
Systèmes électromécaniques

Chapitre 10

CODEURS OPTIQUES DE MESURE DE POSITION Conditionnement et traitement du signal



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

10.	CODEURS OPTIQUES DE POSITION.	1
10.1	INTRODUCTION.....	1
10.2	PRINCIPE.....	1
10.2.1	Mesure par projection avec règle en verre et balayage à quatre fenêtres	1
10.2.2	Mesure par projection avec règle en acier et balayage à une fenêtre	2
10.2.3	Mesure interférentielle et balayage à une fenêtre	3
10.2.4	Marques de référence.....	3
10.2.5	Systèmes de mesure absolus.....	5
10.2.5.1	Codeurs rotatifs absolus.....	5
10.2.5.2	Codeurs linéaires absolus	6
10.3	ALIMENTATION ET SIGNAUX DE SORTIE.....	7
10.3.1	Formation du signal	7
10.4	INTERFACES ÉLECTRONIQUES.....	8
10.4.1	Chaîne de mesure.....	8
10.4.1.1	Signaux analogiques pour interpolation	8
10.4.1.2	Signaux digitaux pour comptage / décomptage et synchronisation.....	9
10.5	TRAITEMENT DES SIGNAUX ANALOGIQUES ET DIGITAUX	10
10.5.1	Position grossière.....	10
10.5.2	Position fine (interpolation).....	11
10.5.3	Alignement des positions grossière et fine	13
10.6	FORMATION DE LA MESURE DE POSITION	18

Bibliographie

10. CODEURS OPTIQUES DE POSITION.

10.1 INTRODUCTION.

Les dispositifs d'asservissement destinés aux entraînements réglés impliquent l'utilisation de systèmes de mesure capables de délivrer des valeurs de mesure à la fois pour l'asservissement de position et de vitesse ainsi que pour la commutation électronique.

10.2 PRINCIPE.

Le fonctionnement des codeurs optiques est simple sur son principe mais extrêmement complexe au niveau de la réalisation. A partir d'une source lumineuse et un condenseur, de la lumière est envoyée au travers d'un réticule de balayage en direction d'un second réticule qui lui est mobile (disque ou règle). En fonction de la position relative des deux réticules, la lumière incidente sur des photo-éléments (photo-diodes ou photo-transistors) est traduite en signaux électriques (courants) dont les valeurs sont directement fonction de la position relative entre les réticules. Il existe plusieurs principes décrits dans les paragraphes suivants.

10.2.1 Mesure par projection avec règle en verre et balayage à quatre fenêtres

Lorsqu'un réseau de traits est déplacé en regard d'un autre réseau de structure identique (réseau de balayage), le réseau de traits du support de la mesure se superpose en alternance avec celui du réseau de balayage. Les modulations claires-obscurées ainsi obtenues sont captées par les éléments photo-électriques.

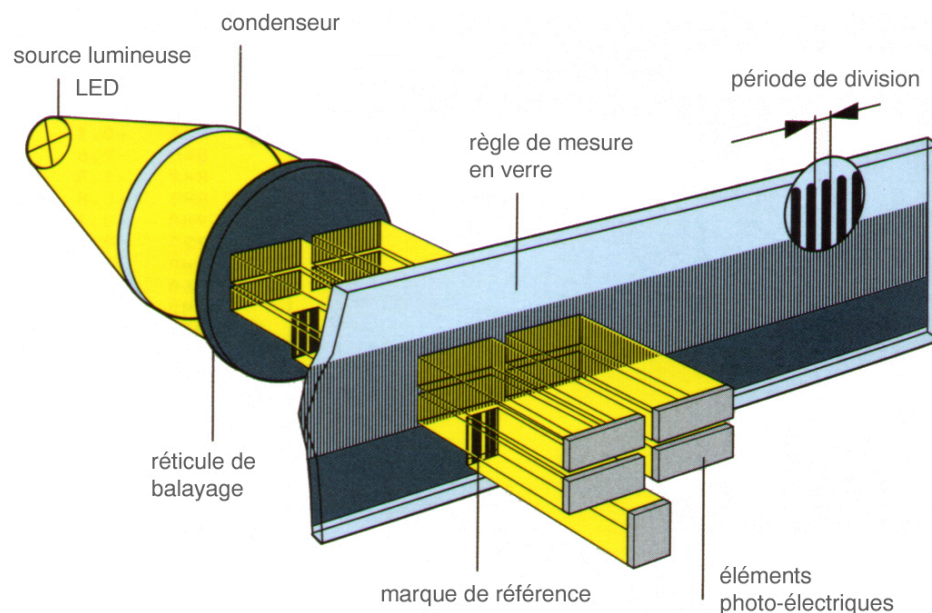


Figure 10-1 : Mesure par projection avec règle graduée et balayage à quatre fenêtres (photo Heidenhain)

Le réticule de balayage comporte quatre fenêtres, toutes équipées d'un réseau de traits. Les 4 réseaux du réticule sont déphasés entre eux d'un quart de la période de division. Toutes les fenêtres sont balayées en lumière passante par un faisceau lumineux orientés parallèlement et émis au moyen d'une LED et d'un condenseur.

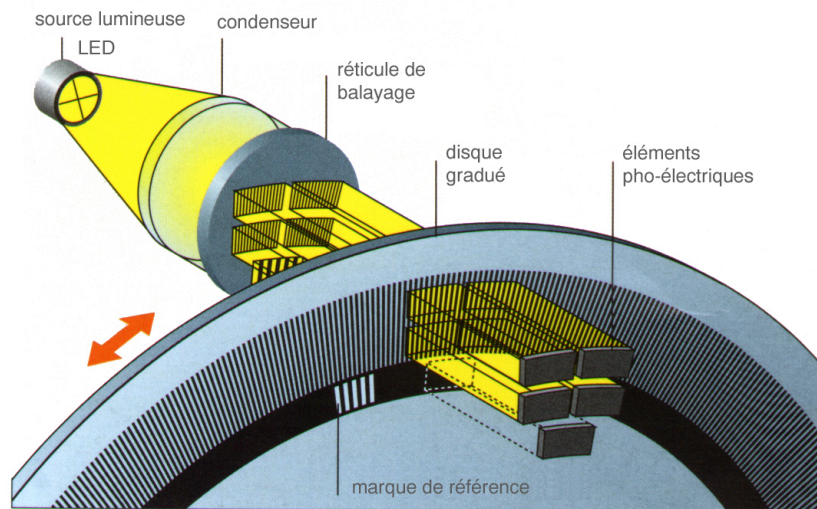


Figure 10-2 : Mesure par projection avec disque gradué et balayage à quatre fenêtres (photo Heidenhain)

10.2.2 Mesure par projection avec règle en acier et balayage à une fenêtre

Le support de la mesure (règle) est constitué d'un ruban en acier sur lequel est gravé un réseau de pas (période de division) défini. Le réseau de balayage transparent comporte deux réseaux de phases imbriqués entre eux dont les caractéristiques de diffraction sont différentes. L'utilisation du réseau de phases présente une relative insensibilité à une légère ondulation du ruban et les tolérances d'écart entre la tête captrice et la règle de mesure augmentent considérablement par rapport à un procédé de balayage conventionnel.

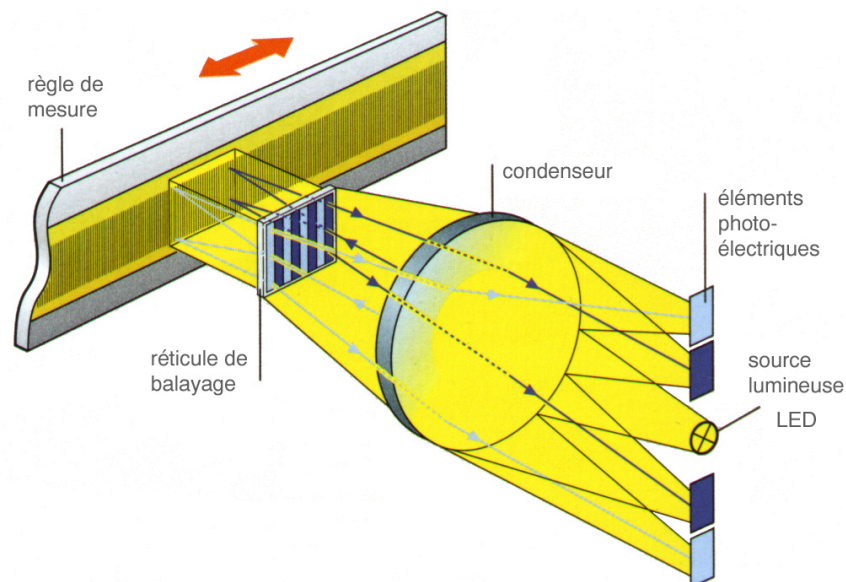


Figure 10-3 : Signaux générés par les éléments photo-électriques (photo Heidenhain)

Avec ces deux réseaux de phases imbriqués, le réseau de balayage à une fenêtre génère quatre projections du réseau de balayage du support de la mesure ; ces projections sont

déphasées entre elles d'un quart de la période de division. Une fenêtre de balayage suffit à générer les quatre signaux, les altérations d'intensité lumineuse (provoquées par exemple par des salissures) agissent uniformément sur les signaux des éléments photo-électriques, et par conséquent la qualité de la mesure reste élevée.

