode offre l'intérêt pédagogique de montrer la constitution d'un CAN à approximations successives. Le CAN délivre une tension de 2,5 V en pleine échelle amenée à 5 V par un amplificateur de tension.

Le synoptique du CAN est le suivant :

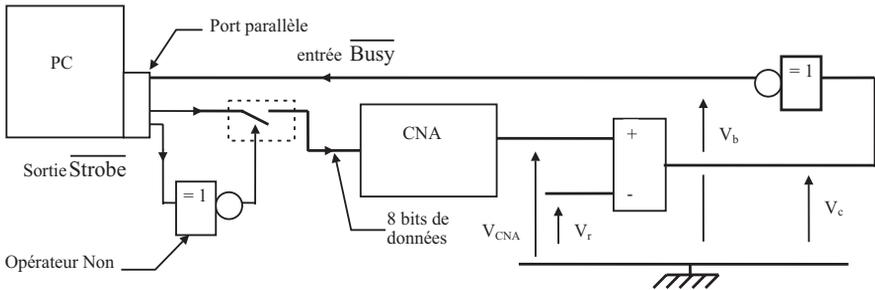


Figure 9

La conversion est basée sur la méthode des approximations successives (également appelée par dichotomie). Par programmation, un mot binaire de 8 bits est envoyé sur les entrées du CNA via le PIO du port parallèle. L'état de l'entrée (correspondant à l'état de la sortie du comparateur) permet de déterminer la valeur du bit testé. Les nombres binaires envoyés correspondent aux nombres décimaux issus de la relation 2^p où $p = 7$ au départ de la conversion puis décroît jusqu'à la valeur 0 relative au poids le plus faible. Par lecture du nombre binaire envoyé sur les entrées du CAN, nous avons forcément l'image de la tension V_r appliquée à l'entrée. Pour des raisons d'adaptation d'impé-

dance, un étage tampon est nécessaire. Il est réalisé à partir d'un transistor T_2 utilisé en commutation. Mais ce dernier inverse le signal provenant du comparateur.

Prenons un exemple

Le CNA utilisé a 8 bits en entrée et une tension de 5 V en pleine échelle. La tension V_r est égale à 1,37 V.

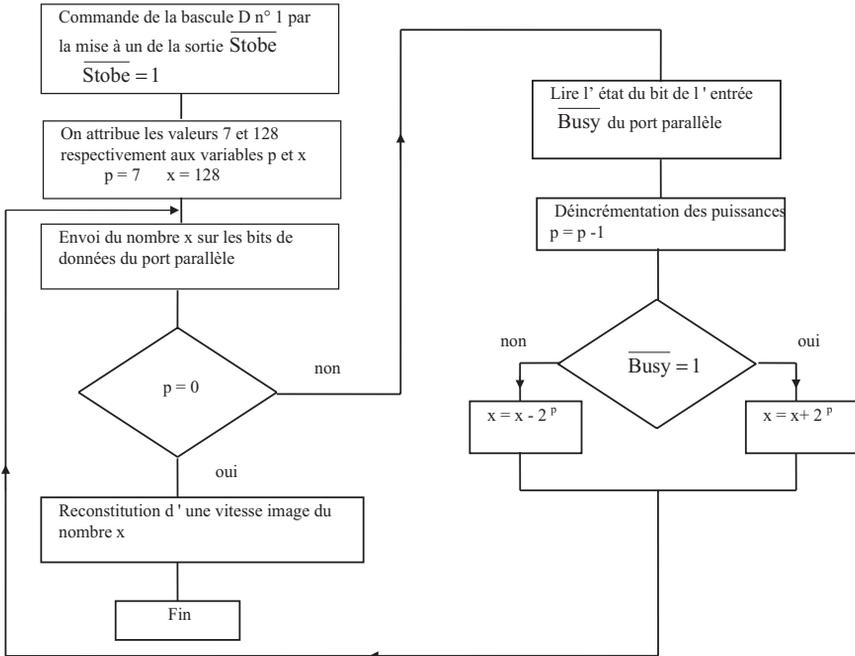
Première phase

Le nombre $2^7 = 128$ est envoyé sur les bits de données du port parallèle, ce qui impose une tension $V_{CNA} = 2,5$ V. Comme $V_{CNA} > V_r$, la tension V_c du comparateur est égale à $+V_{sat}$, donc $V_b = 0$ V, l'entrée \overline{Busy} est à un niveau logique bas, donc imposera un niveau bas (zéro logique) au poids 7. Cette phase sera répétée huit fois avec des nombres différents appliqués sur le port parallèle. Pour ne pas alourdir l'exposé, ces huit phases ont été décrites dans le tableau 1 :

