

---

## *Systèmes électromécaniques*

---

**Chapitre 09** *CAPTEURS INDUCTIFS DE POSITION*  
*LVDT, RVDT, INDUCTOSYN*  
*Conditionnement et traitement du signal*

---





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

PAGE

<b>9.</b>	<b>CAPTEURS INDUCTIFS DE POSITIONNEMENT LVDT ET RVDT.....</b>	<b>1</b>
9.1	PRINCIPE ET DÉFINITION.....	1
9.2	CAPTEURS INDUCTIFS.....	1
9.2.1	Le transformateur différentiel linéaire LVDT.....	1
9.2.1.1	Principe de fonctionnement.....	1
9.2.2	Le resolver RVDT.....	5
9.2.2.1	Principe de fonctionnement.....	5
9.2.2.2	Précision et résolution.....	8
9.2.2.3	Précaution EMC.....	8
9.2.3	L'inductosyn.....	9
9.2.3.1	Applications.....	9
9.2.3.2	Principe de fonctionnement.....	9
9.2.3.3	Résolution et précision.....	12
9.2.3.4	Protection EMC.....	12
9.3	CONVERTISSEUR LDC.....	13
9.3.1	Principe de fonctionnement du convertisseur LDC.....	13
9.3.1.1	Topologie de base.....	13
9.3.1.2	Description du fonctionnement.....	13
9.3.1.3	Relation liant la tension de sortie à la position.....	14
9.4	CONVERTISSEUR RDC.....	16
9.4.1	Principe de fonctionnement du convertisseur RDC (tracking).....	16
9.4.1.1	Topologie de base.....	16
9.4.1.2	Création de l'erreur entre angle réel et angle estimé.....	16
9.4.1.3	Démodulation synchrone.....	20
9.4.1.4	Le régulateur.....	21
9.4.1.5	VCO.....	21
9.4.1.6	Interface d'excitation (signal de référence).....	22
9.4.1.7	Interface d'acquisition (signaux sin – cos).....	23
9.4.2	Modélisation des composants interne au RDC.....	24
9.4.2.1	Différentiateur.....	24
9.4.2.2	Le démodulateur.....	25
9.4.2.3	Le VCO.....	25
9.4.2.4	Le compteur / décompteur.....	25
9.4.2.5	Extraction analogique de la vitesse.....	26
9.4.2.6	Extraction numérique de la position.....	26
9.4.2.7	Optimisation de la boucle de réglage.....	26
9.4.2.8	Largeur de bande et temps de stabilisation.....	27
9.5	INTERFACE ÉLECTRONIQUE POUR TRAITEMENT DES SIGNAUX RESOLVER PAR DSP.....	29
9.5.1	Interface d'excitation (signal de référence).....	29
9.5.2	Interface d'acquisition (signaux sin – cos).....	30
9.5.3	Synchronisation de l'acquisition analogique numérique.....	31
9.5.4	Algorithme de traitement de la position à l'aide de l'arc-tangente.....	32
9.5.4.1	Décomposition de la position en secteur.....	32
9.5.4.2	Algorithme de l'arc-tangente.....	33
9.5.4.3	Exemple d'un algorithme d'arc-tangente (Analog Devices).....	34
9.5.4.4	Avantages et inconvénients de la méthode de l'arc-tangente.....	35
9.5.5	Algorithme de traitement de la position par l'angle estimé (tracking).....	35
9.5.6	Sources d'erreurs pour la méthode de l'arc-tangente.....	35
9.6	CONCLUSIONS.....	36

Bibliographie



## 9. CAPTEURS INDUCTIFS DE POSITIONNEMENT LVDT ET RVDT.

### 9.1 PRINCIPE ET DÉFINITION.

Soumis à un signal d'excitation spécifique, les capteurs inductifs retournent plusieurs signaux analogiques. Après un traitement adéquat, il est possible d'extraire une position angulaire ou linéaire sous forme numérique. Il existe un grand nombre de capteurs inductifs de structures différentes. Dans ce chapitre nous aborderons les capteurs inductifs les plus courants, soit :

- Le capteur inductif linéaire (LVDT : Linear Variable Differential Transformer).
- Le résolver (RVDT : Rotary Variable Differential Transformer).
- L'inductosyn (capteur linéaire ou rotatif).

Nous étudierons également l'électronique associée à ces capteurs, plus précisément le conditionnement du signal. Et enfin nous verrons deux manières de traiter les signaux pour obtenir une information numérique de position.

### 9.2 CAPTEURS INDUCTIFS

#### 9.2.1 Le transformateur différentiel linéaire LVDT

##### 9.2.1.1 Principe de fonctionnement

Ce transformateur est constitué de trois bobines. La première au milieu forme l'enroulement primaire. Cette bobine est alimentée par une tension alternative dont la fréquence est de l'ordre de 1 kHz à quelques dizaines de kHz.. Les deux autres bobines, à gauche et à droite, forment les enroulements secondaires. Selon la position du noyau magnétique plongeur, les couplages entre enroulements primaire et secondaires sont variables. Ainsi la tension induite dans les enroulements secondaires est une mesure indirecte de la position  $x$  du noyau plongeur. Le déplacement maximal peut atteindre des valeurs jusqu'à  $\pm 250\text{mm}$ .

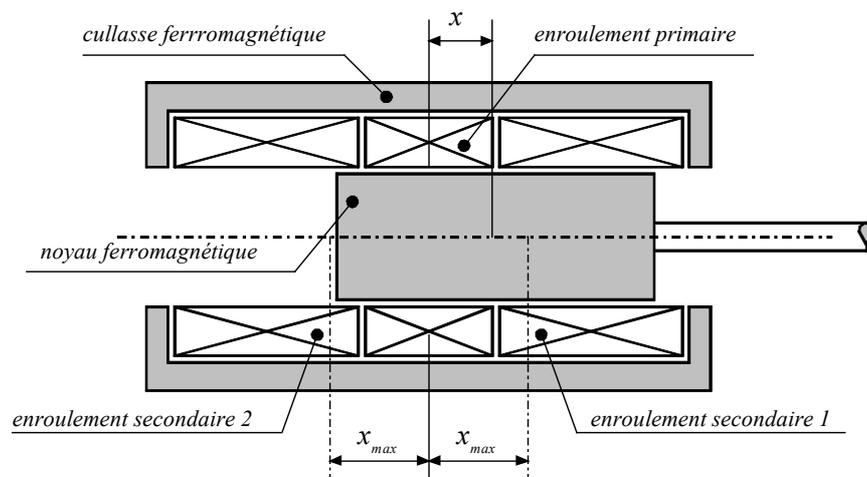


Figure 9-1 : Transformateur différentiel comme capteur de position

La Figure 9-1 permet de déterminer, pour une tension d'excitation sinusoïdale au primaire, les tensions induites aux bornes des enroulements secondaires  $u_{s1}$  et  $u_{s2}$ . Si les enroulements secondaires sont ouverts ou peu chargés, le courant primaire vaut

$$u_p(t) = R_p i_p(t) + L_p \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} \quad (9.1)$$

avec

- $R_p$  : Résistance ohmique de l'enroulement primaire  
 $L_p$  : Inductance de l'enroulement primaire

Les tensions induites aux enroulements secondaires sont

$$u_{s1}(t) = L_{ps1}(x) \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} \quad (9.2)$$

$$u_{s2}(t) = L_{ps2}(x) \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} \quad (9.3)$$

avec

- $L_{ps1}(x)$  : Inductance mutuelle entre primaire et secondaire 1  
 $L_{ps2}(x)$  : Inductance mutuelle entre primaire et secondaire 2

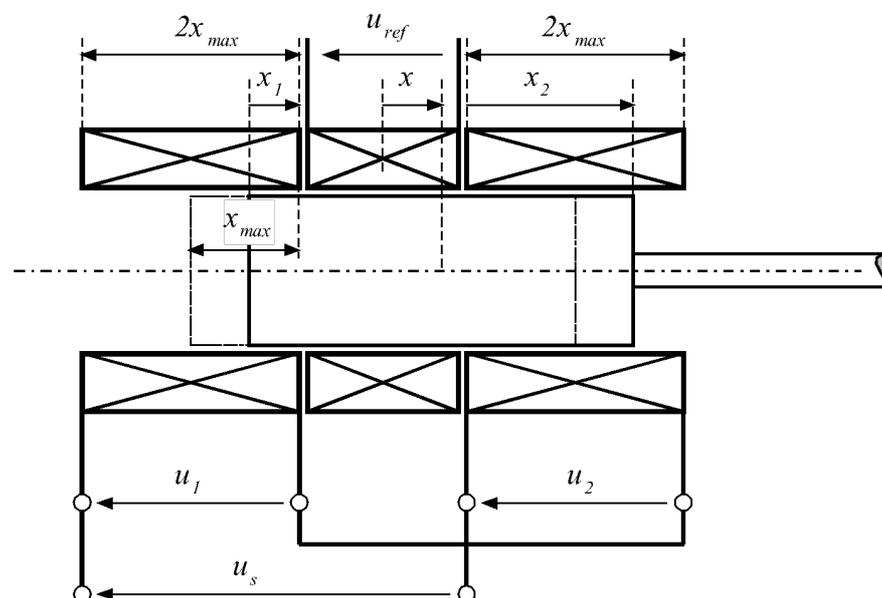


Figure 9-2 : Transformateur différentiel : modèle mathématique

Selon la position du noyau magnétique, le couplage entre enroulements varie. En faisant l'hypothèse que les courants dans les enroulements secondaires sont nuls, on peut écrire avec une bonne approximation

$$L_{ps1} = \frac{x_1}{2x_{\max}} L_s = \frac{x_{\max} - x}{2x_{\max}} L_s \quad (9.4)$$

$$L_{ps2} = \frac{x_2}{2x_{\max}} L_s = \frac{x_{\max} + x}{2x_{\max}} L_s \quad (9.5)$$

avec

$L_s$  : Inductance propre d'un enroulement secondaire lorsque le noyau ferromagnétique couvre complètement la bobine

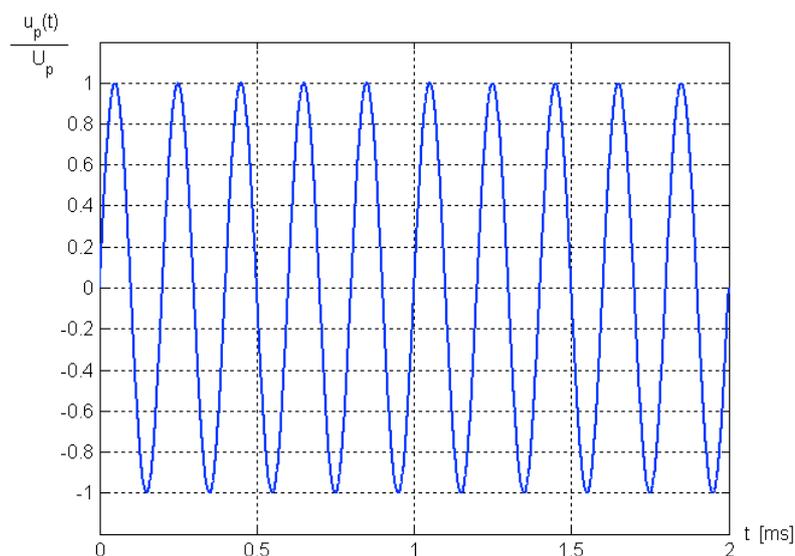
Cette relation linéaire en  $x$  est bien respectée sur toute la plage de variation. Néanmoins pour des valeurs de  $x$  proches de  $+x_{\max}$  ou  $-x_{\max}$ , des effets de franges se manifestent en introduisant une non-linéarité.

La tension de sortie  $U_s$  est formée par la différence entre les deux tensions induites  $u_{s1}$  et  $u_{s2}$ , à savoir

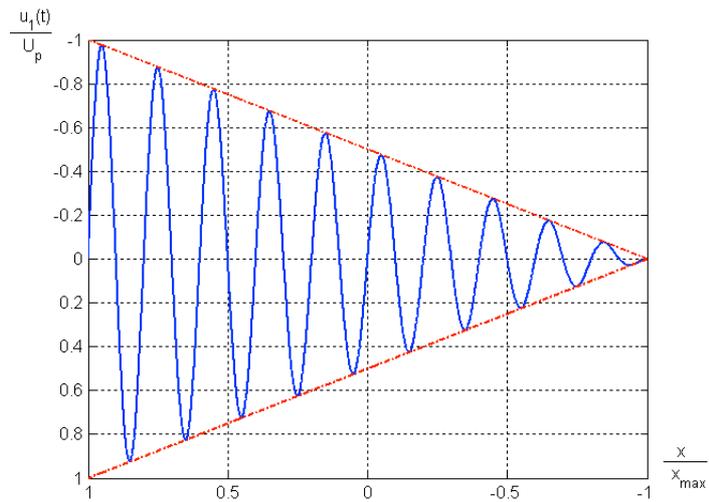
$$u_s(t) = u_{s2}(t) - u_{s1}(t) = (L_{ps2} - L_{ps1}) \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} = L_s \frac{\partial i_p(t)}{\partial t} \frac{x}{x_{\max}} \quad (9.6)$$

On obtient directement cette tension par un montage en série des deux enroulements secondaires, compte tenu de la polarité des deux tensions induites. En régime harmonique sinusoïdal, et en faisant l'hypothèse que  $R_p \ll \omega L_p$ , en remplaçant  $\frac{\partial i_p(t)}{\partial t}$  par la relation (9.1), on obtient

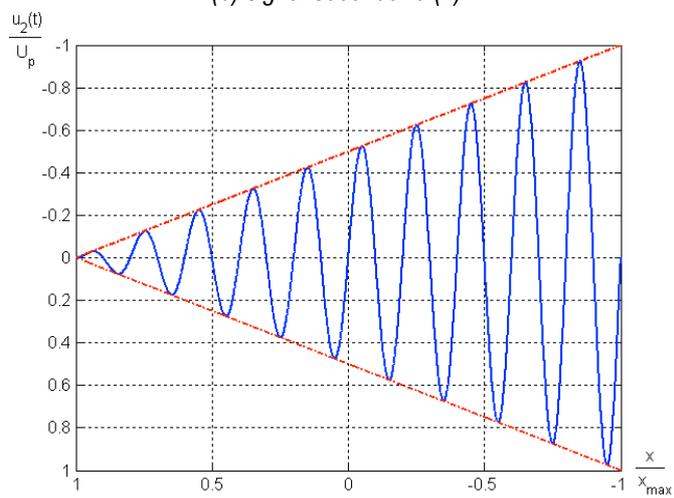
$$u_s(t) \underbrace{=}_{R_p \ll \omega L_p} \frac{x}{x_{\max}} \frac{L_s}{L_p} U_p \sin(\omega t) \quad (9.7)$$



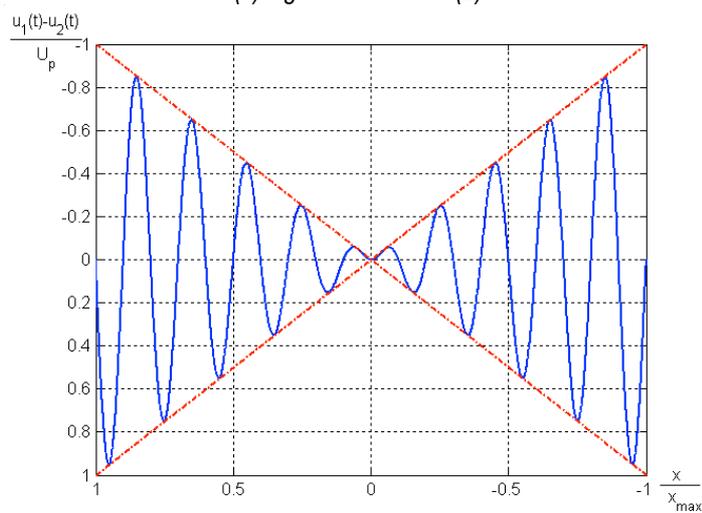
(a) signal d'excitation



(b) signal secondaire (1)



(c) signal secondaire (2)



(d) différence entre les deux secondaires

Figure 9-3 : Transformateur différentiel : Signal d'excitation et de sorties

## 9.2.2 Le resolver RVDT

### 9.2.2.1 Principe de fonctionnement

Pour mesurer une position angulaire, on utilise souvent un capteur inductif, appelé aussi par la dénomination anglaise *Resolver*. La Figure 9-4 montre le principe de construction d'un resolver sans collecteur (brushless), l'alimentation de l'enroulement d'excitation du capteur se trouvant au rotor. Le transfert du signal d'excitation au rotor se fait par un transformateur tournant à couplage fixe. Ces types de capteurs ont une plus grande fiabilité que ceux à collecteur (*slip ring*). Dans ce cas la fiabilité est essentiellement déterminée par la qualité des roulements ou paliers utilisés.