10.2.3 Mesure interférentielle et balayage à une fenêtre

Le principe de mesure interférentielle utilise les effets de la diffraction sur le réseau pour générer le signal de mesure. Il est utilisé sur les systèmes de mesure linéaire incrémentaux avec faibles périodes de division ($4\mu\text{m}$ à $8\mu\text{m}$).

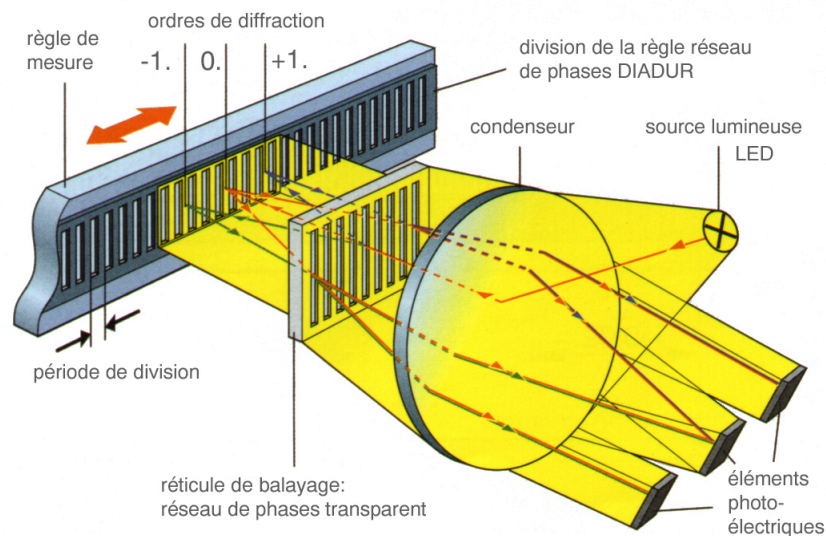


Figure 10-4 : Signaux générés par les éléments photo-électriques (photo Heidenhain)

Le réticule de balayage comporte un réseau de phases transparent qui génère et transpose les rayons diffractés. La règle de mesure elle-même supporte un réseau de diffraction avec lumière incidente. Tout comme le principe de mesure par projection, la source lumineuse provient d'un dispositif lumineux constitué d'une LED et d'un condenseur.

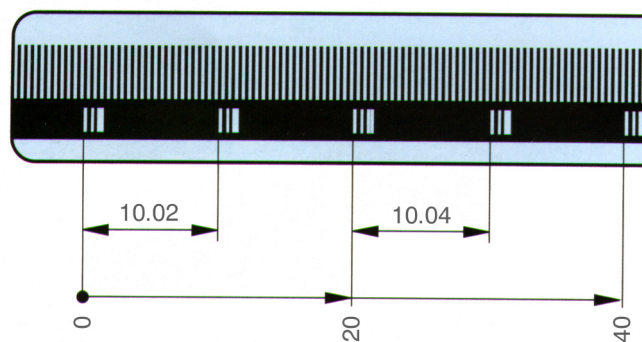
Lors du balayage interférentiel, trois rayons d'ordres de diffraction 0, +1 et -1 sont générés sur le réseau de balayage. Ces rayons sont à nouveau diffractés par le réseau de phases de la règle de mesure, l'ordre de diffraction 0 de la règle est éliminé. Les rayons des ordres de diffraction +1 et -1 réfléchis par la règle contiennent maintenant l'information sur le déplacement et sont mis en interférence au niveau du réseau de balayage. Partant de là, les éléments photo-électriques délivrent trois signaux de mesure déphasés de 120° qui peuvent être ensuite convertis en deux trains de signaux déphasés de 90° électrique.

10.2.4 Marques de référence

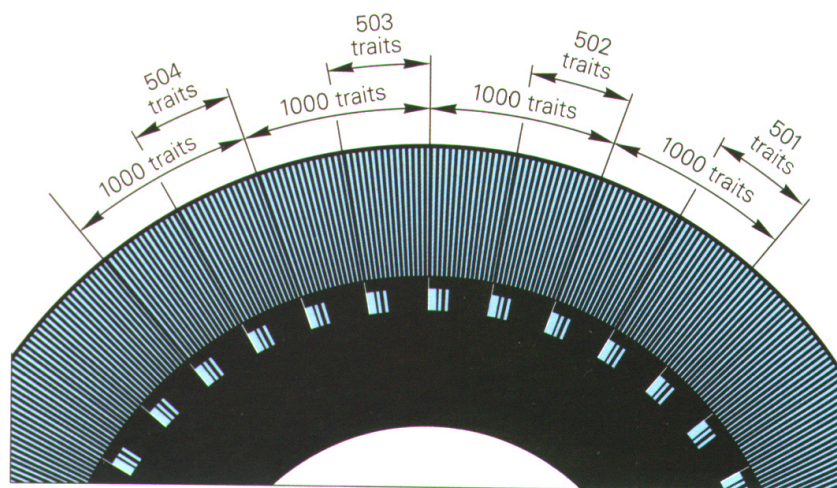
Le balayage photo-électrique d'une seule piste avec période de division conduit à une mesure incrémentale, c'est à dire deux signaux sous forme de train d'impulsions déphasés d'un quart de période ou de fonctions sinusoïdale et cosinusoïdale. L'acquisition de ces signaux ne permet que de faire du comptage à partir d'une valeur initiale correspondant à un événement donné (par exemple à l'enclenchement du système). La définition de position nécessite d'établir une valeur absolue. Une seconde piste avec une ou plusieurs marques de

référence est déposée sur les règles, parallèlement à la piste incrémentale proprement dite. La marque de référence est également balayée photo-électriquement. La position de référence absolue sur le disque gradué ou sur la règle définie grâce à la marque de référence correspond exactement à un pas de mesure.

Pour établir un rapport absolu, il faut donc franchir une marque de référence. Dans le cas le plus défavorable, cette opération nécessite de se déplacer sur une grande partie de la plage de mesure. Pour éviter un grand déplacement, Les constructeurs (par exemple Heidenhain®) ont prévu plusieurs marques de références à distances codées afin de faciliter la recherche de la position absolue. Il est donc possible de définir la position absolue dès le passage de deux marques de références successives.



(a) Règle linéaire avec une paire de marques de référence tous les 20 mm



(b) Disque avec une paire de marques de référence tous les 1000 traits

Figure 10-5 : Position des marques de référence (photo Heidenhain)

10.2.5 Systèmes de mesure absolus.

10.2.5.1 Codeurs rotatifs absolus

Les codeurs absolus, sont formés de plusieurs pistes graduées selon un codage de type Gray afin d'éviter plusieurs transitions binaires simultanées. Le Tableau 10-1 illustre un type de codage possible.

Le codeur est constitué d'une seule source lumineuse placée d'un côté du disque. La source lumineuse est suivie d'un ou plusieurs réticules de balayage par piste. Des photo-éléments, correspondant aux pistes graduées ou codées sont placés de l'autre côté du disque ou de la règle. Pour les pistes critiques, c'est à dire celle dont le pas de graduation est faible, deux photo-éléments sont utilisés afin de fournir des signaux balancés permettant une mesure différentielle.

X : Position de la transition

T : position du bit de transition

Nb	Code			Examen du codage				
	Binaire	Gray	T	5	4	3	2	1
0	00000	00000	0					
1	00001	00001	1					X
2	00010	00011	2				X	
3	00011	00010	1					X
4	00100	00110	3			X		
5	00101	00111	1					X
6	00110	00101	2				X	
7	00111	00100	1					X
8	01000	01100	4		X			
9	01001	01101	1					X
10	01010	01111	2				X	
11	01011	01110	1					X
12	01100	01010	3			X		
13	01101	01011	1					X
14	01110	01001	2				X	
15	01111	01000	1					X
16	10000	11000	5	X				
17	10001	11001	1					X
18	10010	11011	2				X	
19	10011	11010	1					X
20	10100	11110	3			X		
21	10101	11111	1					X
22	10110	11101	2				X	
23	10111	11100	1					X
24	11000	10100	4		X			
25	11001	10101	1					X
26	11010	10111	2				X	
27	11011	10110	1					X
28	11100	10010	3			X		
29	11101	10011	1					X
30	11110	10001	2				X	
31	11111	10000	1					X