Phase	Entrée CNA	Sortie CNA	VCNA	Vr	Vc	Vb	Mot binaire
1	128	2,5	2,5	1,37	+ 5	0	0
2	64	1,25	1,25	1,37	- 5	+ 5	1
3	64 + 32	1,25 + 0,625	1,87	1,37	+ 5	0	0
4	64 + 16	1,25 + 0,312	1,562	1,37	+ 5	0	0
5	64 + 8	1,25 + 0,156	1,4	1,37	+ 5	0	0
6	64 + 4	1,25 + 0,078	1,328	1,37	- 5	+ 5	1
7	68 + 2	1,328 + 0,039	1,367	1,37	- 5	+ 5	1
8	70 + 1	1,367 + 0,019	1,386	1,37	+ 5	0	0

Tableau 1

Le mot binaire image de la conversion de la tension V_r est donc égale à : $[1000110]_2 = [70]_{10}$. Ce nombre $[70]_{10}$ est connu par lecture des données envoyées sur le port parallèle.

Aspect logiciel de cette conversion analogique numérique**Figure 10**

Remarque : Il est bien sûr possible de programmer d'autres types de conversion (notamment la conversion simple rampe).

4. ASPECT EXPÉRIMENTAL**4.1. Le capteur de vitesse**

La tension arrivant à l'entrée du CAN était proportionnelle à la vitesse du moteur. Cette tension l'est également par rapport au nombre binaire obtenu lors de la conversion. Il est alors possible de lier directement la vitesse de rotation au nombre binaire (ou de son transposé en base 10) disponible sur le port parallèle, par une relation de proportionnalité du type :

$$n'_{\text{(entr/min)}} = a \cdot x + b$$

avec x : nombre en base 10 lu sur les bits de données.

Dans le programme en Qbasic, un étalonnage du capteur est prévu afin d'adapter au mieux les coefficients a et b.

$$\text{Il a donné :} \quad a = 13,80 \text{ tr/min/bit} \quad b = - 17,16 \text{ tr/min}$$

$$\text{Pour } x = 74 : \quad n' = 1004 \text{ tr/min}$$

$$\text{pour } x = 75 : \quad n' = 1017,84 \text{ tr/min}$$

On peut remarquer que l'utilisation d'un CNA de 8 bits entraîne, du fait de sa résolution, une erreur sur la mesure de vitesse de 13,84 tr/min par bit. Le temps de conversion imposé par le CNA ainsi réalisé est de 32 ms au minimum.

4.2. La commande du moteur

La proportionnalité entre la vitesse et le nombre y (définie au paragraphe 2.3.) permet justement par programmation de définir le nombre à envoyer en fonction de la consigne de vitesse désirée.

Dans cette partie de programme, le nombre y sera calculé à partir d'une équation de droite affine liant la vitesse n' à deux coefficients c et d (déterminés durant la phase d'étalonnage).

Par cette façon de procéder, on amène forcément une erreur dans la détermination du nombre y car ce dernier doit être forcément un entier.

Après étalonnage, à partir de la formule $n' = c \cdot y + d$, on obtient : lorsque la génératrice est chargée (le courant moyen traversant l'induit du moteur est égale à 2A)

$$c = 14,56 \text{ tr/min/bit} \quad d = - 251,6 \text{ tr/min}$$

La valeur du coefficient d dépend, bien sûr, de la valeur du couple T_u imposé au moteur. On ne peut réguler la vitesse qu'autour d'un point de fonctionnement défini lors de l'étalonnage du système.

D'après l'équation définie au paragraphe 2.3., la vitesse s'exprime en fonction de y et du courant traversant l'induit :

$$n' = 18,26 \cdot y - 139,74 \cdot I$$

$$\text{donc :} \quad n' = 18,26 \cdot y - 279,48$$

On peut constater que les valeurs expérimentales sont proches des résultats escomptés, tout en sachant, bien sûr que les paramètres c et d ont été déduits à partir de deux

mesures de vitesse prise avec un tachymètre optique. La précision dépend directement de la personne réalisant ces mesures.