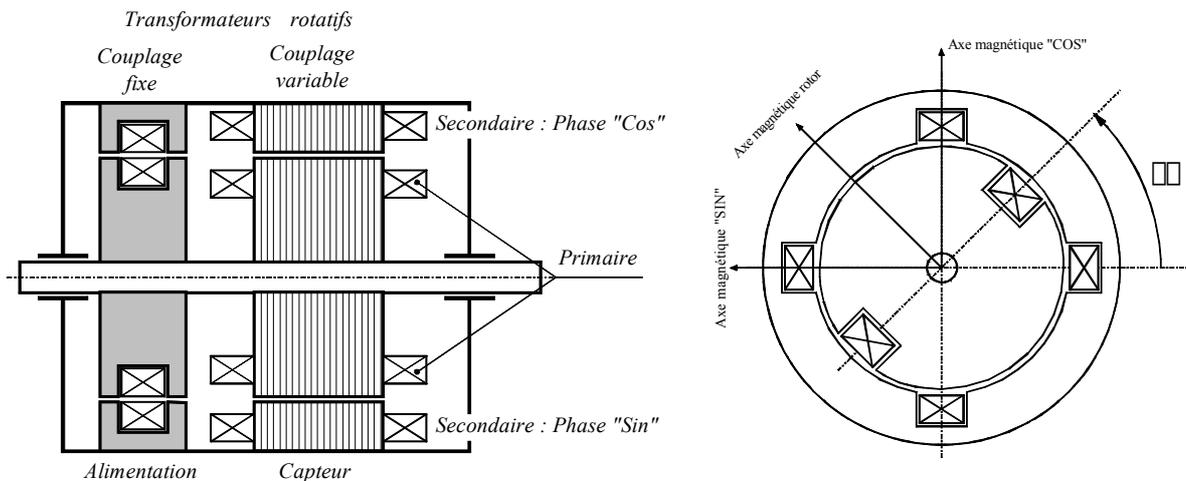


Figure 9-4 : Structure électromagnétique du resolver "brushless"

Dans le cas du resolver sans collecteur, on doit distinguer le capteur inductif proprement dit et le transformateur rotatif d'alimentation du circuit d'excitation placé au rotor. Le capteur inductif possède un seul enroulement parcouru par un courant alternatif dont la fréquence est située entre quelques centaines hertz et plusieurs dizaines de kilohertz selon le type de construction. Le stator possède deux enroulements, dont les axes sont décalés de  $90^\circ$ . La tension induite par couplage dans ces enroulements dépend de la position angulaire relative  $\theta$ .

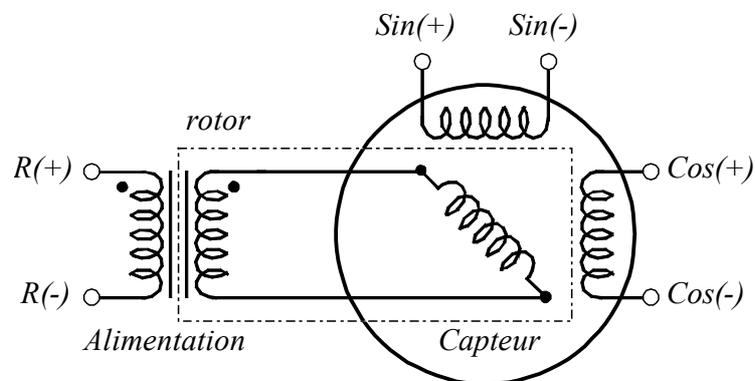


Figure 9-5 : Schéma de principe du resolver "brushless"

Pour l'alimentation en courant de l'enroulement rotorique, dans le cas du resolver sans collecteur, on fait appel à un transformateur rotatif dont le couplage est indépendant de la position angulaire relative rotor – stator. Le secondaire de ce transformateur est relié à l'enroulement rotorique du capteur. Ainsi l'énergie nécessaire à l'excitation de ce dernier est transmise par voie inductive.

Normalement, le capteur inductif possède deux pôles, comme le montre la Figure 9-4. Cependant, il existe aussi des capteurs avec un nombre de pôles élevé ( $2p=8, 16$  ou  $32$ ) afin d'augmenter la précision de mesure. Dans ce cas, la relation liant l'angle électrique à l'angle mécanique est définie comme

$$\vartheta_e = p \cdot \vartheta_m \quad (9.8)$$

avec

- $p$  : nombre de pair de pôles
- $\theta_e$  : angle électrique
- $\theta_m$  : angle mécanique

Pour décrire le fonctionnement on fait appel à aux Figure 9-6 et Figure 9-7. A l'enroulement rotorique est appliquée la tension

$$u_{ref} = \hat{U}_{ref} \sin(\omega_p t) \quad (9.9)$$

où  $\omega_p$  est la pulsation constante d'une source de tension alternative.

Selon la position angulaire relative rotor – stator  $\theta_m$ , le couplage entre l'enroulement rotorique les deux enroulements statoriques varie. Les tensions  $u_{sin}$  et  $u_{cos}$  obtenues aux bornes des enroulements statoriques sont

$$u_{sin} = \hat{U}_{sin} \sin(\omega_p t) \sin(p \vartheta_m) \quad (9.10)$$

$$u_{cos} = \hat{U}_{cos} \sin(\omega_p t) \cos(p \vartheta_m) \quad (9.11)$$

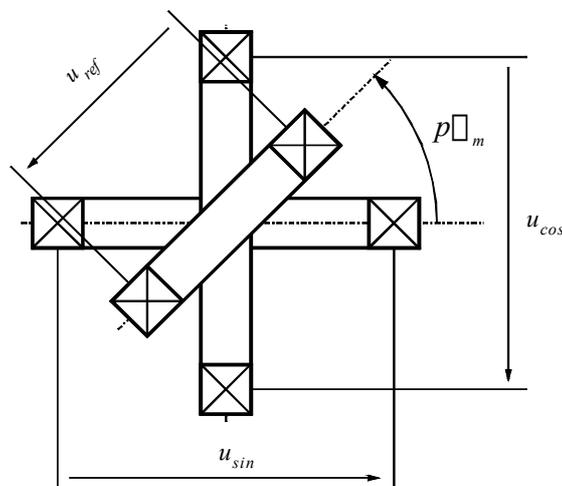


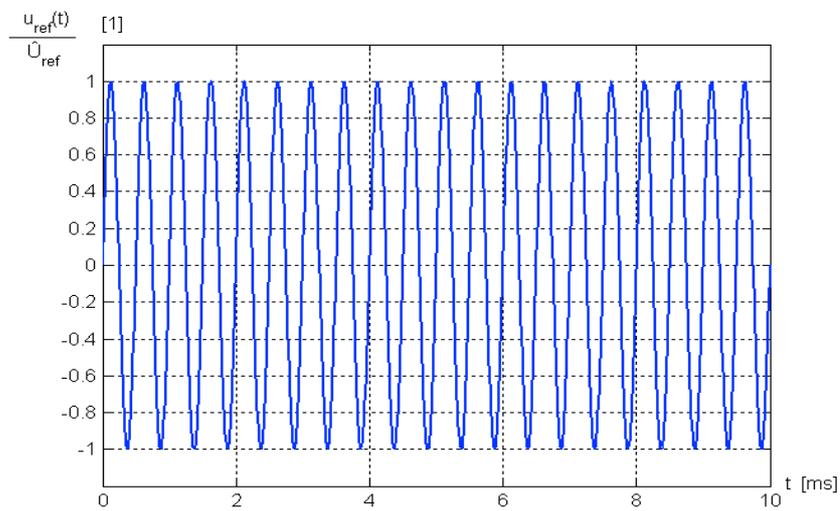
Figure 9-6 : Le resolver principe de fonctionnement (couplage)

Dans ce cas, on a posé pour le couplage entre circuit d'excitation et enroulements statoriques

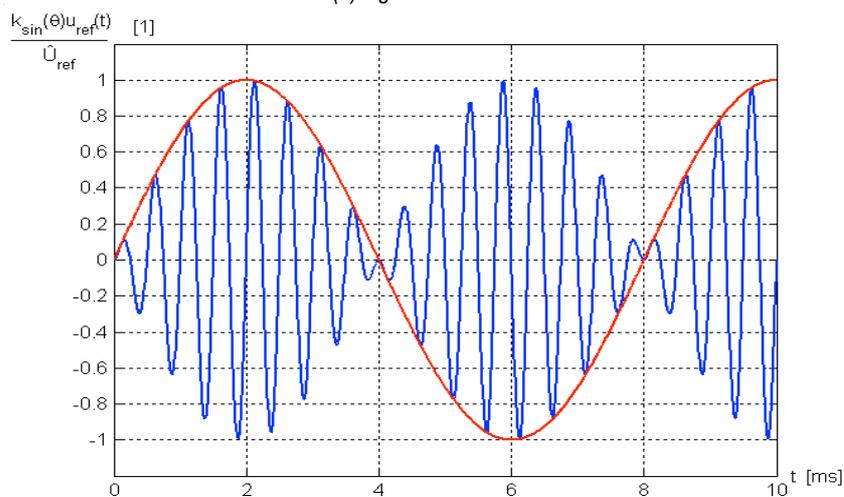
$$k_{\cos}(p, \vartheta_m) = \frac{U_{\cos}}{U_{ref}} \cos(p\vartheta_m) \quad (9.12)$$

$$k_{\sin}(p, \vartheta_m) = \frac{U_{\sin}}{U_{ref}} \sin(p\vartheta_m) \quad (9.13)$$

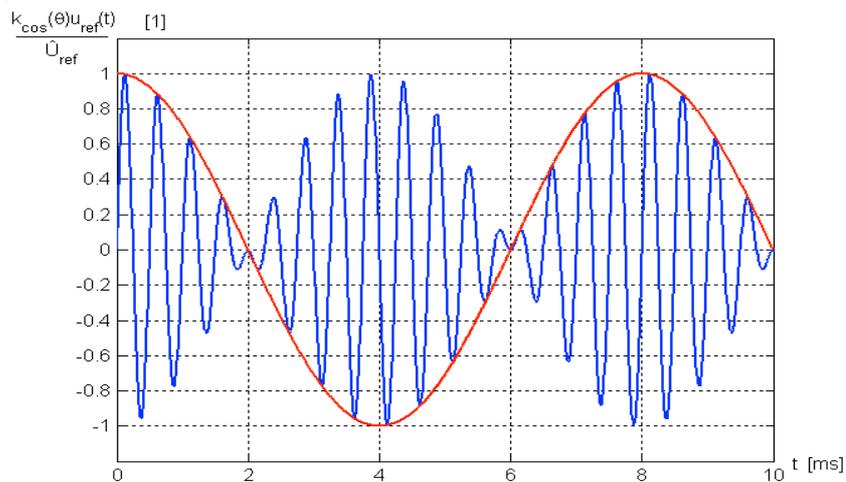
Les tensions  $u_{\cos}$  et  $u_{\sin}$  sont donc modulées comme le montre la Figure 9-7 pour une variation constante de l'angle mécanique  $\theta_m$  (vitesse de rotation constante). Par une démodulation synchrone, on obtient une information sur la position angulaire  $\theta_e$ . Pour un résolveur ayant une paire de pôle (speed one), on peut connaître la position absolue sur un angle de rotation de  $360^\circ$ . En théorie, le couplage entre les deux secondaires est nul.



(a) signal d'excitation



(b) sortie sinus et enveloppe



(c) sortie cosinus et enveloppe

Figure 9-7 : Signaux d'excitation et de sortie du resolver

### 9.2.2.2 Précision et résolution

On trouve en standard des convertisseurs RDC présentant une résolution de **12, 14 ou 16 bits**. Plus la résolution est élevée, plus il y aura d'information pour la mesure de la vitesse avant l'apparition de cycles limites. Quant à la précision absolue, on peut raisonnablement compter sur  **$\pm 8$  min d'arc par période électrique pour des resolvers à une paire de pôle**.

### 9.2.2.3 Précaution EMC

Le resolver présente l'avantage d'une grande robustesse par rapport au codeur optique par exemple. Il est utilisé pour des applications de haute fiabilité ou pour des environnements sévères (applications militaires et spatiales).

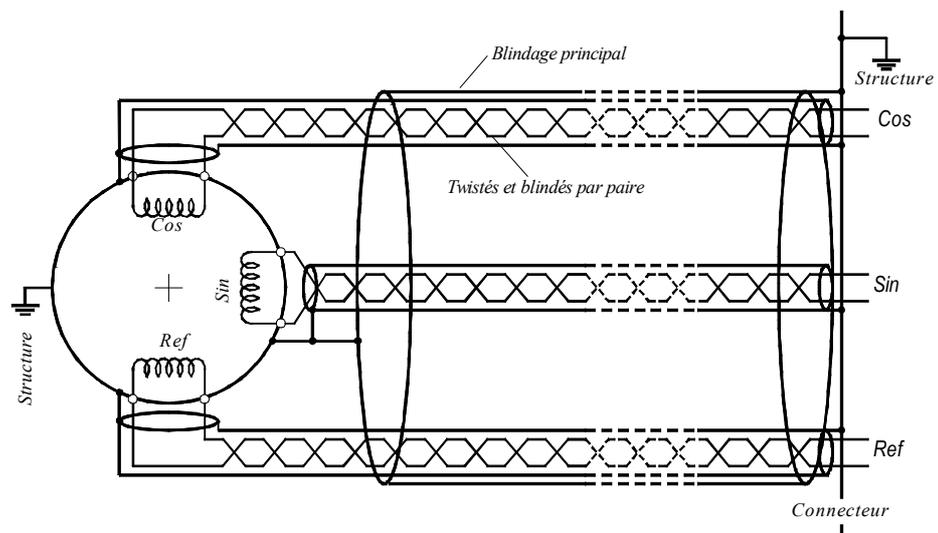


Figure 9-8 : Protection EMC d'un resolver

Par contre il se trouve en général proche d'un moteur alimenté par un convertisseur de courant (alimentation à découpage). Il est donc nécessaire de prendre des précautions contre

les perturbations électromagnétiques (*EMC : ElectoMagnetic Compatibility*). Pour ce faire, on utilise des câbles présentant des paires twistées et blindées, le câble étant lui-même blindé à sa périphérie. Les blindages seront reliés électriquement à la structure métallique, elle-même mise à la terre.

### 9.2.3 L'inductosyn

#### 9.2.3.1 Applications.

Ce type de capteur inductif est utilisé pour des environnements sévères. Il résiste aux effets de la poussière, aux projections d'huile, à la vapeur, à l'eau de mer, aux radiations, aux pressions extrêmes, au vide, aux vibrations, aux chocs ainsi qu'à des températures allant de 10°K à 160°C. C'est donc dans les domaines de la machine outils, la cryogénie, ou pour les applications militaires et spatiales que ces capteurs sont les plus utilisés.

#### 9.2.3.2 Principe de fonctionnement.

Les transducteurs de position inductosyn fonctionnent sur le même principe que les resolvers. On distingue les inductosyns linéaires ou angulaires.