Tableau 10-1 : Exemple de code Gray

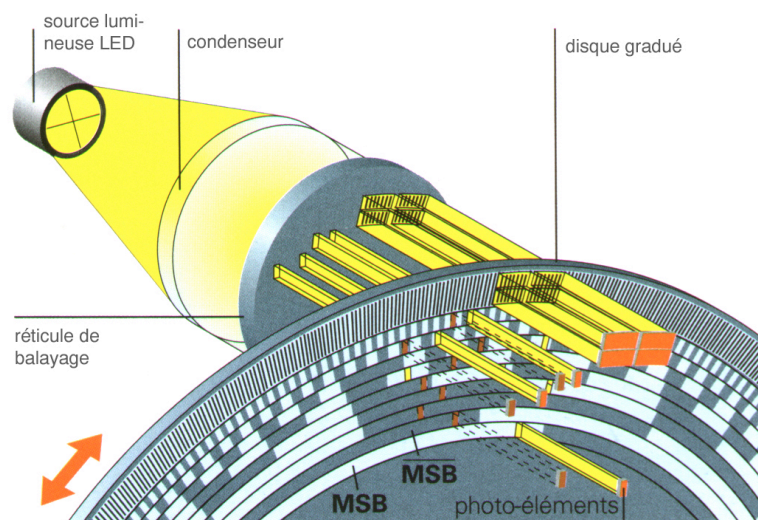


Figure 10-6 : Codeur absolu rotatif (photo Heidenhain)

On distingue sur la Figure 10-6 que pour la piste possédant le plus grand nombre de traits par tour, il est possible d'obtenir une information analogique sous la forme de deux signaux $\sin - \cos$ (comme pour les codeurs incrémentaux). Dans ce cas, il est possible d'augmenter la résolution de la mesure par interpolation.

10.2.5.2 Codeurs linéaires absolus

Le codeur absolu illustré à la Figure 10-7 forme la valeur absolue à partir de 7 pistes incrémentales. Les périodes de division diffèrent suivant les pistes ; à partir des signaux de mesure résultant de toutes les pistes, elles sont sélectionnées de manière à désigner sans ambiguïté une zone à l'intérieur de la longueur de mesure. Une telle règle permet d'obtenir une information absolue de position sur une longueur de 3m et une résolution de $0.1 \mu\text{m}$.

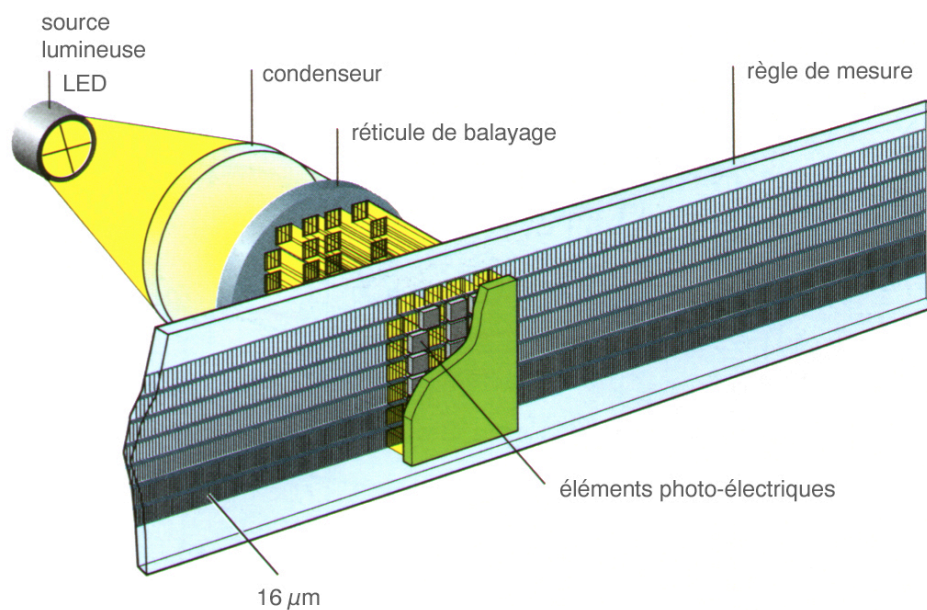


Figure 10-7 : Codeur absolu linéaire (principe de projection à quatre fenêtres de balayage (photo Heidenhain))

Pour obtenir une telle résolution, la mesure doit pouvoir différencier $90 \cdot 10^6$ valeurs sur les 7 pistes que contient la règle. Pour y parvenir, il faut donc utiliser les informations analogiques (forme sinusoïdale des signaux) fournies par la règle et travailler par interpolation. Après traitement, la position est donnée sur 27 bits. On montrera plus loin comment réaliser une interpolation sur une règle incrémentale.

10.3 ALIMENTATION ET SIGNAUX DE SORTIE.

La complexité des codeurs absolus est tel que les constructeurs fournissent en général l'électronique de conditionnement et de traitement des signaux. Dans cette section nous nous bornerons à présenter les interfaces électroniques propres aux codeurs incrémentaux.

10.3.1 Formation du signal

Les éléments photo-électriques pour la piste incrémentale génèrent quatre tensions sinusoïdales déphasées entre elles de 90° électrique, soit u_{\cos} , u_{\sin} , $-u_{\cos}$, $-u_{\sin}$.

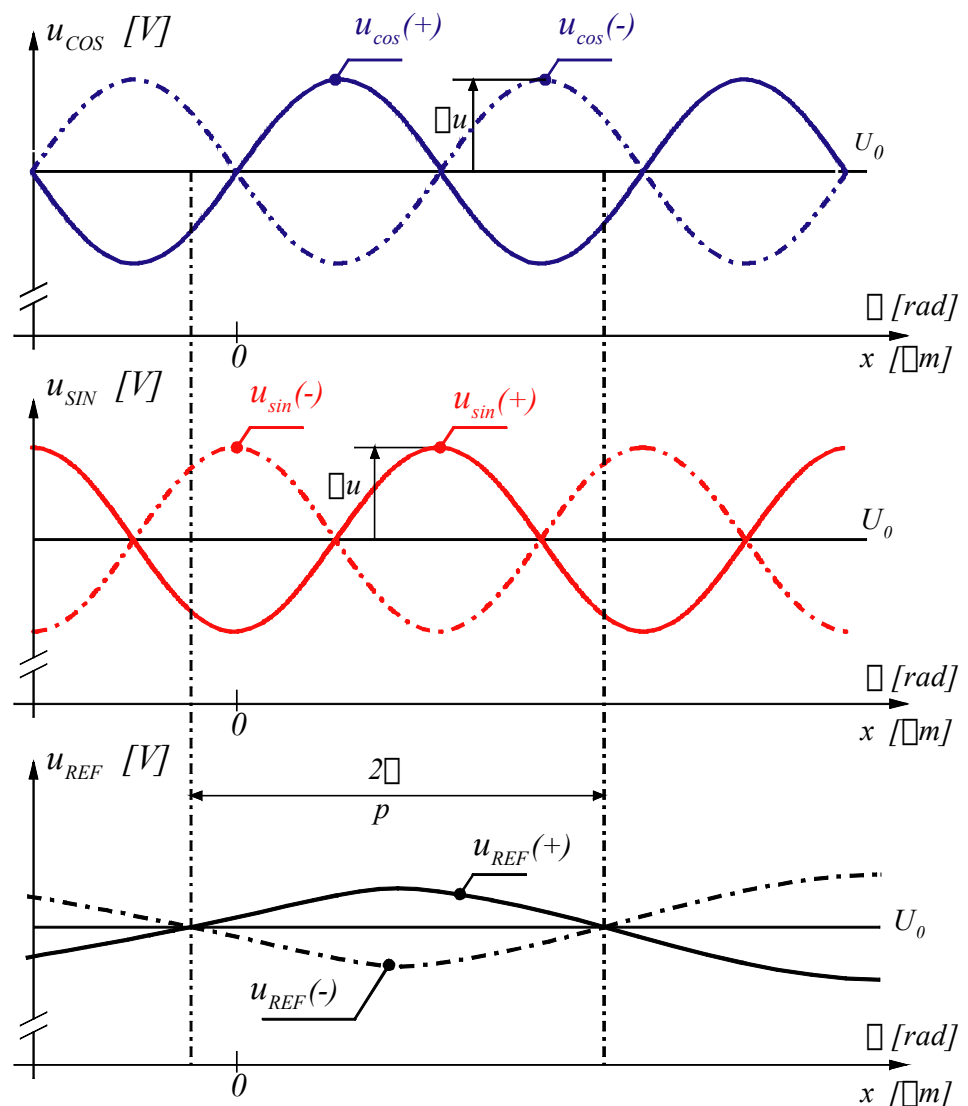


Figure 10-8 : Signaux de sortie du codeur

Une sortie supplémentaire délivre un signal correspondant une position de référence. La tension d'alimentation unique (single supply), impose aux signaux de sortie d'être unipolaire. On a donc un offset U_0 sur chacun d'entre eux. L'amplitude Δu est également une valeur sujette à des variations. Pour pouvoir être exploité, il faut que l'offset U_0 soit identique pour chaque paire de signaux $\{\cos(+); \cos(-)\}$, $\{\sin(+); \sin(-)\}$ et $\{\text{ref}(+); \text{ref}(-)\}$.