4.3. Tableau de mesure

La consigne de vitesse est entrée, au clavier de l'ordinateur.

La vitesse n' s'affiche à l'écran.

La vitesse n_{tacky} a été relevé par un tachymètre optique.

Consigne	300	500	800	1000	1200	1400	1600	1800	2000	2200
n'	315	520	824	1017	1210	1403	1597	1817	2010	2204
n_{tacky}	327	519	810	999	1214	1408	1598	1809	2007	2190

Tableau 2

On peut constater que d'après ces résultats, le système fonctionne relativement bien et permet d'obtenir une mesure de vitesse fiable.

5. CONCLUSION

Les résultats obtenus permettent d'envisager des utilisations multiples de cet ensemble. Ces dernières seront liées aux différents programmes informatiques que l'on pourra établir. Cette maquette pourrait être améliorée :

- en intégrant une mesure du courant de l'induit afin d'en prévoir son contrôle,
- par la détermination de la fonction de transfert du moteur. Cela permettrait d'adjoindre une correction et de gagner en rapidité.

Je peux transmettre le typon de cette maquette, avec une proposition de programmes informatiques rédigés en Qbasic, sur simple demande.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier :

- Gérard VACHON pour son aide précieuse quant à la réalisation pratique de cette maquette,
- Hubert FRAUENSOHN pour l'apport technique et théorique nécessaire à cette réalisation,
- Thierry ROYANT qui, par ses remarques pertinentes, m'a encouragé à concevoir une maquette plus performante.

BIBLIOGRAPHIE

- F. MANNEVILLE et J. ESQUIEU : «*Systèmes bouclés linéaires de communication et de filtrage*» - Dunod.
- J.-C. CHAUVEAU, G. CHEVALIER, B. CHEVALIER et A. CAPLIEZ : «Mémotech électronique».
- Brochage des connecteurs, programmation du port parallèle - Norme CENTRONICS - documentation d'IBM.

Annexe 1

PRÉSENTATION DU PORT PARALLÈLE

L'interface parallèle, destinée à connecter une imprimante, peut être utilisée pour d'autres applications. IBM a défini trois adresses de base standard pour l'emplacement de ces ports :

Nom	Adresse en Hexa	Adresse en base 10
LPT 1	&H3BC	956
LPT 2	&H378	888
LPT 3	&H278	632

Remarque : pour la plupart des ordinateurs compatible PC (de technologie différente des IBM), le port 1 est à l'adresse $[888]_{10}$.

Descriptions des signaux

Ils se servent de 17 broches dont les affectations physiques seront définis ci-dessous et de 8 broches reliées à la masse.

- la sortie **STROBE** : Cette ligne active au niveau bas indique l'imprimante que des données sont présentes sur les lignes D0 à D7 et qu'il faut les prendre en compte.
- les lignes **D0 à D7** : C'est le bus de données sur lequel véhicule la valeur du caractère à imprimer. On ne peut pas écrire sur ce port, à moins d'avoir un port parallèle étendu (du type ECP ou EPP).
- l'entrée **BUSY** : Cette ligne est mise à l'état bas par l'imprimante lorsque son registre de réception est plein. L'ordinateur est ainsi averti que celui-ci ne peut plus recevoir de données. Il doit attendre que cette ligne revienne à l'état haut pour recommencer à émettre.

Programmation de ce port

Cette interface se programme très facilement : trois registres sont nécessaire au contrôle total des signaux :

- A l'adresse [888]₁₀, on a accès aux huit lignes de données (ce registre n'est accessible qu'en écriture. L'écriture d'un octet dans ce registre place immédiatement les lignes D0 à D7 aux niveaux demandés.
- A l'adresse [889]₁₀, on a accès au registre contrôlant l'état de l'imprimante (ERROR, SELECT, PE, ACK et BUSY). Il est accessible uniquement en lecture. L'entrée BUSY (bit 7) travaille en logique négative (un inverseur est présent entre la prise et le registre).
- A l'adresse [890]₁₀, on a accès à un registre travaillant à la fois en lecture et en écriture. Les quatre premiers bits sont l'image des lignes (S T R O B E, AUTOFEED, INIT et SELECT IN). Très souvent, la ligne S T R O B E (fonctionnant en logique négative) est utilisée comme sortie d'initialisation de carte utilisant le port parallèle (cela étant lié à sa position 1 sur le connecteur).