##### 9.2.3.2.1 Transducteurs de position linéaire

Le capteur est constitué d'une part la règle (scale) et d'autre part le curseur (slider). La règle est attachée sur la partie fixe de l'axe de mesure (bâti d'une machine-outil par exemple). Elle est constituée d'une bande métallique en acier ou aluminium comme support standard, couvert d'une couche de matériau isolant sur laquelle sont imprimées des spires de forme rectangulaire. Le pas est en général de 0.1 inch, 0.2 inch ou 2 mm. La longueur de la règle est de 10 inch ou 200 mm. En juxtaposant plusieurs règles, on peut aboutir des longueurs de mesure jusqu'à 2m voire 3m. Le curseur se déplace le long de la règle et est monté sur la partie mobile de l'axe de mesure (table ou porte-broche d'une machine outil par exemple). Il possède une longueur de 4 inch ou 80 mm. Il y a deux circuits de spires rectangulaires séparées. Ces spires sont également imprimées sur un support de matériau isolant. Dans ces spires sont induites des tensions par couplage inductif. L'espace entre la règle et le curseur est en général de  $0.25 \pm 0.05$  mm.

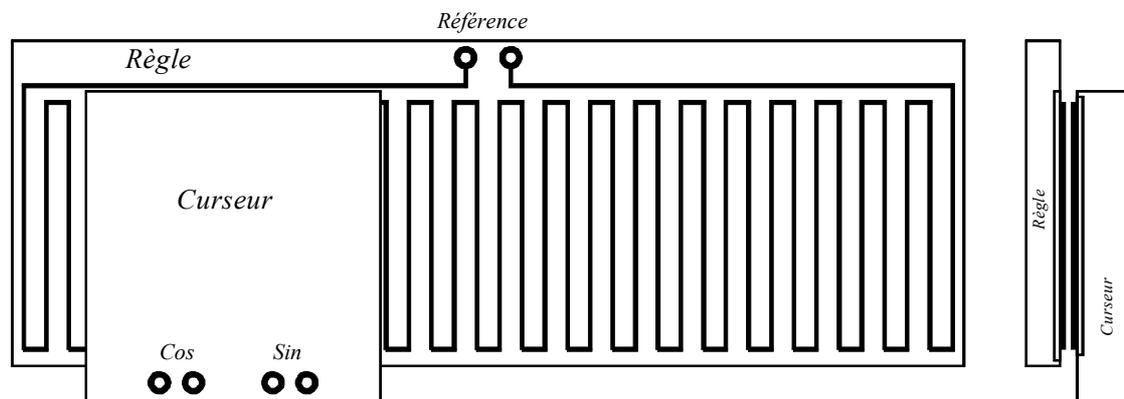


Figure 9-9 : Inductosyn linéaire

Le fonctionnement de ce capteur peut être décrit à l'aide de la Figure 9-10. Les spires de la règle possèdent le pas  $x_p$ . L'enroulement est parcouru par un signal alternatif de fréquence

constante situé entre 5kHz et 10kHz. Les deux enroulements placés sur le curseur possèdent le même pas  $x_p$  mais sont décalés d'un quart de pas  $x_p/4$ .

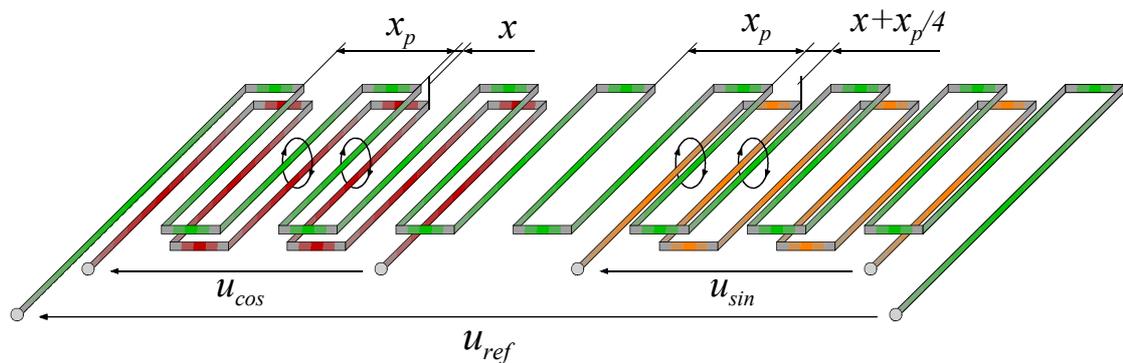


Figure 9-10 : Inductosyn linéaire : schéma de principe

Par une configuration adéquate, on obtient une modulation sinusoïdale de la tension induite et plus précisément

$$u_{\sin} = \hat{U}_{\sin} \sin(\omega_p t) \sin\left(\frac{2\pi x}{x_p}\right) \quad (9.14)$$

$$u_{\cos} = \hat{U}_{\cos} \sin(\omega_p t) \cos\left(\frac{2\pi x}{x_p}\right) \quad (9.15)$$

En raison de l'inductance mutuelle faible entre les spires du curseur et celles de la règle, la tension de référence  $U_{ref}$  n'est que de quelques dizaines de mV. Par conséquent, les tensions secondaires  $u_{\sin}$  et  $u_{\cos}$  doivent être amplifiées.

Comme on le voit les tensions secondaires  $u_{\sin}$  et  $u_{\cos}$ , comme pour le cas du resolver, sont modulées sinusoïdalement en fonction de la position linéaire  $x$ .

L'information donnée par l'inductosyn est une mesure de position linéaire absolue sur un pas fondamental  $x_p$ .

#### 9.2.3.2.2 Transducteurs de position angulaire

Il existe aussi des inductosyns pour la mesure de positions angulaires. Ces capteurs permettent d'obtenir des mesures angulaires très précises. Le principe est représenté à la Figure 9-11

Le stator et le rotor sous forme de disque possèdent des spires radiales. Pour augmenter la précision, les spires d'une même phase (placée au stator) sont réparties sur toute la périphérie. On a donc un entrelacement entre les deux phases tout en ayant un couplage nul (déphasage de  $90^\circ$ ). Le nombre de pôles  $p$  est, pour des versions standards fixé entre 2 et 2048.

On obtient les relations suivantes :

$$u_{\sin} = \hat{U}_{\sin} \sin(\omega_p t) \sin\left(\frac{2\pi\vartheta_m}{\vartheta_p}\right) \underset{\vartheta_p = p\vartheta_m}{=} \hat{U}_{\sin} \sin(\omega_p t) \sin(p\vartheta_m) \quad (9.16)$$

$$u_{\cos} = \hat{U}_{\cos} \sin(\omega_p t) \cos\left(\frac{2\pi\vartheta_m}{\vartheta_p}\right) \underset{\vartheta_p = p\vartheta_m}{=} \hat{U}_{\cos} \sin(\omega_p t) \cos(p\vartheta_m) \quad (9.17)$$

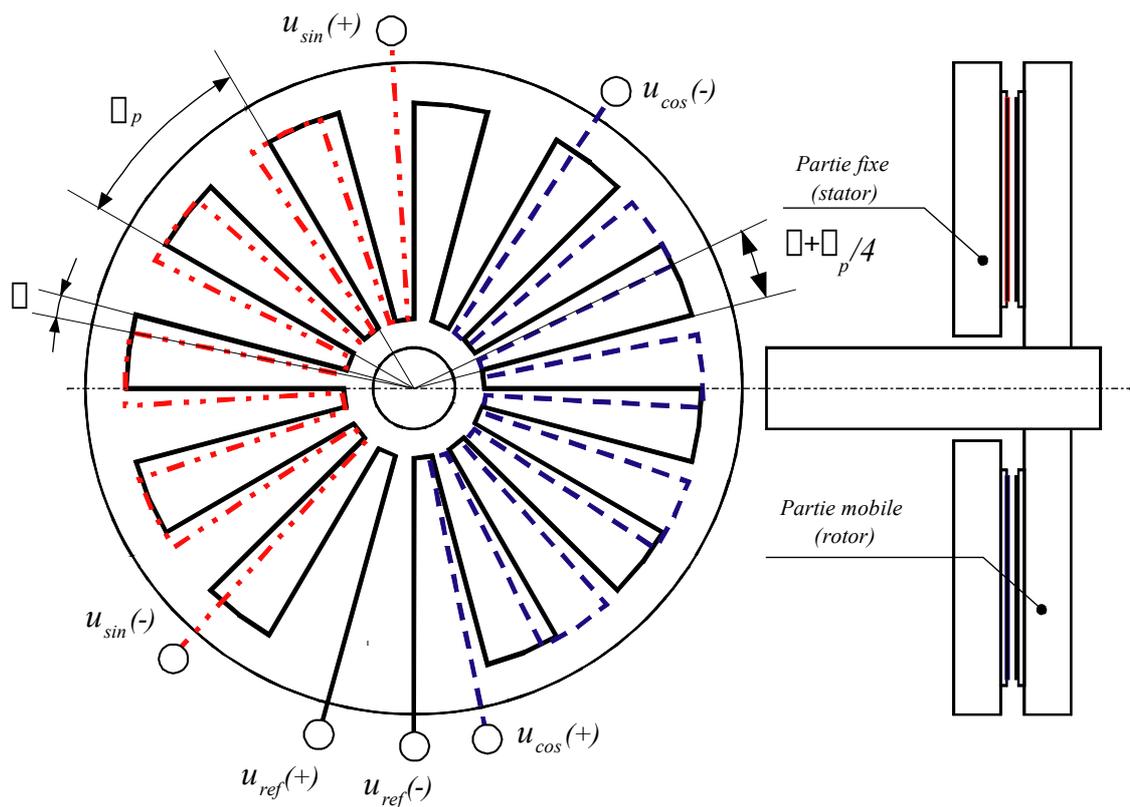


Figure 9-11 : Inductosyn pour la mesure de position angulaire

#### 9.2.3.2.3 Capteur inductosyn incrémental

Les capteurs inductosyn tels que décrits au paragraphe précédent doivent être considérés comme des capteurs incrémentaux. En effet la position angulaire est un sous multiple de la position mécanique. Ils sont donc utilisés soit pour des mesures de position absolue de très faible plage (secteur), soit en conjonction avec une marque de position absolue sous la forme d'un micro-switch par exemple.

#### 9.2.3.2.4 Capteur inductosyn absolu

Lorsque la position angulaire absolue est nécessaire, on utilise des capteurs inductosyn possédant deux pistes de mesure distinctes, l'une ayant une paire de pôles supplémentaire à l'autre. Dans ces cas, on traitera les signaux de la manière suivante :

**Piste 1** : nombre de paires de pôles  $p$

$$u_{\sin 1} = \hat{U}_{\sin} \sin(\omega_p t) \sin(p \vartheta_m) \quad (9.18)$$

$$u_{\cos 1} = \hat{U}_{\cos} \sin(\omega_p t) \cos(p \vartheta_m) \quad (9.19)$$

**Piste 2** : nombre de paires de pôles  $p+1$

$$u_{\sin 2} = \hat{U}_{\sin} \sin(\omega_p t) \sin((p + 1) \vartheta_m) \quad (9.20)$$

$$u_{\cos 2} = \hat{U}_{\cos} \sin(\omega_p t) \cos((p+1)\vartheta_m) \quad (9.21)$$

Grâce à deux convertisseurs RDC distincts, on peut extraire la position angulaire électrique de chaque piste puis la position angulaire absolue

$$\left. \begin{array}{l} \vartheta_{e1} = p\vartheta_m \\ \vartheta_{e2} = (p+1)\vartheta_m \end{array} \right\} \vartheta_m = \vartheta_{e2} - \vartheta_{e1} \quad (9.22)$$

### 9.2.3.3 Résolution et précision

En standard, la précision de ce type de capteur atteint les valeurs suivantes

Linéaire	<i>Précision</i>	: $\pm 1 \mu\text{m}$
	<i>Résolution</i>	: $0.1 \mu\text{m}$
Angulaire	<i>Précision</i>	: $\pm 0.5$ arc seconde
	<i>Résolution</i>	: $0.05$ arc seconde

### 9.2.3.4 Protection EMC

Les deux parties constitutives du capteur inductosyn ne sont jamais en contact, il n'y a donc potentiellement pas de transmission DC, ce qui signifie que les valeurs moyennes des signaux secondaires sont nulles. Dans le but d'éviter tout couplage capacitif entre partie mobile et partie fixe, la partie réceptrice des signaux est recouverte d'une feuille électrostatique connectée à la structure (potentiel électrique de référence) afin d'éviter un couplage capacitif entre la règle et le curseur, respectivement le stator et le rotor. Vu le faible niveau d'amplitudes des signaux et la proximité de sources de perturbations électromagnétiques, il est donc nécessaire de prendre des précautions comme celles décrites au § 9.2.2.3.

## 9.3 CONVERTISSEUR LDC

### 9.3.1 Principe de fonctionnement du convertisseur LDC.

#### 9.3.1.1 Topologie de base.

La Figure 9-12 illustre un exemple de conditionnement des signaux LDC pour aboutir à une information analogique donnant la position relative du noyau plongeur par rapport à la culasse.

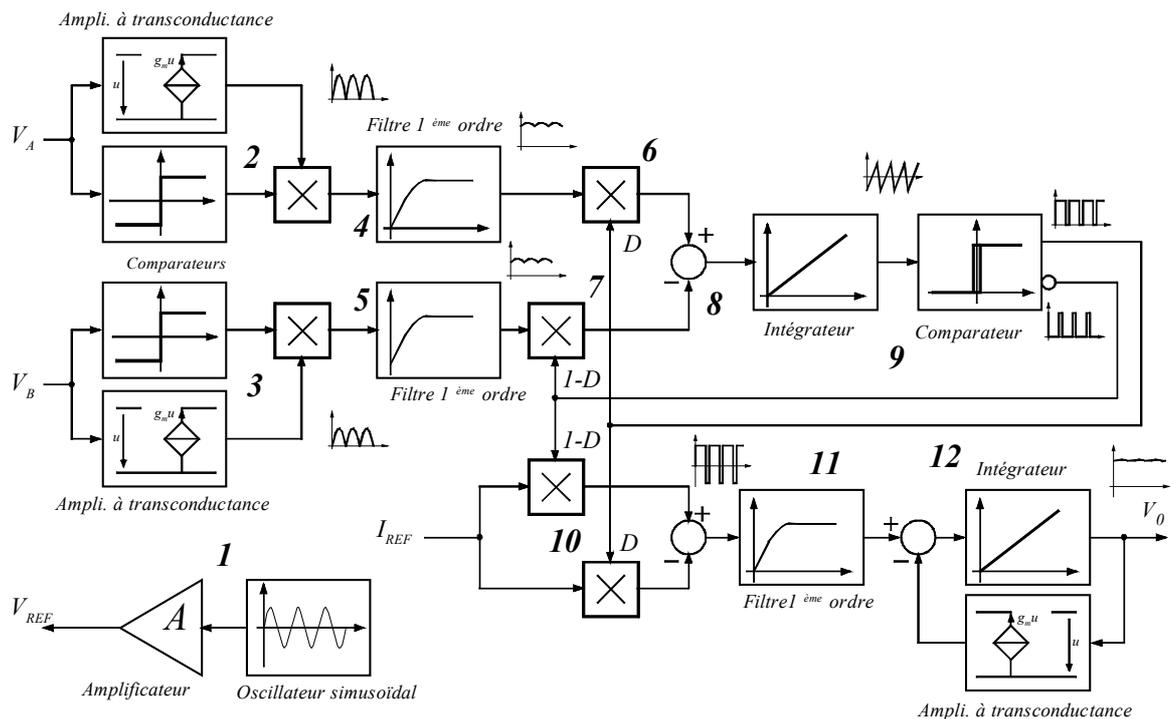


Figure 9-12 : Schéma de principe du convertisseur LVDT

#### 9.3.1.2 Description du fonctionnement

- 1 Cette partie est constituée par un oscillateur sinusoïdal de faible distorsion issu d'un oscillateur à relaxation et d'un conformateur à diode. Le taux de distorsion harmonique se situe en général aux alentours de  $-50\text{dB}$ .  $V_{REF}$  correspond donc au signal d'excitation du primaire du LVDT.
- 2,3 Pour des raisons technologiques, les deux signaux secondaires du LVDT subissent une transformation tension – courant suivie d'une mesure de la valeur absolue.
- 4,5 Le signal d'entrée des filtres est une fonction sinusoïdale absolue dont l'amplitude dépend de la position du noyau plongeur. **La somme des valeurs de crête de ces deux signaux est une constante** :  $\hat{V}_A + \hat{V}_B = cte$ . En sortie, on a les valeurs moyennes  $\overline{|V_A|}$  et  $\overline{|V_B|}$  (moyenne des valeur absolues).
- 6 Création d'un train d'impulsions de rapport cyclique  $D$  d'amplitude  $\overline{|V_A|}$ .