Les amplitudes résultant des différences $u_{\cos(+)} - u_{\cos(-)}$ et $u_{\sin(+)} - u_{\sin(-)}$ doivent être identiques si l'utilisateur envisage une interpolation de la mesure de position. La subdivision de l'interpolation est directement liée à la distorsion des harmoniques des signaux sin – cos.

10.4 INTERFACES ÉLECTRONIQUES.

La précision exigée sur les signaux analogiques de sortie des codeurs optiques impose une transmission balancée en courant ou en tension des signaux sin, cos et ref. Les interfaces d'entrées sont donc directement liées à la nature de la transmission.

10.4.1 Chaîne de mesure

L'interface d'entrée est constituée d'un étage différentiel permettant de fixer une composante DC (offset) correspondant au milieu de la plage de conversion analogique – numérique. L'amplitude AC est fixée de manière à couvrir le 90% de la plage de conversion. Le signal ainsi créé permet une éventuelle interpolation de la position. Un comparateur sur chaque signal rend les signaux compatibles avec les entrées digitales de comptage/décomptage.

10.4.1.1 Signaux analogiques pour interpolation

Cette interface différentielle est compatible d'une part avec les signaux balancés produits par le codeur optique et d'autre part avec les caractéristiques du convertisseur analogique – numérique. Cette interface intègre également un filtre (1^{er} ordre) d'antichévauchement (anti-aliasing) nécessaire avant la conversion A/N.

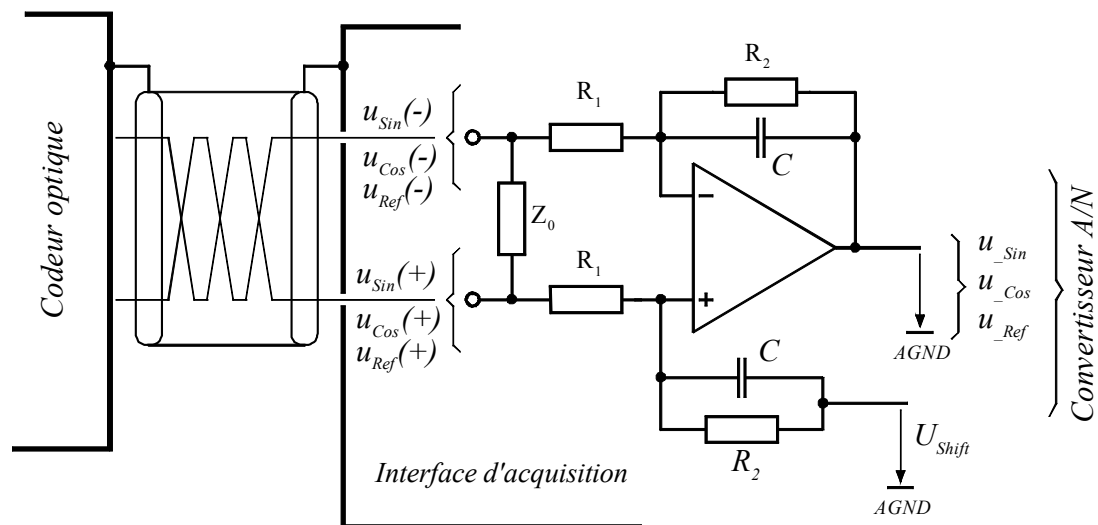


Figure 10-9 : Interface différentielle d'entrée

L'impédance Z_0 permet une adaptation à l'impédance caractéristique du câble.

$$u_{IN}(s) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C} (u_{(+)}(s) - u_{(-)}(s)) + u_{Shift}(s) \quad (10.1)$$

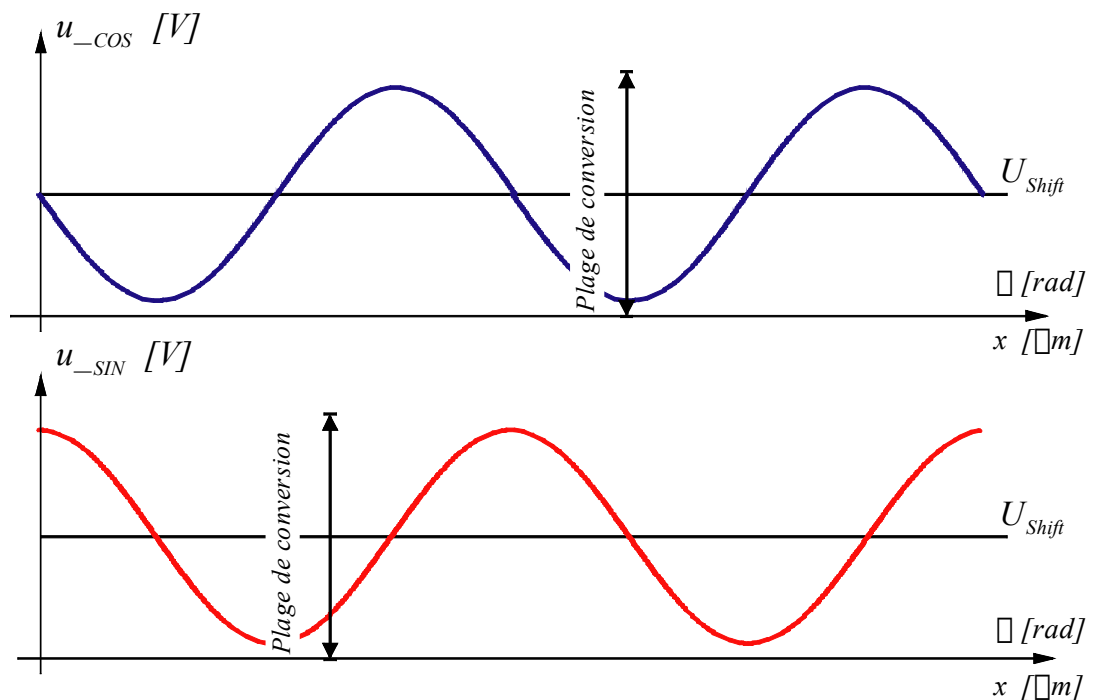


Figure 10-10 : Signaux compatibles avec le convertisseur A/N pour la fonction d'interpolation

10.4.1.2 Signaux digitaux pour comptage / décomptage et synchronisation

A partir des signaux de sortie du montage différentiel et décalage, il est facile de créer, à l'aide d'un comparateur, des signaux digitaux. Ces signaux correspondent à deux trains d'impulsions déphasés d'un quart de période et un signal de référence.

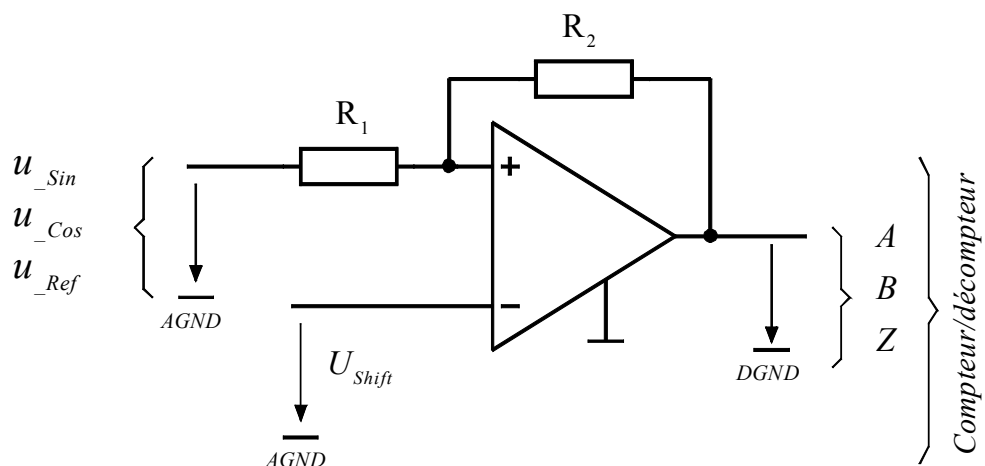


Figure 10-11 : Signaux de sortie du codeur

Les signaux A, B sont utilisés par un compteur/décompteur comptabilisant l'apparition de chaque flanc de chaque signal. La valeur du compteur correspond à la mesure de la position grossière.