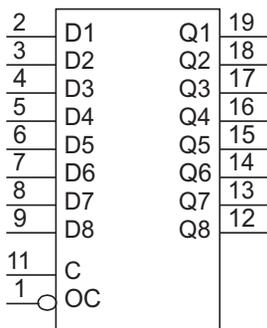
Le connecteur Centronic.

Le brochage

DB 25	Centronics	Type	Nom	Bit de registre	Descriptions
1	1	S		C0	Impulsion à 0 pour l'émission
2	2	S / (E)	D0	D0	Bit de données de poids faible
3	3	S / (E)	D1	D1	Bit de données
4	4	S / (E)	D2	D2	Bit de données
5	5	S / (E)	D3	D3	Bit de données
6	6	S / (E)	D4	D4	Bit de données
7	7	S / (E)	D5	D5	Bit de données
8	8	S / (E)	D6	D6	Bit de données
9	9	S / (E)	D7	D7	Bit de données de poids fort
10	10	E		S6	Impulsion à 0 pour la réception
11	11	E	Busy	S7	Occupé ou erreur
12	12	E	PE	S5	Plus de papier
13	13	E	SLTC	S4	Imprimante sélectionnée

DB 25	Centronics	Type	Nom	Bit de registre	Descriptions
14	14	S		C1	Avance d'une ligne
15	32	E		S3	Plus de papier ou erreur
16	31	S		C2	Impulsion à 0 pour l'initialisation
17	36	S		C3	A 0 pour sélectionner l'imprimante
18 - 25	19 - 30	...	Gnd	...	Masse
18 - 25	16 - 17 - 33	...	Gnd	...	Masse
...	35	+ 5 V

BROCHAGE DU CIRCUIT 74 LS 573



74573

Octuple verrou à 3 états

\overline{OC}	C	D	Q
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

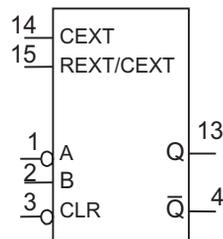
Boîtier DIL 20
Vcc borne 20
Gnd borne 10

BROCHAGE DU CIRCUIT 74 LS 123

Deux monostables redéclenchables avec RAZ.

\overline{CLR}	A	B	Q	\overline{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑		
H	↓	H		
↑	L	H		

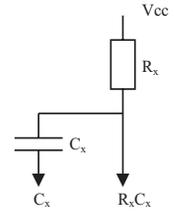
Boîtier DIL 16
Vcc borne 16
Masse borne 8



74123

Valeurs limites des composants externes de R_x et C_x . Détermination de la durée de l'impulsion t_w .

Circuits	R_x C_x	t_w R_x en $k\Omega$ - C_x en pF
74123	$5\text{ k}\Omega < R_x < 50\text{ k}\Omega$ Pas de limites pour C_x	$t_w = 0,25 \cdot R_x \cdot C_x \left(1 + \frac{0,7}{R_x} \right)$
74 HC 123	$2\text{ k}\Omega < R_x < 100\text{ k}\Omega$ Pas de limites pour C_x	$t_w = 0,45 \cdot R_x \cdot C_x$
74 LS 123	$5\text{ k}\Omega < R_x < 260\text{ k}\Omega$ Pas de limites pour C_x	$t_w = 0,25 \cdot R_x \cdot C_x$



Annexe 2

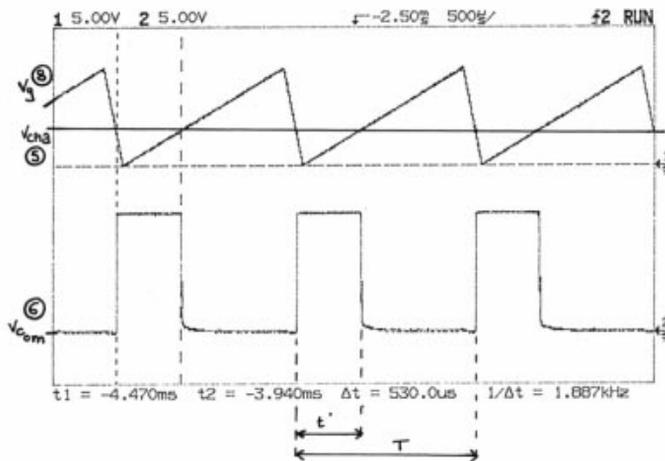


Photo n° 1 : Relevé des tensions V_g , V_{can} et V_{com} pour une vitesse de 1000 tr/min.