- 7 Création d'un train d'impulsions de rapport cyclique 1-D d'amplitude  $\overline{|V_B|}$ .
- 8 Création d'un train d'impulsions dont la valeur positive vaut  $\overline{|V_A|}$ , la valeur négative vaut  $-\overline{|V_B|}$  et le rapport cyclique D.
- 9 En régime établi, la tension moyenne à l'entrée de l'intégrateur est nulle. La sortie du comparateur donne donc un train d'impulsion donc le rapport cyclique D et la fréquence  $F_p$  sont fonction de  $\overline{|V_A|}$  et  $\overline{|V_B|}$ .
- 10 La source de courant de référence  $I_{REF}$  donne, après multiplication par le rapport (1-2D), une valeur moyenne qui est directement l'image de la position.
- 11 Le filtre du 1<sup>er</sup> ordre permet de passer, en régime établi du train d'impulsions  $+I_{REF}(D)$ ;  $-I_{REF}(1-D)$  à sa valeur moyenne.
- 12 Pour des raisons technologiques, la sortie est en tension. L'intégrateur et le circuit de réaction constitué d'un amplificateur à transconductance permet de modifier la sensibilité de la mesure.

### 9.3.1.3 Relation liant la tension de sortie à la position

En plaçant l'origine à l'endroit où le noyau plongeur donne un couplage identique pour les sorties A et B, on peut écrire en utilisant les définitions du § 9.2.1

$$\overline{|V_A|} = k\overline{|V_{REF}|} \frac{x_{\max} + x}{2x_{\max}} \quad (9.23)$$

$$\overline{|V_B|} = k\overline{|V_{REF}|} \frac{x_{\max} - x}{2x_{\max}} \quad (9.24)$$

où k représente le facteur de couplage lorsque  $x=0$

Pour que le convertisseur LDC fonctionne correctement, c'est à dire que la sortie soit indépendante du niveau de la tension de l'excitation  $V_{REF}$ , il faut que la condition suivante soit respectée

$$\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|} = k\overline{|V_{REF}|} \neq f(x) \quad (9.25)$$

La valeur moyenne de la tension à l'entrée de l'intégrateur (8) est définie comme

$$\overline{|V_E|} = \overline{|V_A|}D - \overline{|V_B|}(1 - D) = \left(\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|}\right)D - \overline{|V_B|} \quad (9.26)$$

En régime établi,  $\overline{|V_E|}$  doit être nulle. On obtient donc pour le rapport cyclique

$$D = \frac{\overline{|V_B|}}{\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|}} \quad (9.27)$$

En posant  $-V_H$  et respectivement  $+V_H$  comme les niveaux de basculement du comparateur (8), on peut calculer la fréquence du train d'impulsions

$$\Delta V = 2V_H = \overline{|V_A|} \frac{DT_p}{T_i} = \overline{|V_B|} \frac{(1-D)T_p}{T_i} = \frac{\overline{|V_A|} \cdot \overline{|V_B|}}{\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|}} \frac{T_p}{T_i} \quad (9.28)$$

par conséquent

$$F_p = \frac{1}{T_p} = \frac{1}{2V_H} \frac{\overline{|V_A|} \cdot \overline{|V_B|}}{\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|}} \frac{1}{T_i} \quad (9.29)$$

Cette fréquence dépend donc du point de fonctionnement. Sa valeur maximum est donnée pour  $\overline{|V_A|} = \overline{|V_B|}$

$$F_{p_{\max}} = \frac{1}{T_p} = \frac{k \overline{|V_{REF}|}}{8V_H} \frac{1}{T_i} \underbrace{=}_{\overline{|V_{REF}|} = \frac{2}{\pi} \hat{V}_{REF}} \frac{k \hat{V}_{REF}}{4\pi V_H} \frac{1}{T_i} \quad (9.30)$$

L'entrée du filtre du 1<sup>er</sup> ordre (11) est constitué d'un train d'impulsions bipolaires dont la valeur moyenne est donnée par la relation

$$I_E = (1 - D)I_{REF} - DI_{REF} = (1 - 2D)I_{REF} = \frac{\overline{|V_A|} - \overline{|V_B|}}{\overline{|V_A|} + \overline{|V_B|}} I_{REF} \quad (9.31)$$

Le filtre du 1<sup>er</sup> ordre (11) est défini par la fonction de transfert suivante

$$G_f(s) = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (9.32)$$

Et finalement la tension de sortie peut être exprimée par

$$\begin{aligned} V_0(s) &= G_f(s) \frac{1}{g_m} \frac{1}{1 + s \frac{1}{k_i \cdot g_m}} I_E(s) \\ &= \frac{1}{g_m} \frac{I_{REF}}{(1 + sT_f) \left(1 + s \frac{1}{k_i \cdot g_m}\right)} \frac{\overline{|V_A|}(s) - \overline{|V_B|}(s)}{\overline{|V_A|}(s) + \overline{|V_B|}(s)} I_{REF} \\ &= \frac{1}{g_m} \frac{I_{REF}}{(1 + sT_f) \left(1 + s \frac{1}{k_i \cdot g_m}\right)} \frac{x(s)}{x_{\max}} \end{aligned} \quad (9.33)$$

avec  $k_i$  : constante d'intégration [V/(As)].

La fréquence de coupure du filtre du 1<sup>er</sup> ordre et le rapport cyclique maximum doivent être choisis de manière à éviter une trop forte ondulation de la tension de sortie  $V_0$ . En effet lorsque  $\lim_{x \rightarrow x_{\max}} F_p(x) = \lim_{V_B \rightarrow 0} F_p(x) = 0$  et respectivement  $\lim_{x \rightarrow -x_{\max}} F_p(x) = \lim_{V_A \rightarrow 0} F_p(x) = 0$ . Il faut donc limiter l'excursion du noyau plongeur de manière à limiter la valeur minimum des sorties  $\overline{|V_B|}$ , respectivement  $\overline{|V_A|}$ .

## 9.4 CONVERTISSEUR RDC.

### 9.4.1 Principe de fonctionnement du convertisseur RDC (tracking).

#### 9.4.1.1 Topologie de base.

La structure de base d'un convertisseur RDC est illustrée à la Figure 9-13. Il s'agit d'une boucle d'asservissement liant un angle estimé à l'angle électrique réelle issue des signaux secondaires sinus et cosinus du capteur. Cet angle correspond un angle électrique dont la signification dépend du nombre de paires de pôles pour un capteur rotatif ou du pas polaire pour un capteur linéaire de type inductosyn.

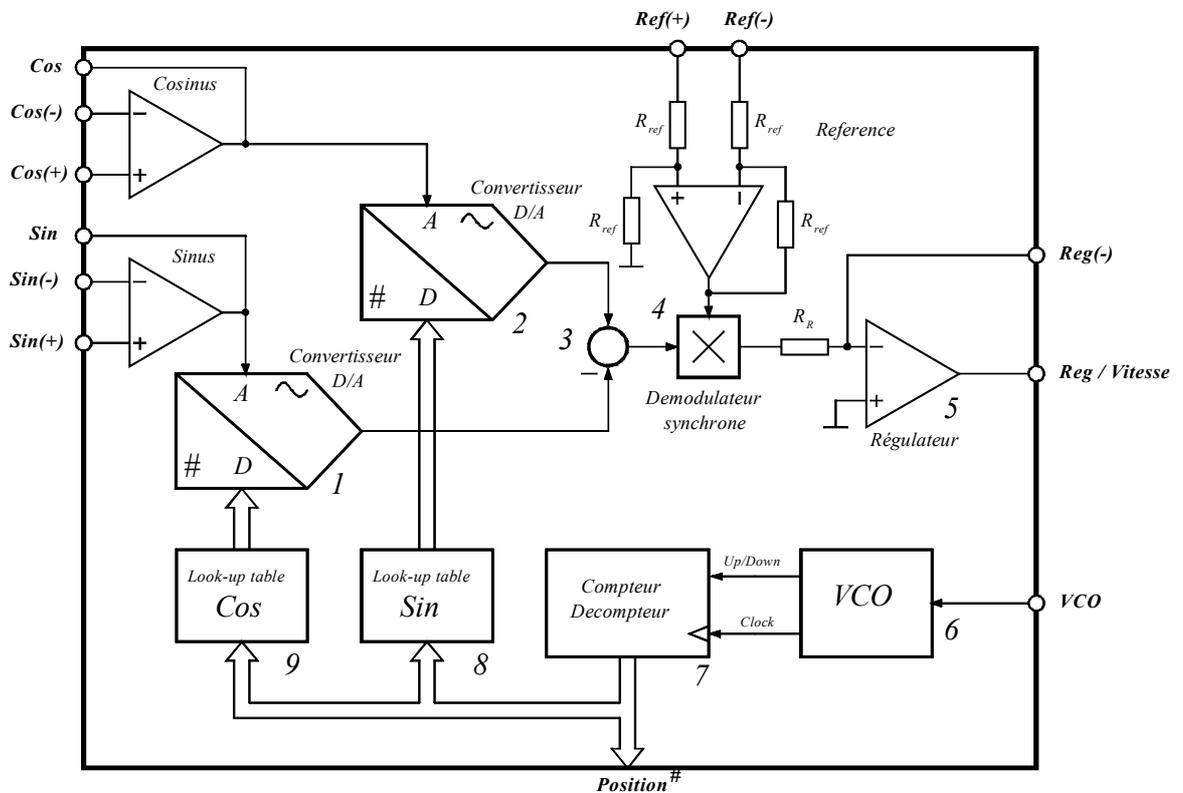


Figure 9-13 : Schéma de principe du convertisseur RDC

Les signaux Sin et Cos sont modulés en amplitude en fonction de la position. La fréquence de la porteuse étant identique à fréquence du signal de référence.

#### 9.4.1.2 Création de l'erreur entre angle réel et angle estimé.

La boucle d'asservissement est basée sur la poursuite de l'angle réel par un angle estimé. Comme pour toute boucle d'asservissement, l'erreur entre la grandeur de consigne (entrée) et la grandeur mesurée (sortie) est la grandeur d'entrée du régulateur. Il s'agit donc ici de comparer angle électrique réel (grandeur d'entrée) à un angle estimé. La difficulté étant que l'une des grandeurs est modulée par une porteuse dont la fréquence doit se trouver en dehors de la bande passante de la boucle fermée.

#### 9.4.1.2.1 Look up table.

A l'aide de deux mémoires, on transforme la position angulaire digitale estimée en deux fonctions trigonométriques sinus et cosinus. Les adresses, identiques pour les deux mémoires représentent l'angle estimé sous forme numérique. Les données (data) ne sont rien d'autres que les résultats des fonctions trigonométriques définies précédemment. On a donc

$$Data_{Cos} \# = \text{Arrondi} \left( 2^n \cos \left( 2\pi \frac{\text{Address}\#}{2^N} \right) \right) \quad (9.34)$$

$$Data_{Sin} \# = \text{Arrondi} \left( 2^n \sin \left( 2\pi \frac{\text{Address}\#}{2^N} \right) \right) \quad (9.35)$$

Avec

- N : Nombre de bits d'adresse
- Address# : Valeur numérique de l'adresse (entier)
- n : Nombre de bits des données
- Data<sub>Sin</sub># : Valeur numérique du sinus multiplié par 2<sup>n</sup> (entier)
- Data<sub>Cos</sub># : Valeur numérique du cosinus multiplié par 2<sup>n</sup> (entier)

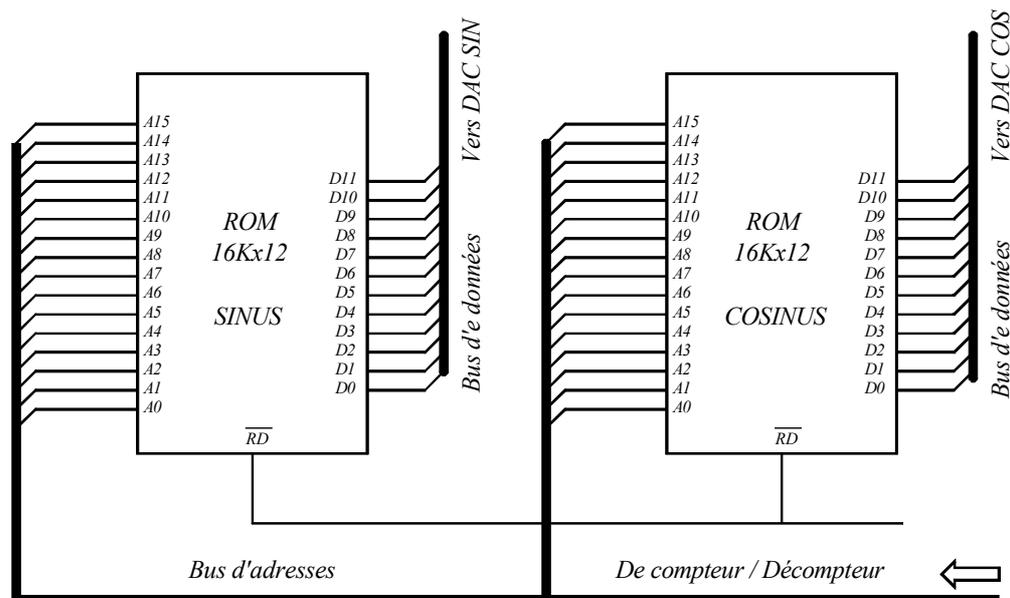


Figure 9-14 : Structure des Look-up tables (N=16, n=12)

#### 9.4.1.2.2 DAC multiplicateur 4 quadrants.

Le circuit DAC multiplicateur 4 quadrants peut être illustré par la Figure 9-15. Il s'agit d'un montage classique réalisé par un DAC à échelle R2R à commutation de courant.

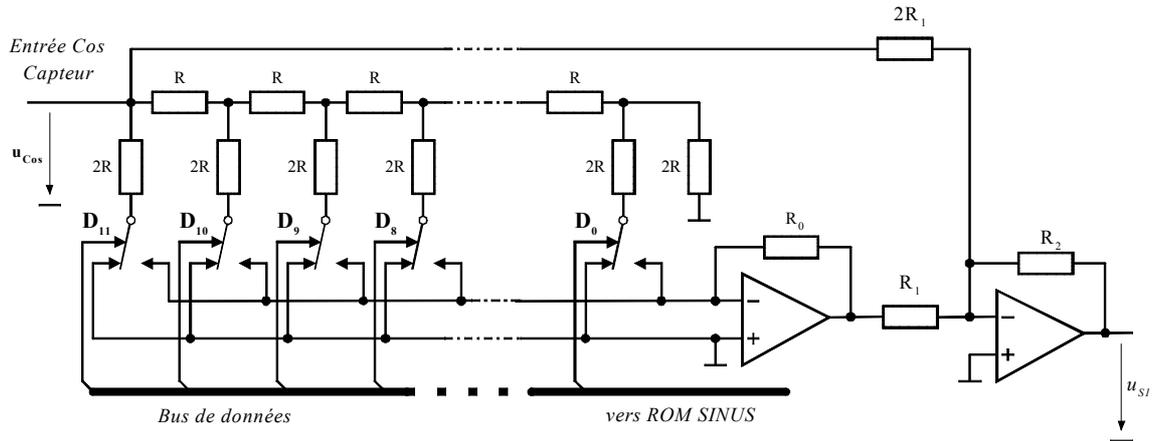


Figure 9-15 : Structure des DAC multiplicateurs

Pour l'entrée Cos, on obtient

$$u_{Cos} = \underbrace{K_{RCos} G_{diff} \hat{U}_{ref}}_{\hat{U}_{Cos}} \sin(\omega_p t) \cos(\varphi(t)) \quad (9.36)$$

$$Data_{Sin\#} = Arrondi\left(2^n \sin\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right)\right) \quad (9.37)$$

$$u_{S1} \cong \underbrace{K_{RCos} G_{diff} \hat{U}_{ref}}_{\hat{U}_{Cos}} \sin(\omega_p t) \cos(\varphi(t)) \left(\sin\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right)\right) \quad (9.38)$$

Et l'entrée Sin

$$u_{Sin} = \underbrace{K_{RSin} G_{diff} \hat{U}_{ref}}_{\hat{U}_{Sin}} \sin(\omega_p t) \sin(\varphi(t)) \quad (9.39)$$

$$Data_{Cos\#} = Arrondi\left(2^n \cos\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right)\right) \quad (9.40)$$

$$u_{S2} \cong \underbrace{K_{RSin} G_{diff} U_{ref}}_{\hat{U}_{Sin}} \sin(\omega_p t) \sin(\varphi(t)) \left(\cos\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right)\right) \quad (9.41)$$

avec

- $K_{RCos}$  : Coefficient de couplage maximum entre primaire et secondaire (cos) du résolver
- $K_{RSin}$  : Coefficient de couplage maximum entre primaire et secondaire (sin) du résolver
- $G_{diff}$  : Gain de l'étage différentiel d'entrée des chaînes d'acquisition cosinus et sinus

### 9.4.1.2.3 Soustracteur

Le soustracteur est placé à la sortie des D/A multiplicateurs. La Figure 9-16 montre la structure la plus simple, soit le montage différentiel.