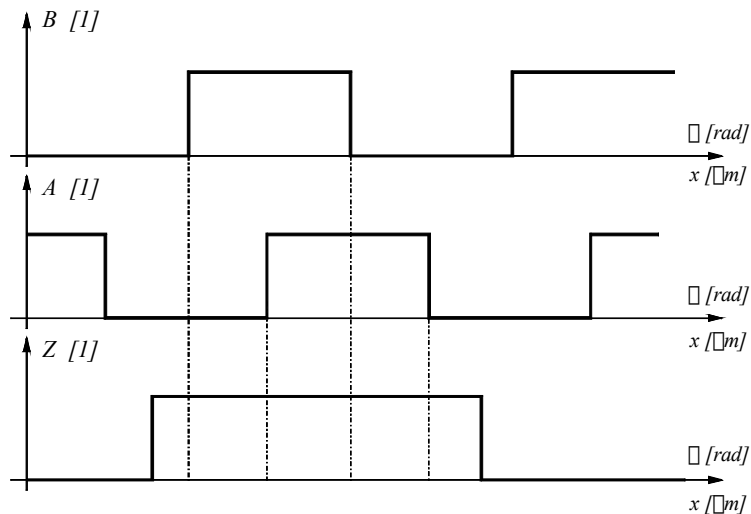


Figure 10-12 : Signaux compatibles avec les entrées du compteur/décompteur

10.5 TRAITEMENT DES SIGNAUX ANALOGIQUES ET DIGITAUX

A l'aide des signaux digitaux, il est possible grâce à un compteur/décompteur de connaître la position relative entre la règle et le curseur de l'élément de mesure. La référence Z permet soit une remise à jour automatique du compteur/décompteur, soit une indication permettant la détermination de la position absolue.

10.5.1 Position grossière

Le compteur décompteur est constitué d'un étage de synchronisation suivi d'un élément permettant la détection de chaque flanc des signaux A et B.

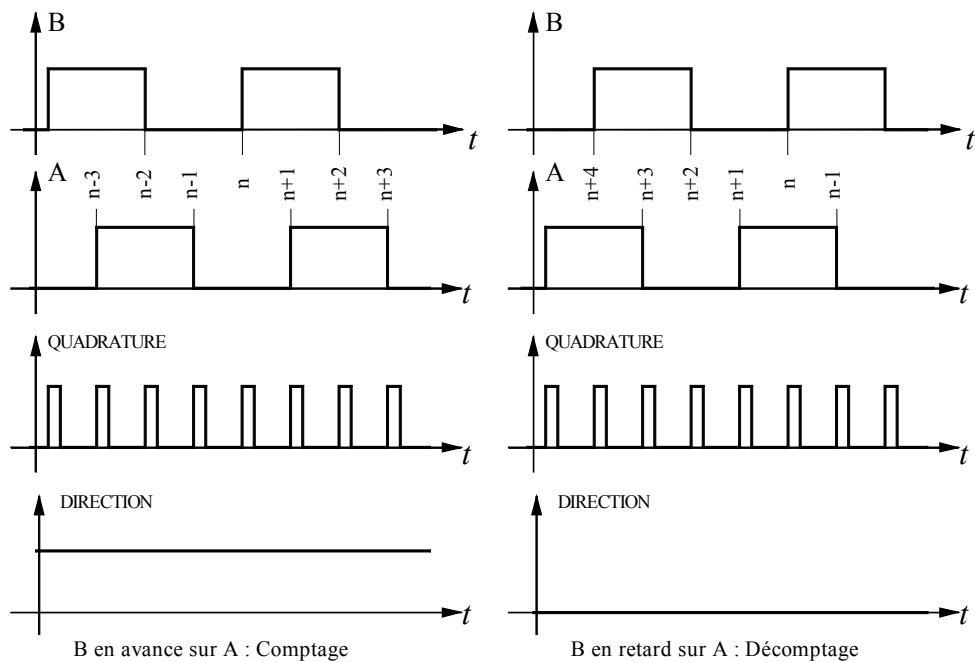


Figure 10-13 : Caractéristiques des entrées/ sorties du compteur/décompteur

Le sens de comptage/décomptage est réalisé à l'aide d'un discriminateur de sens donnant un signal de direction. Le train d'impulsions « *Quadrature* » et le signal « *Direction* » permettent le comptage/décomptage donnant une image de la position grossière relative entre la règle et le curseur du codeur optique. En utilisant chaque flanc des signaux sin – cos, on multiplie par 4 le pas de division de la règle.

10.5.2 Position fine (interpolation)

La position fine est issue des signaux analogiques sin – cos. En effet, après conversion analogique – numérique, on peut effectuer le calcul suivant

$$x = \frac{1}{2\pi} \arctan\left(\frac{U_{\sin}^{\#}}{U_{\cos}^{\#}}\right) \tag{10.2}$$

où x représente une fraction de la période de division de la règle.

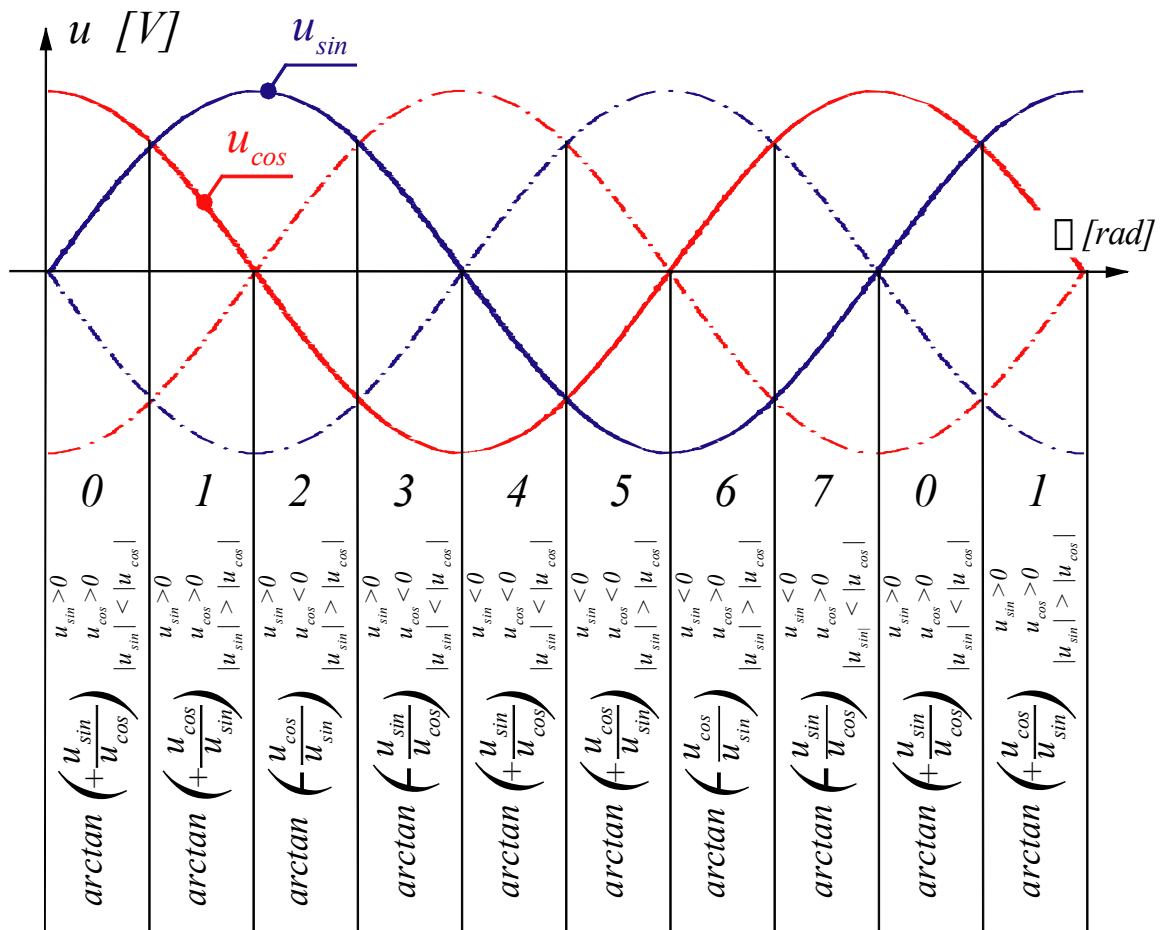


Figure 10-14 : Définition du rapport trigonométrique à effectuer pour le calcul de l'arctangente

Pour réaliser cette opération on utilise la série suivante

$$\frac{4}{\pi} \arctan(\alpha) \Big|_{0 \leq \alpha \leq 1} = 1.2733 \cdot \alpha - 0.0112\alpha^2 - 0.3845\alpha^3 + 0.1585\alpha^5 - 0.0361\alpha^7 \quad (10.3)$$

La variable α est fonction du secteur dans lequel se trouvent les fonctions sinus et cosinus.