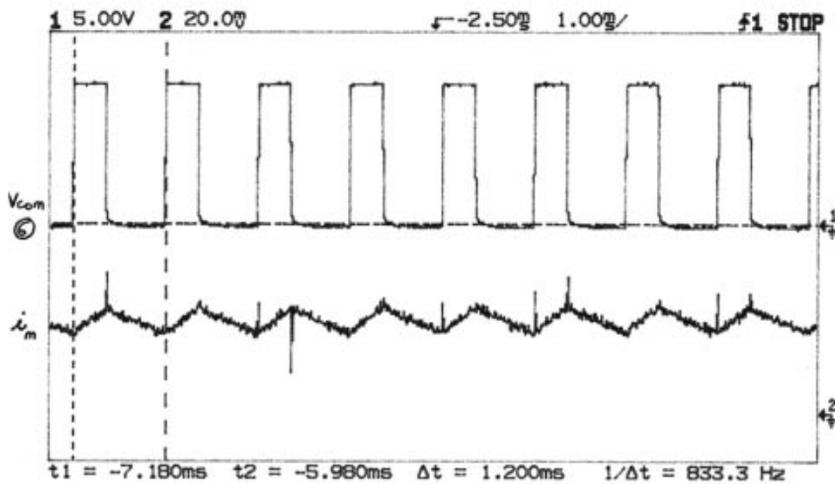


Photo n° 2 : Relevé de la tension V_g et du courant traversant la charge.

Annexe 3

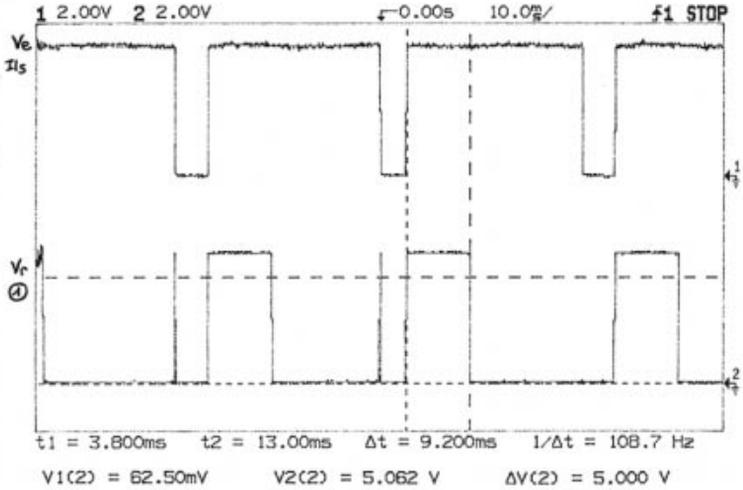


Photo n° 3 : Relevé des tensions V_e et V_r pour une vitesse de 1000 tr/min.

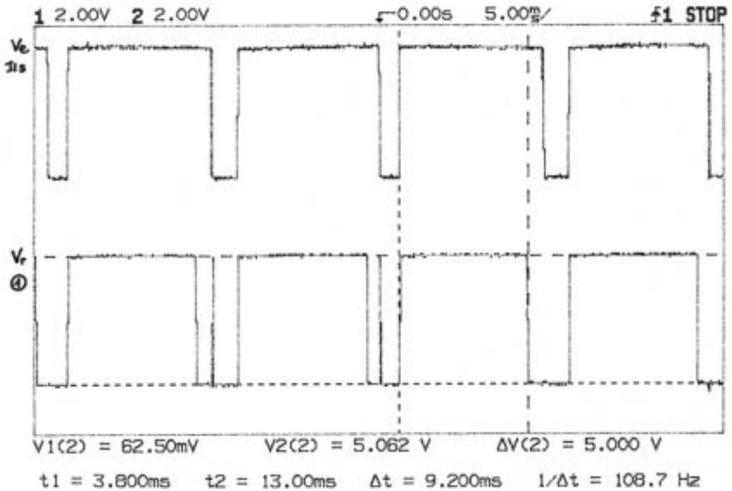


Photo n° 4 : Relevé des tensions V_e et V_r pour une vitesse de 2200 tr/min.

Schéma de la maquette