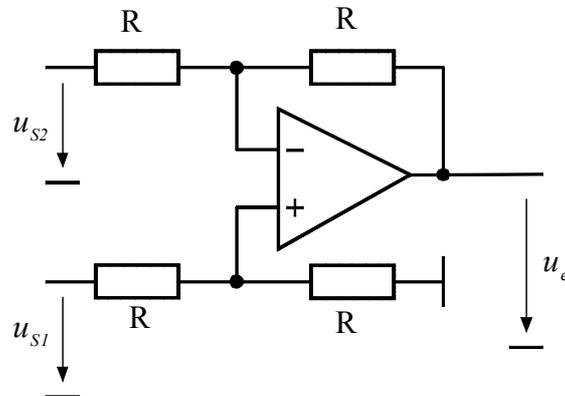


Figure 9-16 : Structure du soustracteur

En faisant l'hypothèse que le coefficient de couplage  $K_R$  est identique pour les sorties Sinus et Cosinus

$$G_{RSC} = K_{RSin} G_{diff} = K_{RCos} G_{diff} \quad (9.42)$$

$$\begin{aligned} u_e &= \frac{R}{R} (u_{S1} - u_{S2}) = u_{S1} - u_{S2} \\ &= G_{RSC} \hat{U}_{ref} \sin(\omega_p t) \left( \cos(\varphi(t)) \left( \sin\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \right) - \sin(\varphi(t)) \left( \cos\left(2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \right) \right) \end{aligned} \quad (9.43)$$

et sachant que

$$\cos(\alpha) \sin(\beta) - \sin(\alpha) \cos(\beta) = -\sin(\alpha - \beta) \quad (9.44)$$

on obtient finalement pour l'erreur entre l'angle réel et l'angle estimé

$$u_e = u_{S1} - u_{S2} = -G_{RSC} \hat{U}_{ref} \sin(\omega_p t) \sin\left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \quad (9.45)$$

Lorsque l'angle réel est proche de l'angle estimé, on peut écrire

$$u_e = u_{S1} - u_{S2} \cong -G_{RSC} \hat{U}_{ref} \sin(\omega_p t) \left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \quad (9.46)$$

### 9.4.1.2.4 Compteur – Décompteur.

Le compteur – décompteur (up-down counter) joue le rôle d'intégrateur. En effet la grandeur de sortie du régulateur (grandeur de commande) appliquée à l'entrée du VCO est transformée en un signal digital de fréquence variable. Ce signal est utilisé comme entrée du compteur. Le signe de la tension, appliqué à l'entrée du VCO commande soit le

comptage, soit le décomptage. La grandeur d'état du compteur ( $Q_{11} \dots Q_0$ ) est directement utilisée comme adresses pour les look-up tables.

#### 9.4.1.3 Démodulation synchrone

La démodulation peut être réalisée de plusieurs manières. On peut utiliser un commutateur analogique commandé par un signal digital dépendant du signe du signal de référence (porteuse des signaux Sin et Cos de sortie du capteur inductif) utilisé comme excitation du capteur inductif. On peut également utiliser un multiplicateur analogique comme illustré à la Figure 9-17

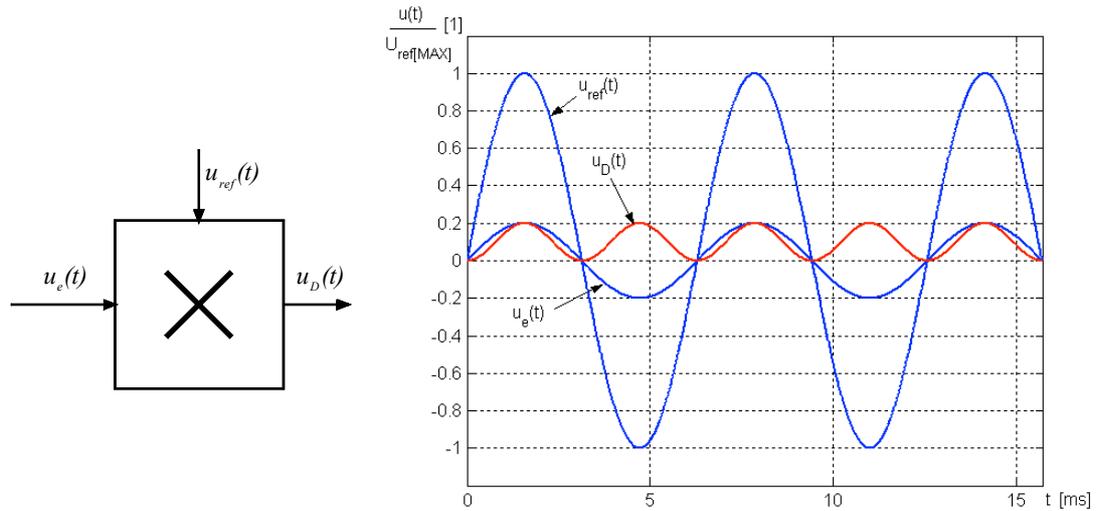


Figure 9-17 : Démodulateur synchrone

Dans ce cas on obtient

$$\begin{aligned} u_D &= u_{ref} \cdot u_e = -G_{RSC} \hat{U}_{ref}^2 \sin^2(\omega_p t) \sin\left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \\ &= -\frac{1}{2} G_{RSC} \hat{U}_{ref}^2 (1 - \cos(2\omega_p t)) \sin\left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \end{aligned} \quad (9.47)$$

Grâce à un filtre passe-bas, en général directement intégré dans le régulateur, on peut éliminer la composante de pulsation  $2\omega_p$ . Finalement on a

$$U_D = -\frac{1}{2} G_{RSC} \hat{U}_{ref}^2 \sin\left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \underbrace{\equiv}_{\left|\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right| \ll 1} -\frac{1}{2} G_{RSC} \hat{U}_{ref}^2 \left(\varphi(t) - 2\pi \frac{\vartheta\#}{2^n}\right) \quad (9.48)$$

#### 9.4.1.4 Le régulateur

Il existe bien entendu plusieurs manières de réaliser le régulateur. Nous étudierons ici un cas particulier abondamment utilisé en pratique

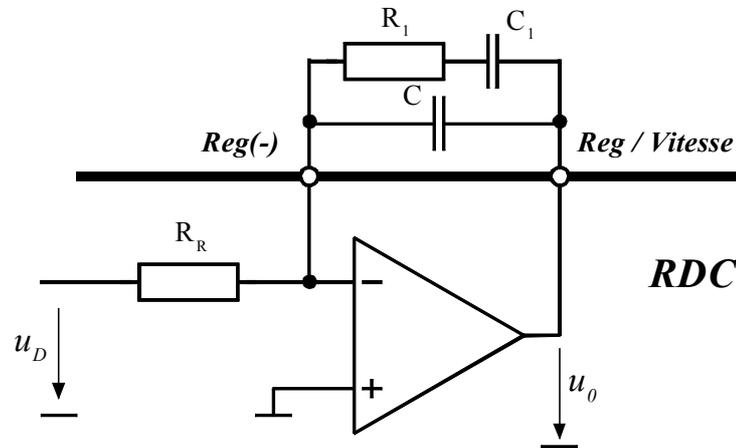


Figure 9-18 : Régulateur PI avec filtre intégré

La fonction de transfert de ce régulateur est de la forme suivante

$$G_R(s) = \frac{U_0(s)}{U_D(s)} = - \underbrace{\frac{C_1}{C_1 + C}}_{K_p} \underbrace{\frac{R_1}{R}}_{\frac{1+sT_i}{sT_i}} \underbrace{\frac{1}{1 + s \frac{CC_1}{C + C_1} R_1}}_{\frac{1}{1+sT_{fi}}} \quad (9.49)$$

$$G_R(s) = - \underbrace{K_p}_{PI} \underbrace{\frac{1 + sT_i}{sT_i}}_{\text{filtre PB 1}^{\text{ère}} \text{ ordre}} \frac{1}{1 + sT_{fi}}$$

#### 9.4.1.5 VCO.

Le VCO montré à la Figure 9-19 a la particularité de présenter une fréquence centrale nulle. Il est constitué d'un intégrateur dont la grandeur d'état est remise à zéro lorsque sa sortie est supérieure à  $V_{\text{seuil}}$  ou inférieure à  $-V_{\text{seuil}}$ . Pour ce faire, on utilise un comparateur à fenêtre. La charge du condensateur C est toujours de même valeur absolue lorsque la sortie du comparateur à fenêtre est active. Il est donc possible de fixer un temps unique pour la décharge du condensateur. Ce temps est obtenu au moyen d'une monostable. A la sortie on obtient donc des impulsions de durée constante mais de fréquence variable. Le compteur utilisera le flanc montant de l'impulsion pour compter ou décompter selon le niveau de la sortie donnant le signe de la sortie de l'intégrateur (1 : comptage, 0 : décomptage).

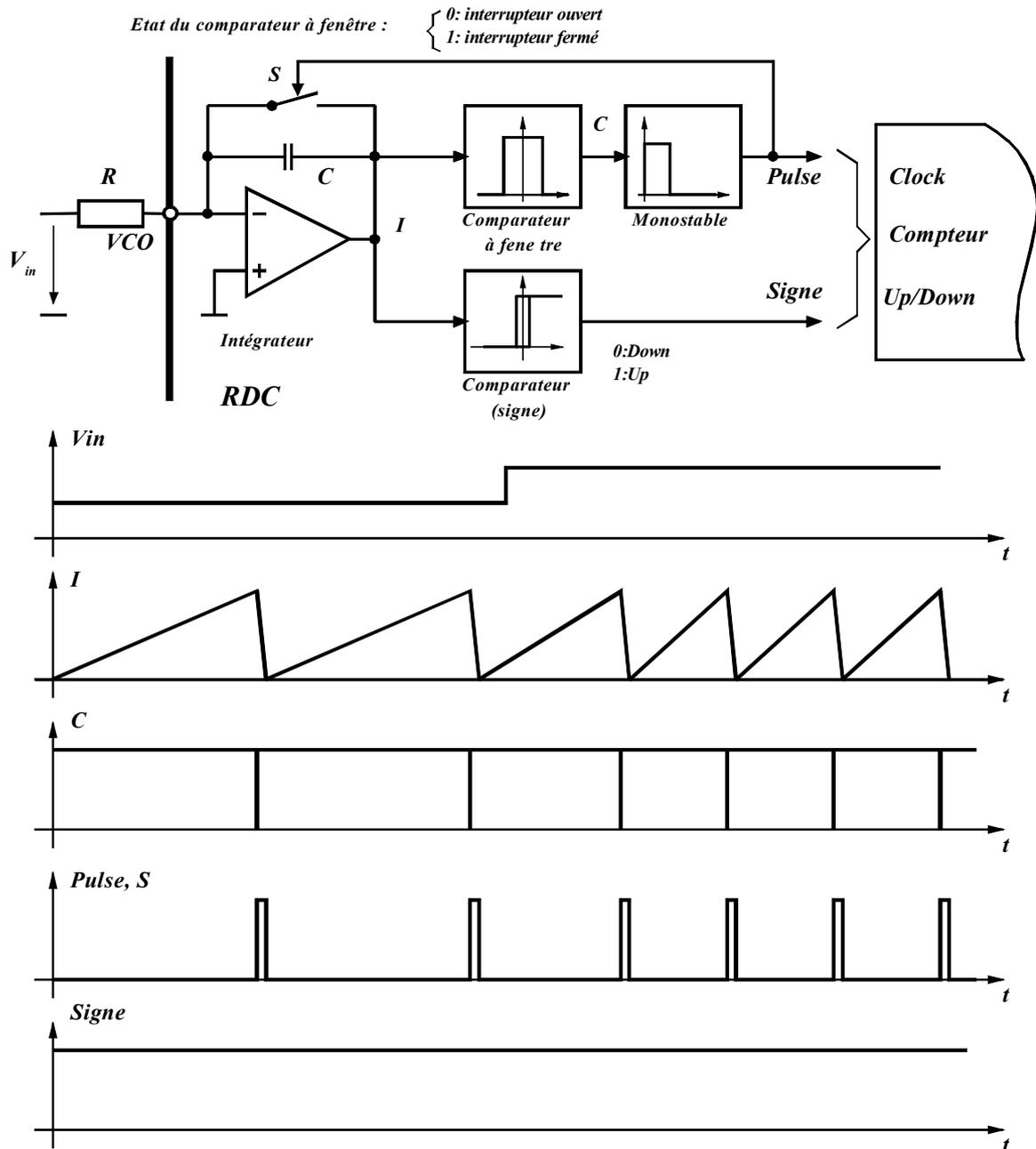


Figure 9-19 : VCO

#### 9.4.1.6 Interface d'excitation (signal de référence).

Le signal d'excitation, utilisé pour la démodulation synchrone doit être en phase avec la porteuse des signaux sinus et cosinus (secondaire du RVDT). La Figure 9-20 illustre deux topologies de circuits pour une excitation balancée du résolveur.