<i>Etat des fonctions sin et cos</i>	<i>Secteur correspondant</i>	<i>Fonction</i>
$\left. \begin{array}{l} 0 \leq \sin(\varphi) \\ 0 < \cos(\varphi) \end{array} \right\} \cos(\varphi) \geq \sin(\varphi) $	0 : $0 \leq \varphi < \frac{\pi}{4}$	$\alpha = \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 < \sin(\varphi) \\ 0 \leq \cos(\varphi) \end{array} \right\} \sin(\varphi) \geq \cos(\varphi) $	1 : $\frac{\pi}{4} \leq \varphi < \frac{\pi}{2}$	$\alpha = \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 < \sin(\varphi) \\ 0 \geq \cos(\varphi) \end{array} \right\} \sin(\varphi) \geq \cos(\varphi) $	2 : $\frac{\pi}{2} \leq \varphi < 3\frac{\pi}{4}$	$\alpha = -\frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 \leq \sin(\varphi) \\ 0 > \cos(\varphi) \end{array} \right\} \cos(\varphi) \geq \sin(\varphi) $	3 : $3\frac{\pi}{4} \leq \varphi < \pi$	$\alpha = -\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 \geq \sin(\varphi) \\ 0 > \cos(\varphi) \end{array} \right\} \cos(\varphi) \geq \sin(\varphi) $	4 : $\pi \leq \varphi < 5\frac{\pi}{4}$	$\alpha = \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 > \sin(\varphi) \\ 0 \geq \cos(\varphi) \end{array} \right\} \sin(\varphi) \geq \cos(\varphi) $	5 : $5\frac{\pi}{4} \leq \varphi < 3\frac{\pi}{2}$	$\alpha = \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 > \sin(\varphi) \\ 0 \leq \cos(\varphi) \end{array} \right\} \sin(\varphi) \geq \cos(\varphi) $	6 : $3\frac{\pi}{2} \leq \varphi < 7\frac{\pi}{4}$	$\alpha = -\frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)}$
$\left. \begin{array}{l} 0 \geq \sin(\varphi) \\ 0 < \cos(\varphi) \end{array} \right\} \cos(\varphi) \geq \sin(\varphi) $	7 : $7\frac{\pi}{4} \leq \varphi < 2\pi$	$\alpha = -\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}$

Tableau 10-2 : Décomposition du calcul de l'arctangente en 8 secteurs de $\pi/4$

En admettant une interpolation sous la forme d'un calcul d'arctangente, on doit tenir compte des contraintes suivantes :

- Résolution de la conversion analogique numérique des signaux sin – cos.
- Nombre de bits utilisé pour l'algorithme de l'arctangente sous la forme d'une série.
- Correspondance des secteurs entre la position grossière et la position fine.
- Traitement des erreurs

Les convertisseurs A/D utilisés ont en général une résolution de 10 bits ou 12 bits. Une plus grande résolution n'est pas forcément utile en regard de la résolution maximale de l'interpolation qui dépend fortement de la distorsion des signaux sin et cos. Une résolution trop grande peut entraîner une caractéristique non monotone de la position convertie.

L'utilisation d'une série limitée pour le calcul de l'arctangente est directement liée aux exigences du temps réel. Dans ce cas, c'est le langage assembleur qui est le plus efficace et par conséquent les calculs se font avec 16 bits.

Les deux bits de poids forts (x_{15}, x_{14}) produit par le calcul de l'arctangente donnent une indication sur le quadrant dans lequel se trouve la position mesurée. Ces deux bits ont une correspondance univoque avec les deux bits de poids faibles (y_1, y_0) du compteur/décompteur de la position grossière.

La Figure 10-15 illustre la relation existant entre les signaux sin – cos et le résultat de l'arctangente sous la forme de la série donnée par la relation (10.3). Le résultat est donné soit en format 1.15 signé ou en format 0.16 non signé.

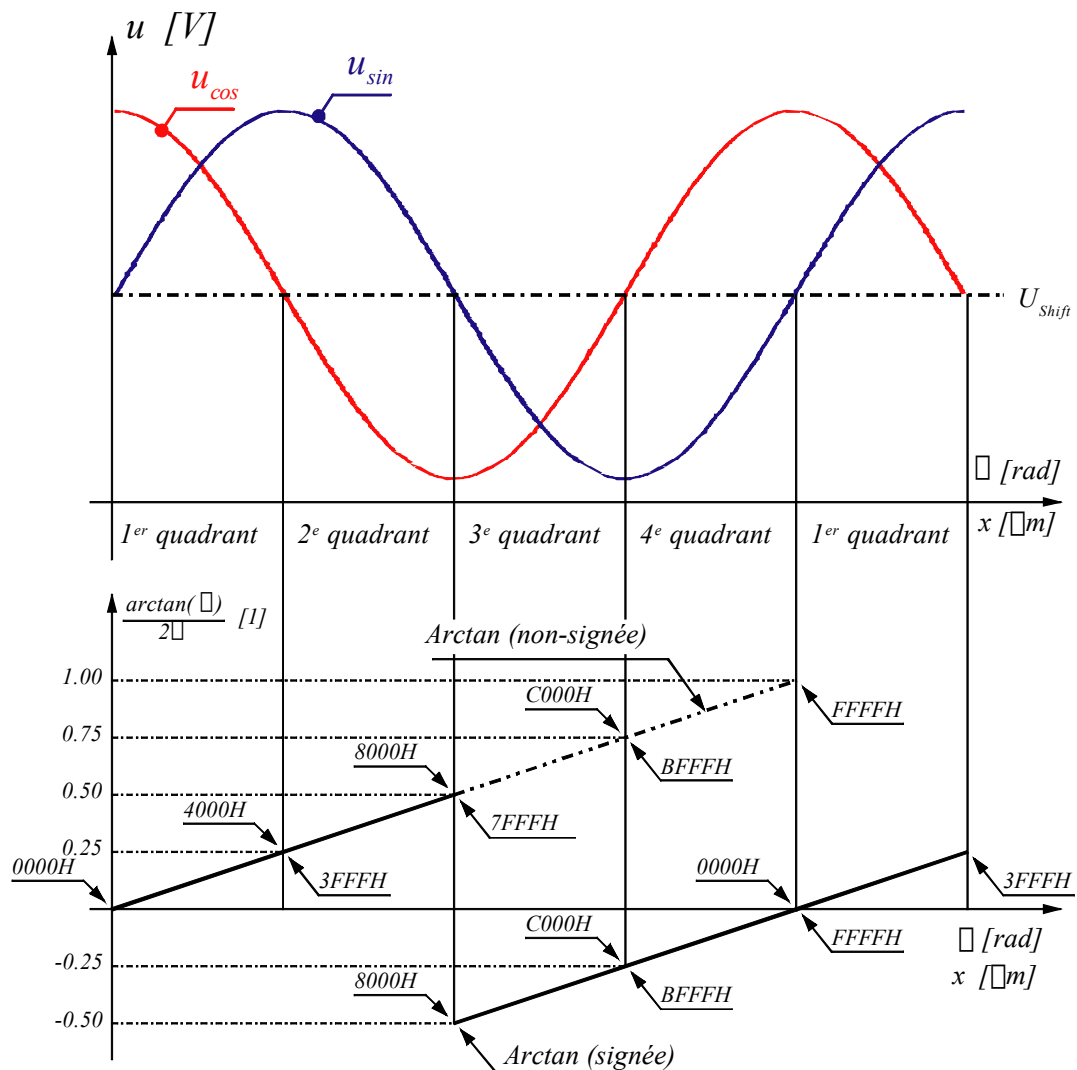


Figure 10-15 : Définition de la forme de l'arctangente

10.5.3 Aligement des positions grossière et fine

En se référant au paragraphe 10.4.1.2, on peut définir une correspondance entre les signaux analogiques sin – cos et les signaux digitaux A et B. On voit à la Figure 10-16 qu'il y a une superposition entre les deux bits de poids forts de la position fine et les deux bits de poids faibles de la position grossière.