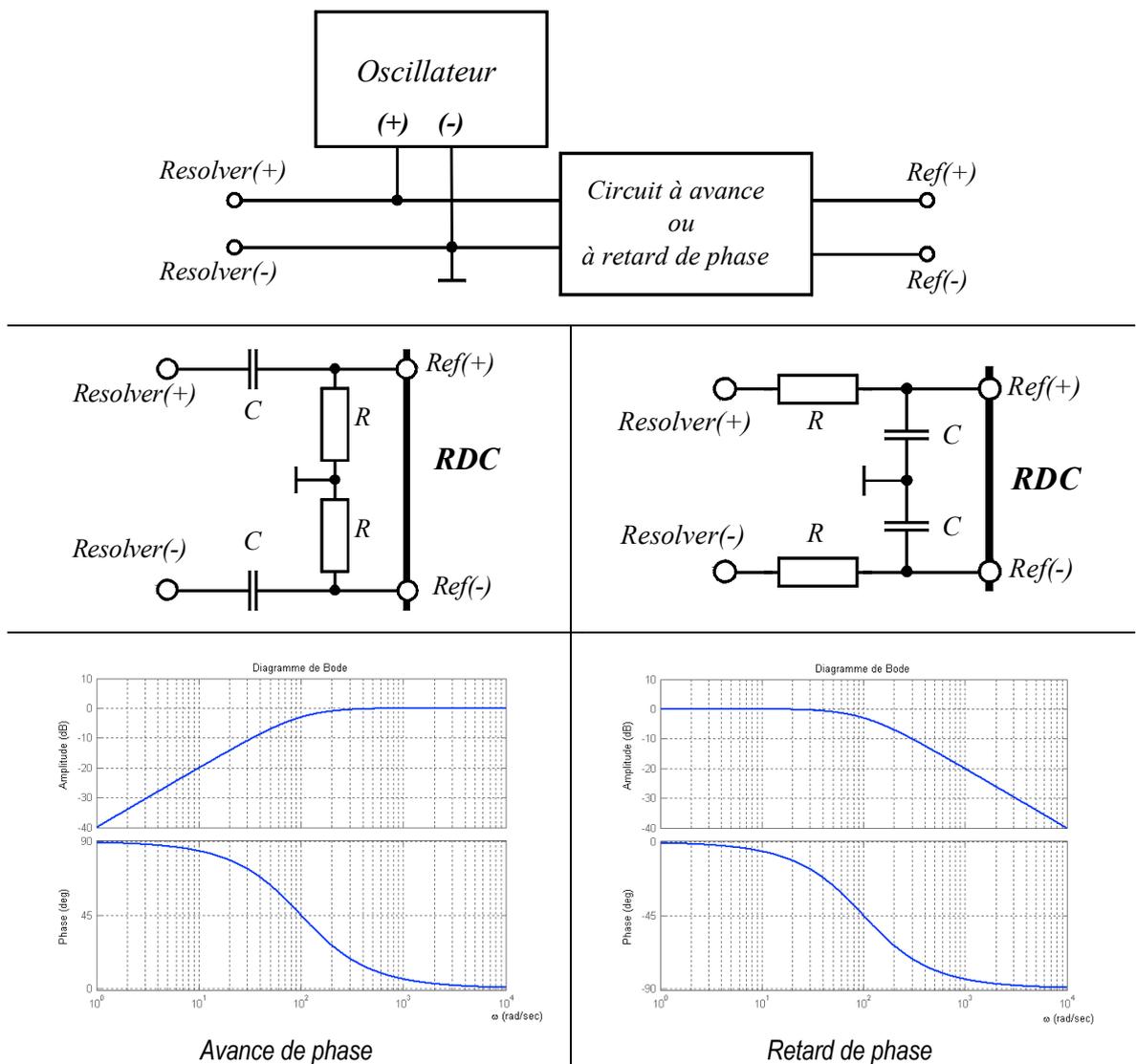


Figure 9-20 : Circuit d'ajustement de la phase

Pour le circuit d'avance de phase

$$G_a(s) = \frac{sRC}{1 + SRC} \tag{9.50}$$

Pour le circuit de retard de phase

$$G_r(s) = \frac{1}{1 + SRC} \tag{9.51}$$

9.4.1.7 Interface d'acquisition (signaux sin – cos).

L'interface proposée pour les entrées sin – cos est illustrée à la Figure 9-21. Il s'agit ici du cas particulier où l'entrée est différentielle (pas de mode commun).

A partir de la Figure 9-21, on peut écrire pour la fonction de transfert des entrées différentielles sin et cos

$$G_{Diff}(s) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C} \quad (9.52)$$

Le détail du calcul est laissé au soin du lecteur.

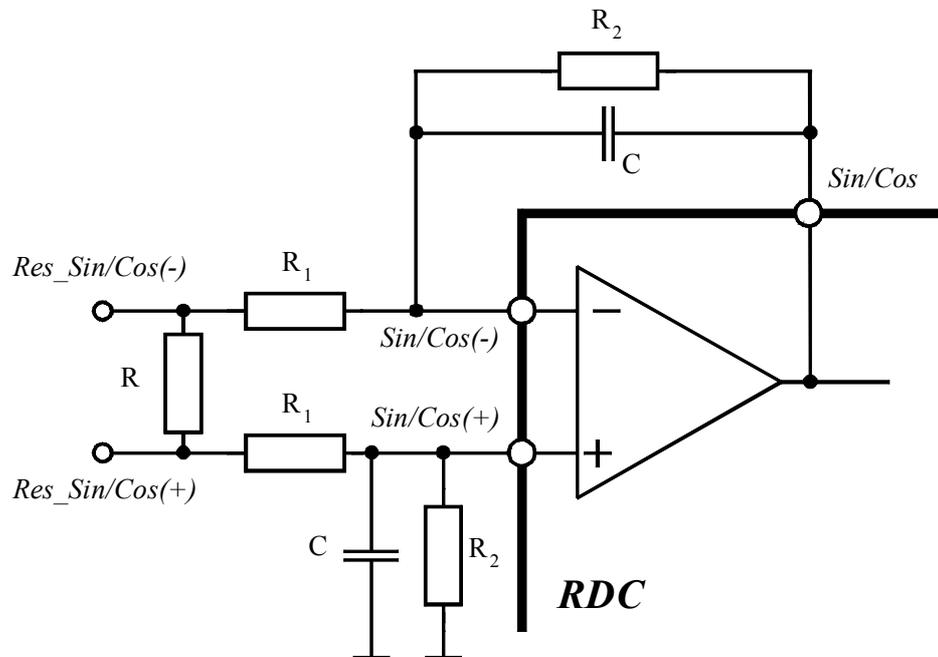


Figure 9-21 : Schéma de principe du convertisseur RDC

#### 9.4.2 Modélisation des composants interne au RDC.

Connaissant la structure électronique de convertisseur RDC ainsi que les caractéristiques de chaque bloc, il est maintenant possible de définir un modèle linéaire et par conséquent définir le type de régulateur à utiliser pour obtenir une stabilité optimale de la boucle d'asservissement de l'angle estimé.

##### 9.4.2.1 Différentiateur.

La modélisation du différentiateur prend la forme définie par la Figure 9-22.

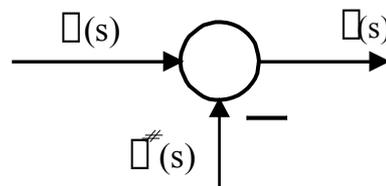


Figure 9-22 : Modèle du différentiateur

avec

$$\varepsilon(s) = \varphi(s) - \vartheta^\#(s) \quad (9.53)$$

#### 9.4.2.2 Le démodulateur.

Le démodulateur peut être représenté par le modèle de la Figure 9-23 en considérant la valeur moyenne des signaux

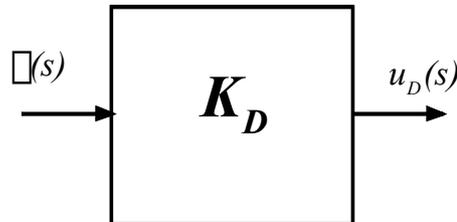


Figure 9-23 : Modèle du démodulateur synchrone

$$K_D = \frac{G_{RSC} \hat{U}_{ref}^2}{2} \quad [V/rad] \quad (9.54)$$

#### 9.4.2.3 Le VCO.

Le modèle du VCO se réduit à celui d'une constante liant la fréquence de sortie à la tension d'entrée.

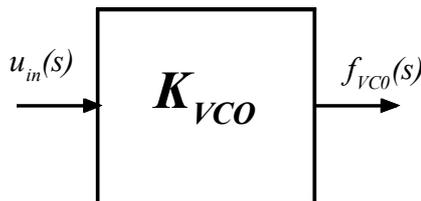


Figure 9-24 : Modèle du VCO

$$K_{VCO} = \frac{f_{VCO}(s)}{u_{in}(s)} \quad [Hz/V] \quad (9.55)$$

#### 9.4.2.4 Le compteur / décompteur

Le compteur / décompteur joue le rôle d'intégrateur.

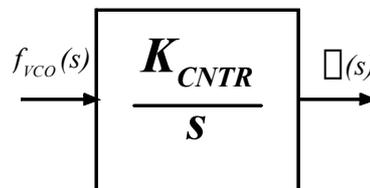


Figure 9-25 : Modèle du compteur

$$G_{CNTR}(s) = \frac{\vartheta(s)}{f_{VCO}(s)} = \underbrace{\frac{2\pi}{2^N}}_{K_{CNTR} [rad]} \frac{1}{s} \quad (9.56)$$

#### 9.4.2.5 Extraction analogique de la vitesse.

La sortie du régulateur (entrée du VCO) donne l'image de la vitesse ou de translation du capteur. En effet, en se référant aux Figure 9-24 et Figure 9-25, l'intégrale de la sortie du régulateur est à une constante près la position mesurée.

#### 9.4.2.6 Extraction numérique de la position.

L'extraction de la valeur présente sur le bus d'adresse des look-up table donne directement la mesure de la position relative entre partie fixe et mobile du capteur. La largeur du bus est limitée par la résolution des convertisseurs D/A multiplicateurs. En pratique la résolution de la position est comprise entre 10 bits et 16 bits.

#### 9.4.2.7 Optimisation de la boucle de réglage.

Aux paragraphes précédents, nous avons décomposé le convertisseur RDC et plusieurs blocs fonctionnels afin d'en déterminer la fonction de transfert. Il est donc possible ici de dessiner le schéma bloc de réglage de l'ensemble.

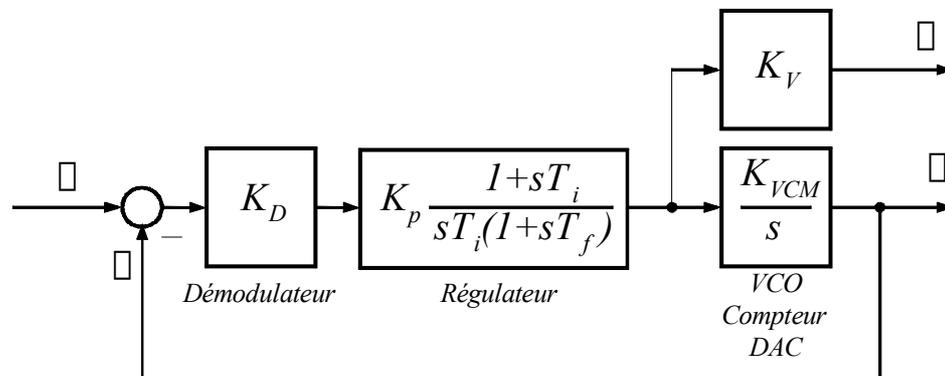


Figure 9-26 : Schéma de bloc du convertisseur RDC

La fonction de transfert du système en boucle ouverte prend la forme suivante

$$G_0(s) = \frac{\phi(s)}{\varphi(s)} = K_D \underbrace{K_{VCM}}_{K_{VCO}K_{CNTR}} K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i} \frac{1}{1 + sT_f} \frac{1}{s} \quad (9.57)$$

Le calcul des paramètres du régulateur ( $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_f$ ) passe par les points suivants :

- $K_D$  [V/rad] : Est directement proportionnel à la tension de référence,  $U_{ref}$ .
- $K_{VCO}$  [Hz/V] : Rapport entre la fréquence de sortie du VCO et la tension appliquée à son entrée. Pratiquement cette  $K_{VCO}$  est de l'ordre de  $10^5$  [Hz/V]
- $K_{CNTR}$  [rad] : Ce coefficient dépend de la résolution globale sélectionnée. En général les résolutions valent  $2^8$ ,  $2^{10}$ ,  $2^{12}$ ,  $2^{14}$ ,  $2^{16}$ .
- $T_f$  [s] : Le filtre permet de réduire l'ondulation de la tension de sortie du démodulateur. Si cette constante de temps est trop petite, il y aura une ondulation sur la position mesurée. Cette constante de temps dépend donc de la résolution choisie.

$$T_f = \frac{a}{2\pi \cdot F_{osc}} \quad \text{avec : } a > 10 \text{ et } 2\text{kHz} < F_{osc} < 20\text{kHz}$$

$T_i$  [s] : La constante de temps du régulateur PI est liée à la constante de temps du filtre. En pratique on choisit un facteur 16 à 100 entre ces deux grandeurs.

$$T_f = b^2 \frac{1}{T_i} \quad \text{avec : } 4 < b < 10$$

$K_p$  [1] : Le choix de  $K_p$  est déterminé selon l'optimum symétrique, c'est-à-dire que l'on choisit sa valeur pour avoir une marge de phase maximale pour la constante de temps  $T_i$  choisie.

$$K_p = \frac{1}{bT_f K_D K_{VCO} K_{CNTR}}$$

#### 9.4.2.8 Largeur de bande et temps de stabilisation.

L'exemple suivant est calculer à partir des grandeurs et des choix suivants :

$F_{osc}$	=	10000	Hz	Fréquence d'excitation du resolver.
$\hat{U}_{ref}$	=	2	V	Tension de référence (tension d'excitation aux primaire du resolver).
$K_{res}$	=	0.5		Coefficient de couplage entre primaire et secondaire du resolver.
$K_{VCO}$	=	$10^5$	Hz/V	Gain du VCO.
$N$	=	16	bits	Nb de bits pour la position numérique.
$a$	=	10		Facteur de filtrage.
$b$	=	6		Facteur des pulsations caractéristiques dans le plan de Bode.

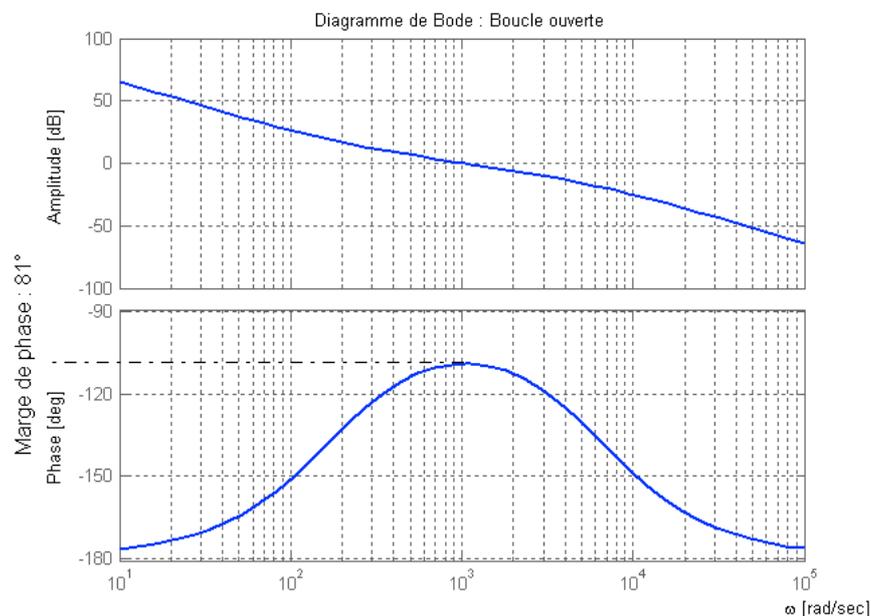


Figure 9-27 : Diagramme de Bode du système en boucle ouverte

Le diagramme de Bode du système en boucle fermée présente l'allure suivante

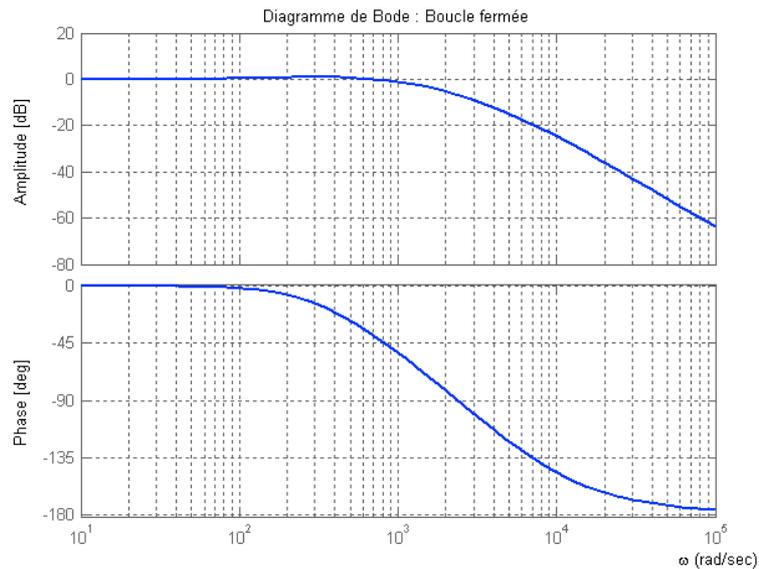


Figure 9-28 : Diagramme de Bode du système en boucle fermée

Si la réponse en amplitude semble bonne jusqu'à 1000rad/s (environ 160Hz), le déphasage de la mesure devient rapidement inacceptable. Il faut toutefois remarquer que le comportement en double intégrateur pour les basses fréquences permet une erreur de poursuite nulle en régime permanent de vitesse (pas d'erreur de position à vitesse constante).

La réponse indicielle de position angulaire nous donne une information sur le temps d'établissement de la mesure lors d'un enclenchement.

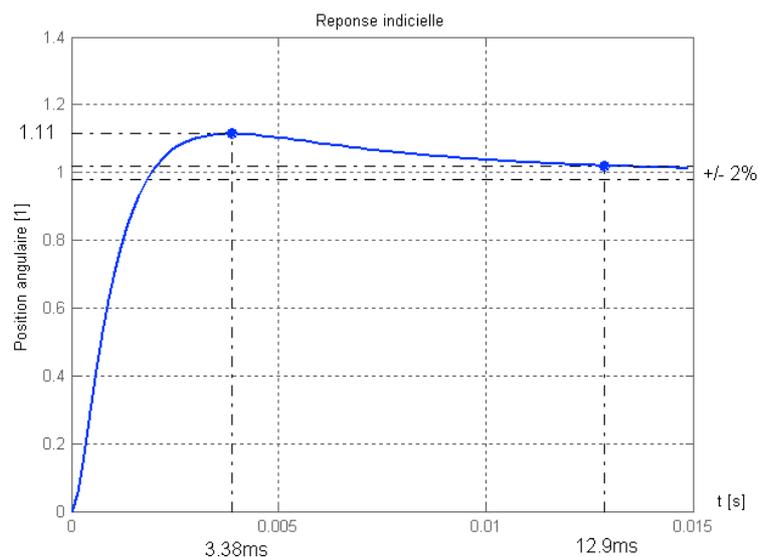


Figure 9-29 : Réponse indicielle

## 9.5 INTERFACE ÉLECTRONIQUE POUR TRAITEMENT DES SIGNAUX RESOLVER PAR DSP.

Avec l'apparition de DSP (Digital Signal Processor) dédiés à la commande de systèmes électromécaniques, il est possible de réaliser le contrôle, l'acquisition et le traitement du signal des codeurs magnétiques. Cette solution remplace avantageusement les convertisseurs RDC, notamment la suppression de l'oscillateur dont le coût à lui seul dépasse largement le coût du DSP. Dans cette section nous donnerons un exemple de réalisation de circuits d'interfaces.

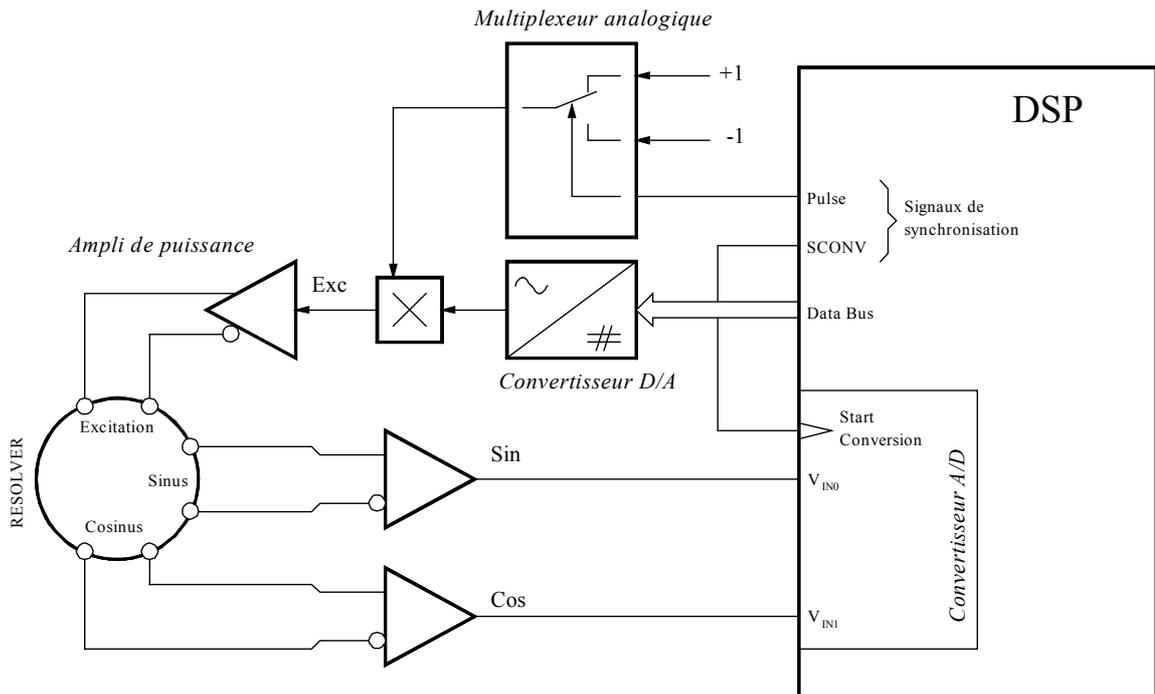


Figure 9-30 : Schéma bloc du contrôle et d'acquisition pour un resolver

La Figure 9-30 montre la structure de contrôle d'un resolver. Ce dernier est excité par un signal carré dont l'amplitude peut être contrôlée grâce à un convertisseur D/A. Le niveau de la tension est fixé de manière à obtenir l'excursion maximum de tension sur les entrées du convertisseur A/D. Seules les deux sorties (Sin et Cos) sont converties et utilisées pour définir la position angulaire.

### 9.5.1 Interface d'excitation (signal de référence).

Cette interface fournit le signal d'excitation au primaire de capteur magnétique. Le convertisseur D/A permet de définir la valeur crête-crête de la tension  $V_{exc}$ . La sortie Pulse, provenant d'un périphérique du DSP, impose la fréquence et le signe de la tension d'excitation du resolver. En effet si l'interrupteur est ouvert, on a  $U_0 = -V_{out}$  et si l'interrupteur est fermé  $U_0 = +V_{out}$ . L'amplificateur A2 est configuré en inverseur avec retard du premier ordre. Il s'agit d'un amplificateur de puissance pouvant délivrer un courant de sortie de plusieurs centaines de milliampères. Le condensateur  $C_1$  permet de supprimer la composante continue de  $U_0$  et le condensateur  $C_2$  permet « d'arrondir » les flancs de  $V_{exc}$ . Le niveau de la tension de sortie peut être ajusté en fonction du type de capteur magnétique. La fréquence de travail est définie par le DSP (valeur programmable)

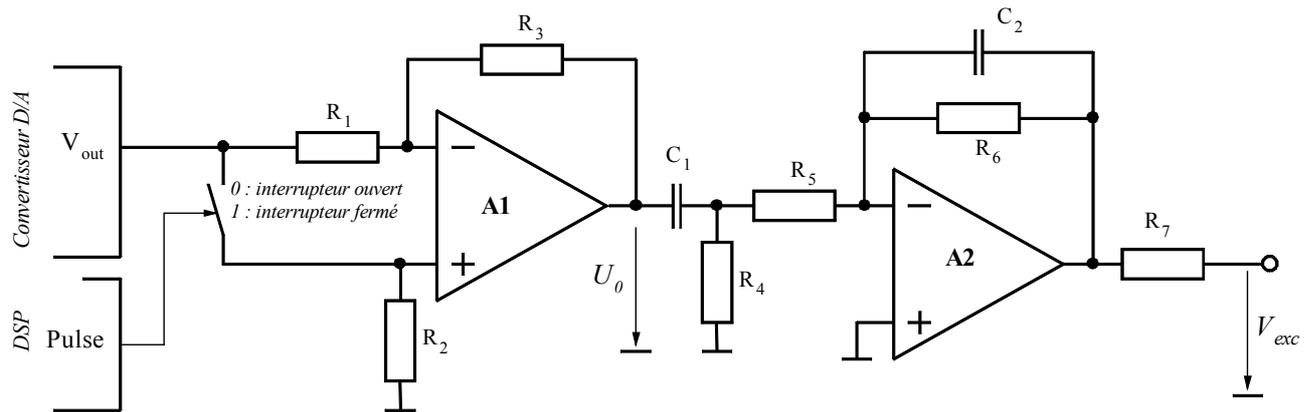


Figure 9-31 : Interface d'excitation du resolver

### 9.5.2 Interface d'acquisition (signaux sin – cos).

Les sorties du Résolver (secondaire) sont connectées à une interface électronique comme le montre la Figure 9-32.

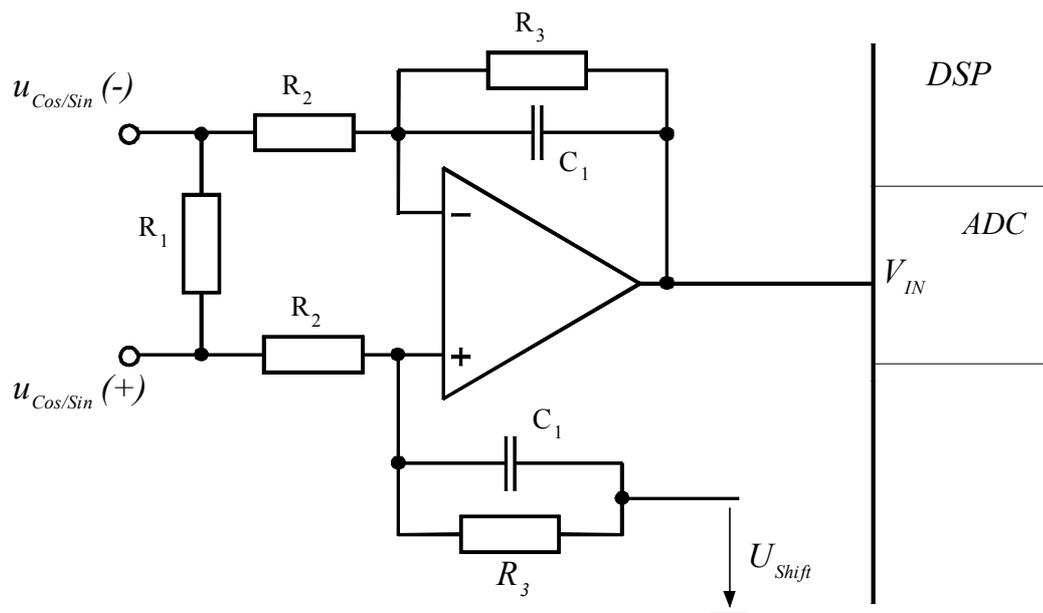


Figure 9-32 : Interface d'acquisition des sorties resolver

La résistance  $R_1$  fait office d'adaptation d'impédance. On a ensuite à faire à un montage différentiel symétrique. Une tension de décalage permet de placer le point milieu de la mesure sur le point milieu de la fonction de conversion du convertisseur AD intégré dans le DSP.

### 9.5.3 Synchronisation de l'acquisition analogique numérique

La Figure 9-33 montre le chronogramme des divers signaux d'entrée et de sortie du resolver. La partie la plus importante est le signal de commande de conversion qui doit être impérativement placé là où le signal a atteint sa valeur finale (valeur asymptotique) à la résolution du convertisseur A/D près.

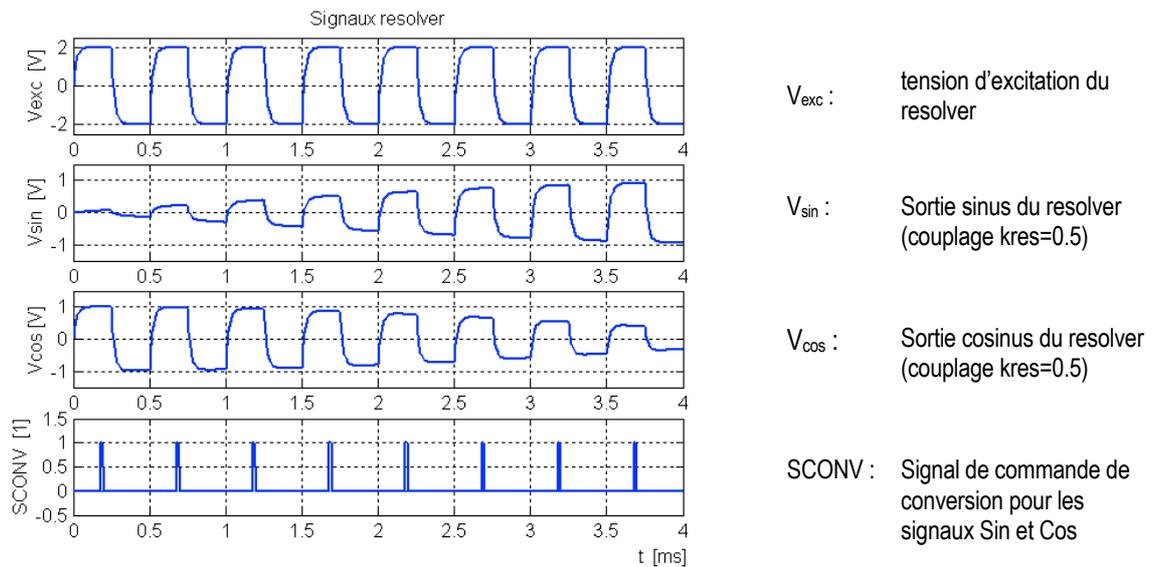


Figure 9-33 : Chronogramme des signaux d'excitation et d'acquisition

Grâce à la synchronisation entre le signal d'excitation  $V_{exc}$  du resolver et le signal de commande de conversion (Start CONVersion), il n'y a plus besoin de réaliser une démodulation synchrone. Après conversion, les signaux  $V_{sin} \rightarrow V_{sin\#}$  et  $V_{cos} \rightarrow V_{cos\#}$  ont la forme donnée à la Figure 9-34

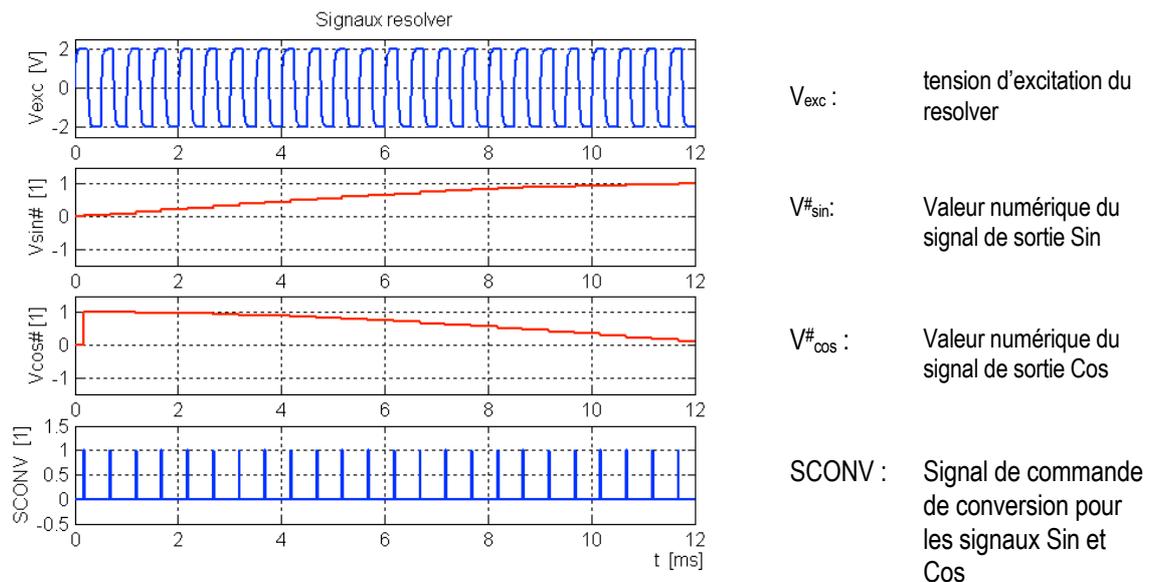


Figure 9-34 : Signaux Sin et Cos convertis

### 9.5.4 Algorithme de traitement de la position à l'aide de l'arc-tangente.

Grâce à la vitesse d'exécution des instructions sur les DSP, il est possible, à partir des valeurs converties Sin# et Cos# issue des secondaires du resolver, de calculer la position angulaire relative entre stator et rotor. Il suffit d'effectuer le calcul

$$\vartheta^{\#} = \arctan\left(\frac{\text{Sin}^{\#}}{\text{Cos}^{\#}}\right) \quad (9.58)$$

La fonction arctan n'est bien entendu pas implantée dans le DSP. La réalisation de cette fonction passe par une série. Le temps d'exécution de la fonction arctan est directement lié au nombre de termes de la série. On peut limiter le nombre de termes en limitant la série aux angles compris entre 0 et  $\pi/4$ . Pour agir de la sorte, il faut donc décomposer la relation (9.58) en secteur équivalent.