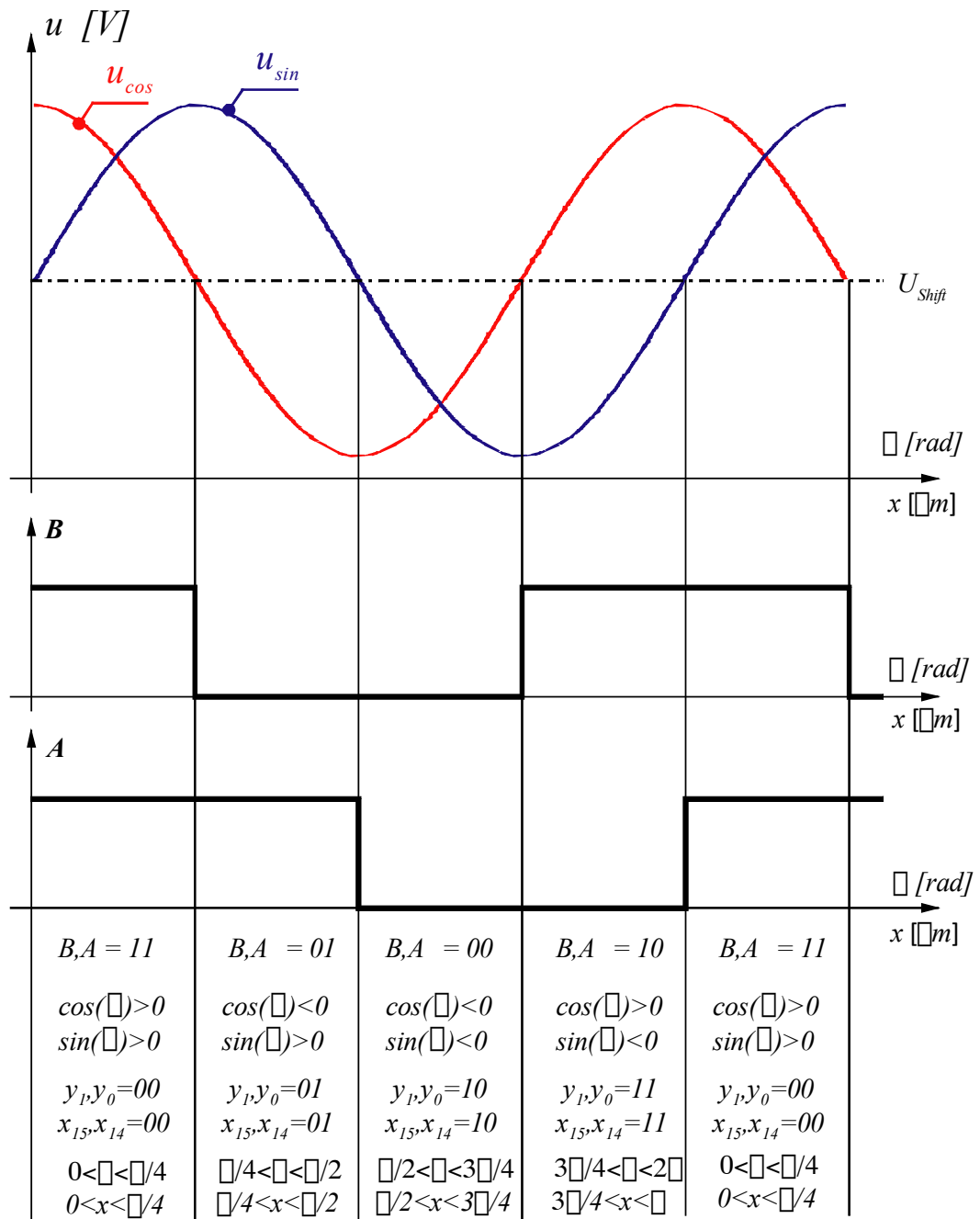


Figure 10-16 : Signaux analogiques et digitaux : décomposition en quatre états

Les comparateurs utilisés pour transformer les signaux analogiques en signaux compatibles avec les entrées digitales du compteur/décompteur présentent une hysthérèse indispensable si l'on veut éviter des oscillations lors des transitions. Il existe donc une zone où la correspondance entre les deux bits de poids faibles de la position grossière (y_1, y_0) ne correspondent pas aux deux bits de poids forts de la position fine (x_{15}, x_{14}).

Il faut donc faire un ajustement de la valeur du compteur de la position grossière pour que ses deux bits de poids faibles correspondent aux deux bits de poids forts de la position fine.

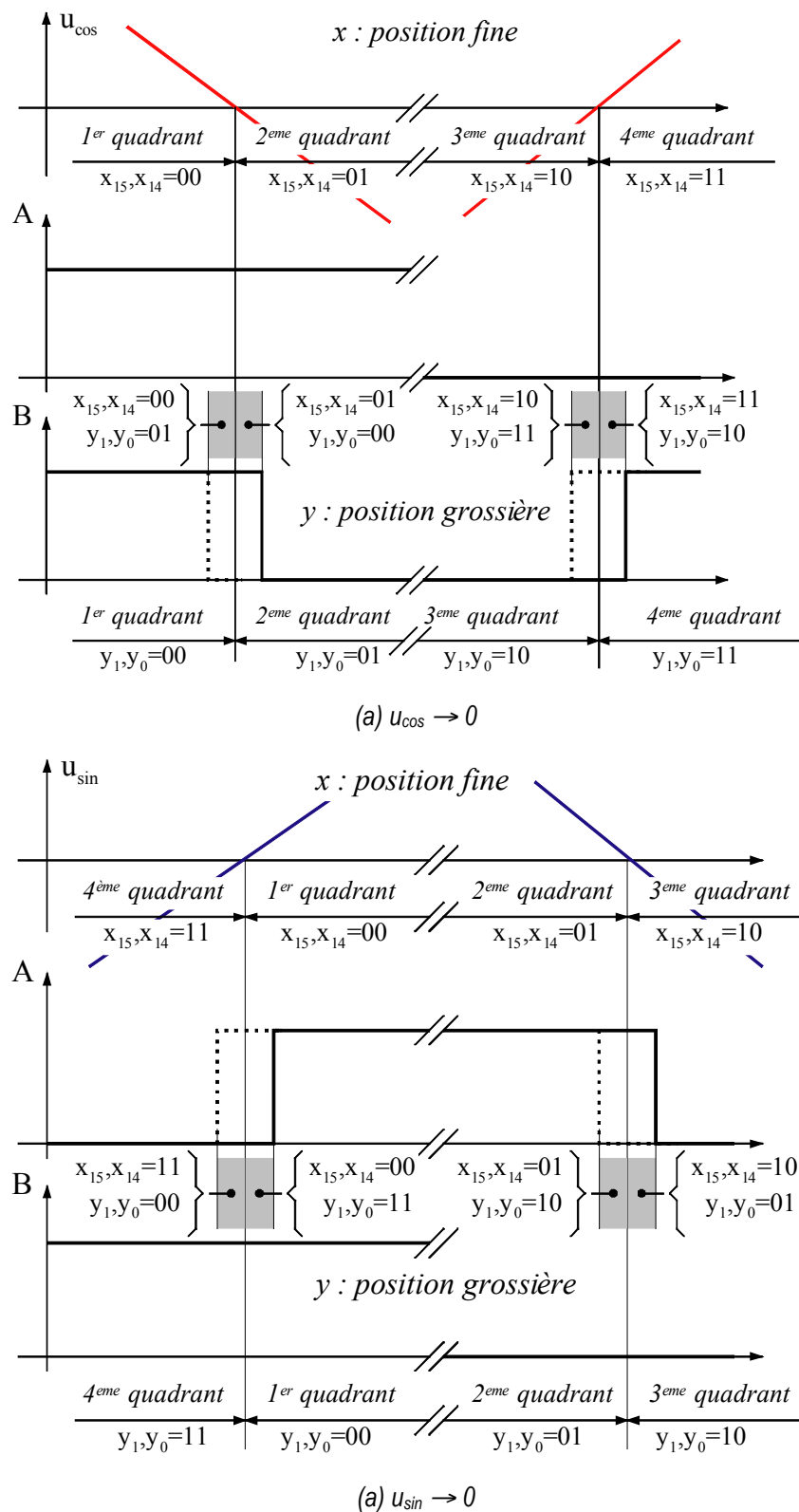


Figure 10-17 : Effet de l'hystérésis des comparateurs sur l'alignement des positions grossière et fine

En cas de non-correspondance, on doit corriger les deux bits de poids faibles de la position grossière de la manière suivante :

1 ^{er} quadrant :						
Position analogique MSB :	x_{15}, x_{14}	00	00	00	00	
Position grossière LSB :	y_1, y_0	-	00	01	10	11
Correction arithmétique :		0	-1	-2	1	
					Erreur	
2 ^{ème} quadrant :						
Position analogique MSB :	x_{15}, x_{14}	01	01	01	01	
Position grossière LSB :	y_1, y_0	-	00	01	10	11
Correction arithmétique :		1	0	-1	-2	
					Erreur	
3 ^{ème} quadrant :						
Position analogique MSB :	x_{15}, x_{14}	10	10	10	10	
Position grossière LSB :	y_1, y_0	-	00	01	10	11
Correction arithmétique :		2	1	0	-1	
					Erreur	
4 ^{ème} quadrant :						
Position analogique MSB :	x_{15}, x_{14}	11	11	11	11	
Position grossière LSB :	y_1, y_0	-	00	01	10	11
Correction arithmétique :		-1	2	1	0	
					Erreur	

A partir du Tableau 10-2, on peut aligner le registre contenant les valeurs du compteur/décompteur (position grossière) et le registre issu du calcul de l'arctangente par la série définie à la relation (10.3).

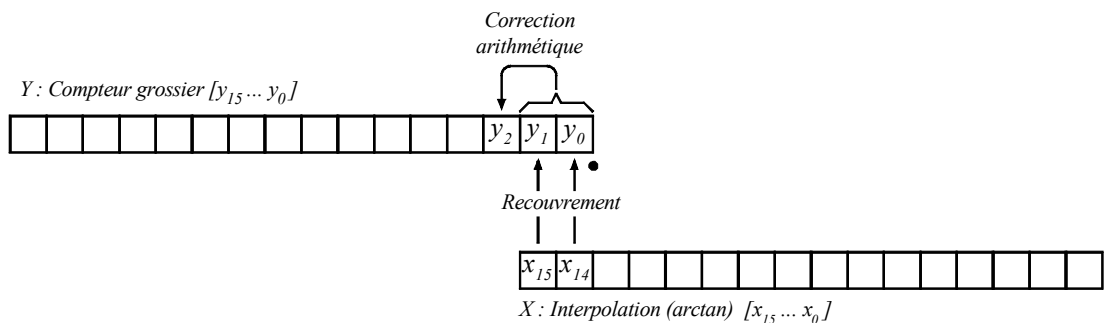


Figure 10-18 : Alignement des registres des positions grossière et fine

La Figure 10-19 donne un organigramme classique de traitement des codeurs optiques incrémentaux lorsqu'on veut réaliser une interpolation de la position.

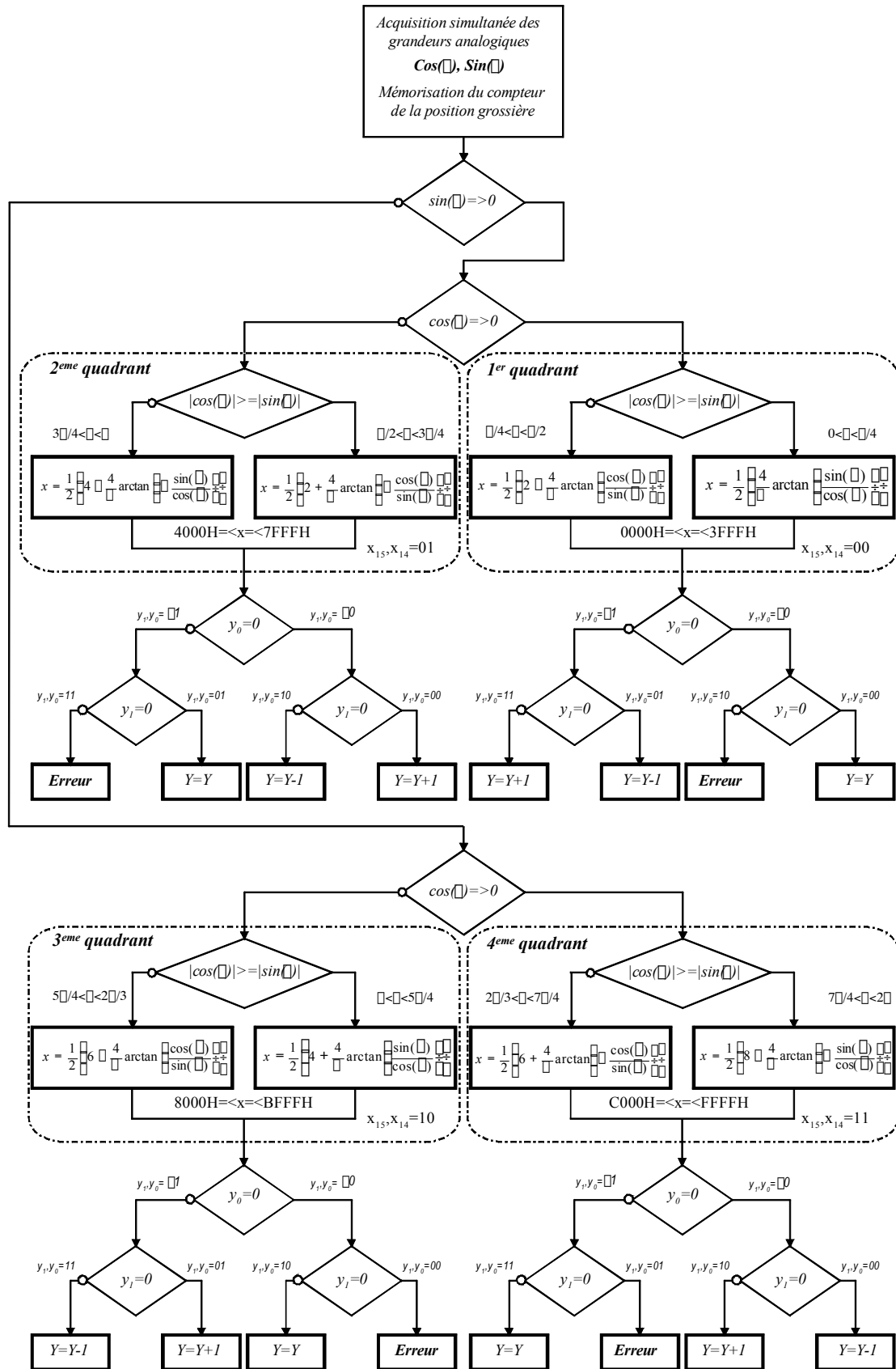


Figure 10-19 : Organigramme de l'algorithme d'alignement des positions grossière et fine

10.6 FORMATION DE LA MESURE DE POSITION

La capacité du compteur/décompteur est définie par le type de processeur utilisé. Dans la pratique cette taille n'est pas corrélée avec le système de mesure. En effet, en règle générale la capacité du compteur est de 16 bits. Pour une règle linéaire d'une longueur active de 1m et un pas de division de 10µm le nombre de trait pour la position grossière s'élève à

$$N = 4 \frac{1}{10 \cdot 10^{-6}} = 400'000 \text{ [traits]} \quad (> 2^{16}) \tag{10.4}$$

Afin d'éviter une modification des algorithmes de mesure de position, il est d'usage de travailler avec la topologie illustrée à la Figure 10-20

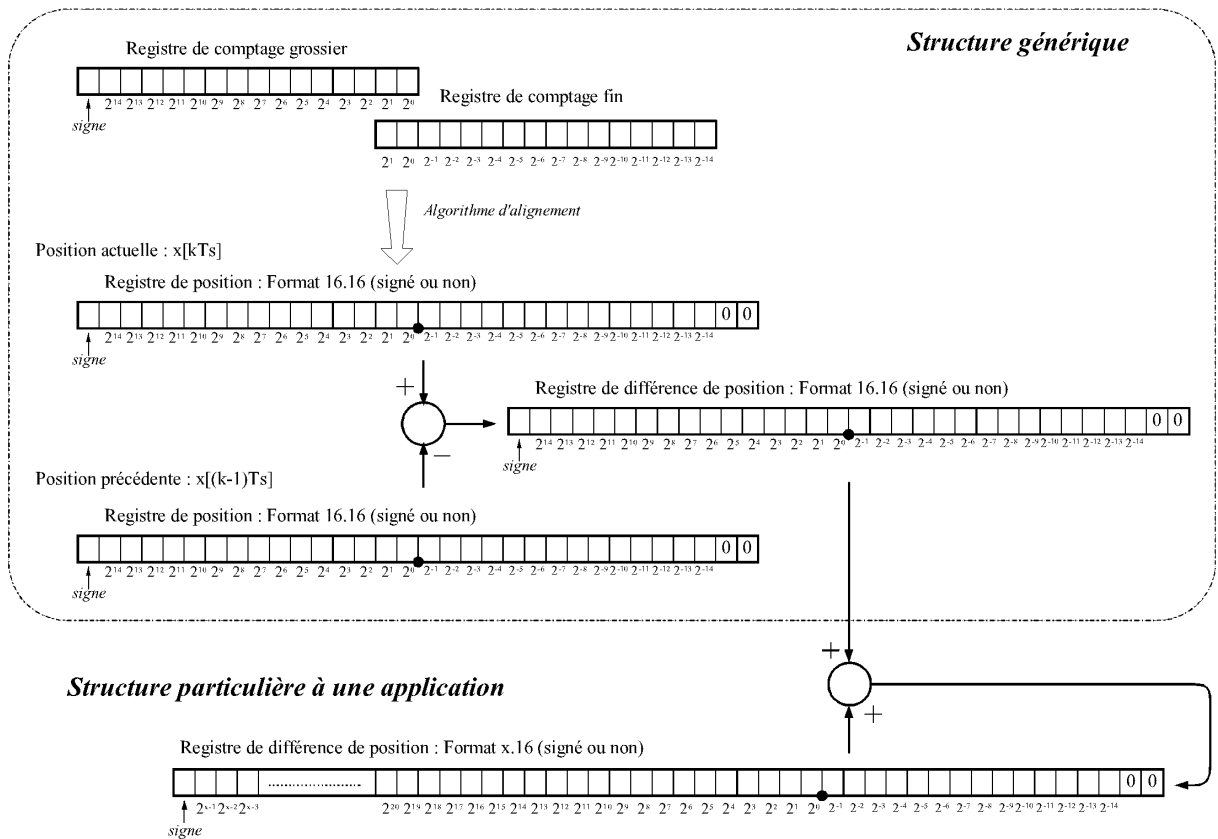


Figure 10-20 : Structure de la mesure de position

La Figure 10-20 montre une manière simple de procéder ou seul la capacité du registre de position correspondant à l'application est modifiée. Un dépassement de capacité sur le registre du compteur/décompteur n'a aucun effet sur le résultat.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **MECATRONIQUE**
COURS DE MECATRONIQUE
Auteur : H. Bühler
Laboratoire d'Electronique Industrielle (EPFL)

- [2] **CODEURS OPTIQUES**
CATALOGUES HEIDENHAIN

- [3] **SINGLE-CHIP, DSP-BASED**
HIGH PERFORMANCE MOTOR CONTROLLER
REV. B

- [4] **ADMC401 DSP MOTOR CONTROLLER**
DEVELOPER'S REFERENCE MANUAL
Rev. 2.1, 11 Septembre 2000