#### 9.5.4.1 Décomposition de la position en secteur.

La Figure 9-35 illustre la manière de décomposer une période électrique en 8 secteurs.

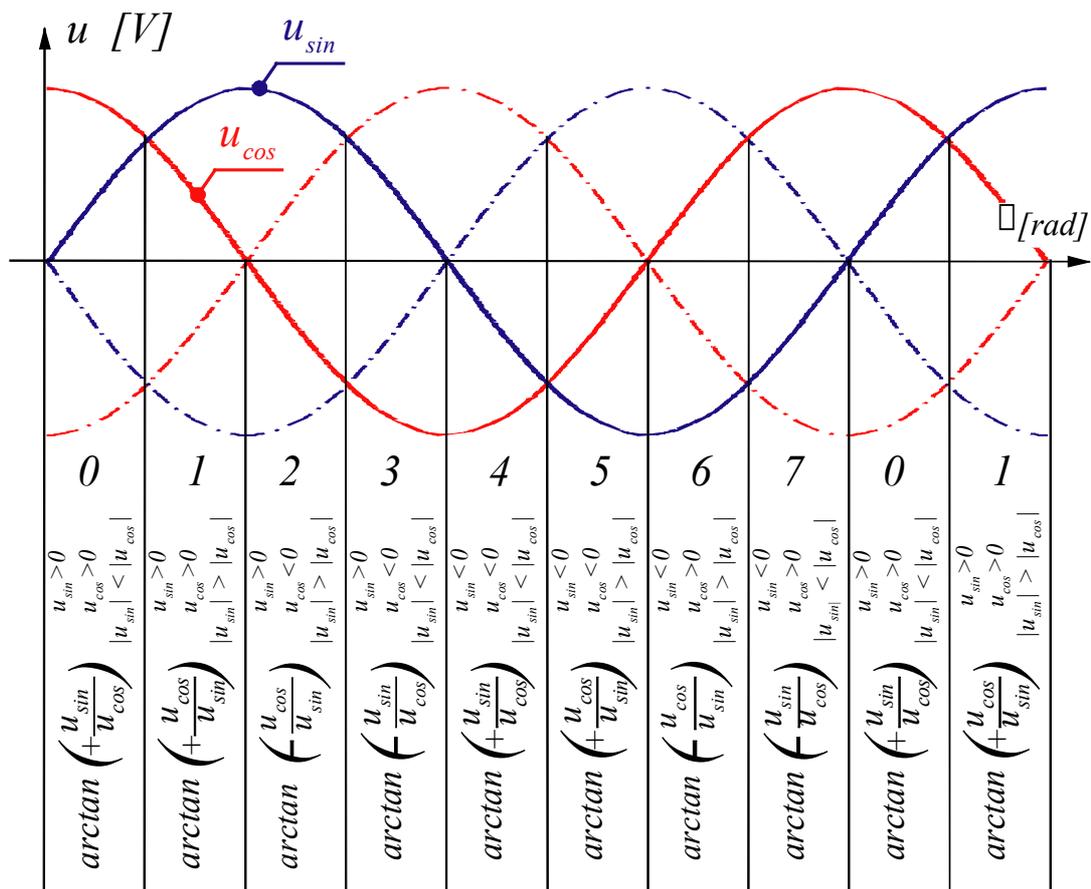


Figure 9-35 : Décomposition des signaux issus des secondaires du resolver

La réalisation de l'arctan selon la définition ci-dessus est représentée à la Figure 9-36

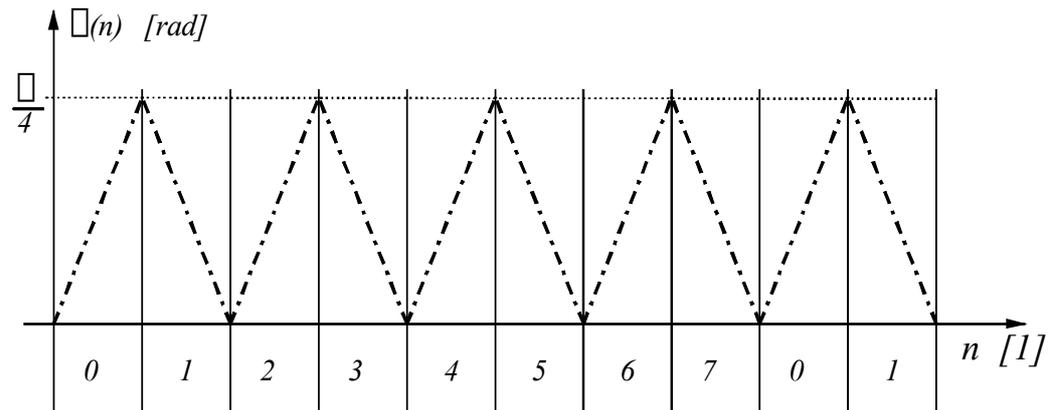


Figure 9-36 : Fonction arctan pour chaque secteur

On peut donc écrire les relations suivantes :

Pour n paires

$$\vartheta^{\#} = n \cdot \frac{\pi}{4} + \varphi(n) \quad (9.59)$$

Et pour n impairs

$$\vartheta^{\#} = (n + 1) \cdot \frac{\pi}{4} - \varphi(n) \quad (9.60)$$

#### 9.5.4.2 Algorithme de l'arc-tangente.

La série utilisée est valide pour  $0 \leq x \leq 1$ . Elle présente un minimum de terme afin de limiter le temps d'exécution

$$\arctan(x)|_{0 \leq x \leq 1} = \frac{\pi}{4} \cdot (1.2733 \cdot x - 0.0112x^2 - 0.3845x^3 + 0.1585x^5 - 0.0361x^7) \quad (9.61)$$

La Figure 9-37 montre l'erreur absolue que l'on obtient en utilisant cette série par rapport à un calcul avec la fonction « atan » de Matlab.

Il faut ajouter l'erreur de quantification liée à la conversion A/D ainsi que les erreurs d'arrondis dues à la taille des mots (16 bits) avec lesquels le DSP travaille. On peut néanmoins affirmer que ces erreurs (approximation) sont d'un ordre de grandeur inférieur à l'erreur imputable à la série limitée à 5 termes.

Les constructeurs de resolver donnent en général une erreur de mesure propre de  $\pm 4\text{min}$  à  $\pm 10\text{min}$ . Cette erreur est d'un ordre de grandeur supérieur à celle du traitement du signal.

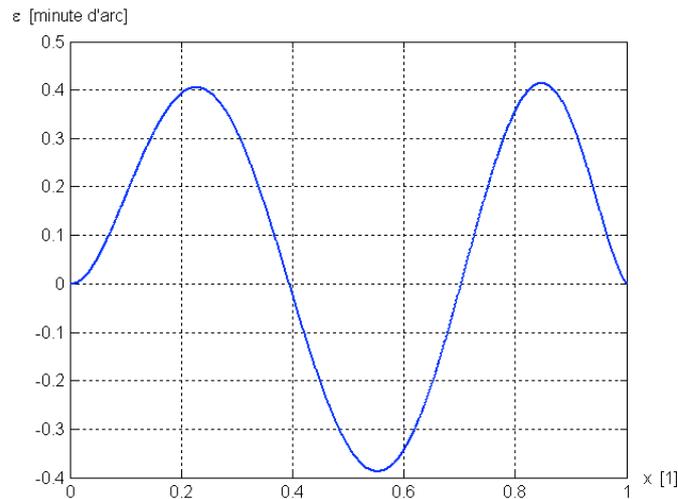


Figure 9-37 : Erreur absolue de la série

#### 9.5.4.3 Exemple d'un algorithme d'arc-tangente (Analog Devices).

```
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM3 Atan_coeff[6];
.INIT Atan_coeff : 0x7FFF, 0x22FB, 0xFE91, 0xCEC9, 0x1449, 0xFB62;
{Correspondance : 1.00, 0.2733, -0.0112, -0.3845, 0.1585, -0.0361 format 1.15 pour tous les coefficients}
```

```
ATAN : M5 = 1;           {Fixe l'incrément du pointeur du buffer Atan_coeff.}
        I5 = ^Atan_coeff; {I5 pointe la première position du buffer Atan_coeff.}

        AR = AX0 ;      {AX0 contient la tangente (x) de l'angle que l'on cherche.}

        MY1 = AR ;     {Copie de (x) dans le registre MY1.}
        MF = AR * MY1 (RND) , {MF = x^2, seuls les bits de poids fort sont conservés.}

        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le premier coefficient C1 et I5 pointe C2}
        MR = MX1 * MY1 (SS) , {C1 * x}
        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le deuxième coefficient C2 et I5 pointe C3}
        MR = MR + MX1 * MY1 (SS) , {MR = C1*x + C2*x = 1.2733 x}

        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le troisième coefficient C3 et I5 pointe C4}
        MR = MR + MX1 * MF (SS) , {MR = MR + C3*x^2 = 1.2733 x - 0.0112 x^2}

        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le troisième coefficient C4 et I5 pointe C5}
        MF = AR * MF (RND) ; {MF = x^3, seuls les bits de poids fort sont conservés.}

        MR = MR + MX1 * MF (SS) , {MR = 1.2733x - 0.0112x^2 - 0.3845x^3}

        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le troisième coefficient C5 et I5 pointe C6}
        MF = AR * MF (RND) ; {MF = x^4, seuls les bits de poids fort sont conservés.}
        MF = AR * MF (RND) ; {MF = x^5, seuls les bits de poids fort sont conservés.}
        MR = MR + MX1 * MF (SS) , {MR = 1.2733x - 0.0112x^2 - 0.3845x^3 + 0.1585x^5}

        MX1 = DM(I5,M5) ; {Charge le troisième coefficient C6 et I5 pointe C4}
        MF = AR * MF (RND) ; {MF = x^6, seuls les bits de poids fort sont conservés.}
        MF = AR * MF (RND) ; {MF = x^7, seuls les bits de poids fort sont conservés.}
        MR = MR + MX1 * MF (SS); {MR = 1.2733x - 0.0112x^2 - 0.3845x^3 + 0.1585x^5 - 0.0361*(1)^7}

RTS ;
```

Cette routine est écrite pour un DSP de la famille ADSP21xx, plus exactement l'ADMC401. En tenant compte des multifonctions (exécution de plusieurs instruction en un cycle d'horloge : instructions séparées par « , »), la routine de l'arc-tangente est exécutée en 17 cycles d'horloge (1 cycle : 38.5ns@26MHz)

#### 9.5.4.4 Avantages et inconvénients de la méthode de l'arc-tangente.

Cette méthode donne d'excellent résultat, la précision obtenue est, comme mentionné précédemment principalement due à la qualité d'exécution du resolver. Les signaux secondaires du resolver doivent avoir un bruit résiduel inférieur à la quantification du convertisseur A/D (12 bits,  $V_{ref}=4V$ ,  $\Delta u_N < 1mV$ ). Des erreurs ponctuelles peuvent avoir lieu en présence d'un milieu très perturbé. Par contre l'avantage de cette méthode est la rapidité d'acquisition de la valeur présente.

#### 9.5.5 Algorithme de traitement de la position par l'angle estimé (tracking)

Il est possible de réaliser un algorithme selon le modèle des convertisseurs RDC. Cette technique qui n'est pas abordée ici permet de diminuer la sensibilité aux bruits de la mesure. Le comportement en fréquence est en tout point identique à celui étudié au §9.4. La mesure de position nécessite un temps d'établissement directement dépendant de la sensibilité de la boucle d'asservissement de l'angle estimé. Un mélange des algorithmes « arctan » et de l'« angle estimé » permettent un bon compromis entre rapidité et sensibilité aux parasites.

#### 9.5.6 Sources d'erreurs pour la méthode de l'arc-tangente.

Les constructeurs de resolver donnent une précision de position de l'ordre de la dizaine de minutes d'arc. Cette précision ne tient pas compte des sources d'erreurs suivantes :

- Sensibilité de la mesure aux décalages des signaux sin – cos. Ces décalages proviennent en grande partie des offsets des chaînes de mesure, plus particulièrement des dérives en température des offsets des amplificateurs opérationnels. Pour des câbles non blindés par paires, la diaphonie introduit également un offset.

En supposant que la sortie cos présente un décalage d'amplitude. La grandeur  $x$  représente la valeur du décalage rapportée à l'amplitude.

$$\begin{aligned} u_{\sin} &= A \sin(\vartheta) + A \cdot x \\ u_{\cos} &= A \cos(\vartheta) \end{aligned} \quad (9.62)$$

L'angle calculé présente une erreur dont la distribution contient des harmoniques paires et impaires.

$$\vartheta_{\text{calculé}} = \vartheta + \cos(\vartheta) \cdot x - \sin(2\vartheta) \cdot x^2 - 3 \cos(3\vartheta) \cdot x^3 + \dots \quad (9.63)$$

- Une erreur de décalage de phase entre les signaux sin – cos. Cette erreur provient d'une dissymétrie de la réponse fréquentielle des filtres passe-bas insérés dans les chaînes de mesure.

En supposant que la sortie cos présente un décalage de phase. La grandeur  $x$  représente la valeur du décalage de phase en radian.

$$\begin{aligned} u_{\sin} &= A \sin(\vartheta + x) \\ u_{\cos} &= A \cos(\vartheta) \end{aligned} \quad (9.64)$$

L'angle calculé présente une erreur dont la distribution contient un offset et des harmoniques paires.

$$\vartheta_{\text{Calculé}} = \vartheta + \frac{1}{2}(1 + \cos(2\vartheta)) \cdot x + \left( -\sin(2\vartheta) - \frac{1}{4}\sin(4\vartheta) \right) \cdot x^2 + \dots \quad (9.65)$$

- Une dissymétrie d'amplitudes, c'est-à-dire une différence entre les amplitudes des signaux sin – cos.  
En supposant que la sortie cos présente une amplitude différente de la sortie sin. La grandeur x représente l'erreur relative entre les amplitudes.

$$\begin{aligned} u_{\sin} &= A \sin(\vartheta) \\ u_{\cos} &= B \cos(\vartheta) \\ x &= \frac{A - B}{B} \end{aligned} \quad (9.66)$$

L'angle calculé présente une erreur dont la distribution ne contient que des harmoniques paires.

$$\begin{aligned} \vartheta_{\text{Calculé}} &= \vartheta + \frac{1}{2} \sin(2\vartheta) \cdot x + \left( -\frac{1}{2} \sin(2\vartheta) + \frac{1}{4} \sin(4\vartheta) \right) \cdot x^2 \\ &\quad + \left( \frac{3}{4} \sin(2\vartheta) - \frac{3}{4} \sin(4\vartheta) + \frac{1}{4} \sin(6\vartheta) \right) \cdot x^3 + \dots \end{aligned} \quad (9.67)$$

En observant le spectre fréquentiel de l'erreur de mesure angulaire, il est possible de déterminer le type d'erreur sur les signaux sin – cos.

## 9.6 CONCLUSIONS

Les capteurs inductifs de position sont robustes et permettent d'obtenir une position angulaire ou linéaire absolue. La précision est suffisante pour être utilisé comme capteur de référence de position pour l'asservissement de moteur synchrone et asynchrone en mode scalaire et vectoriel, ceci pour autant que le nombre de pôles ne soit pas trop élevé. Par contre, la précision de la mesure de position issue de ce type de capteur ne permet pas un asservissement en vitesse et en position de haute précision comme c'est de plus en plus le cas dans les applications industrielles.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **MECATRONIQUE**  
*COURS DE MECATRONIQUE*  
**Auteur : H. Bühler**  
Laboratoire d'Electronique Industrielle (EPFL)
  
- [2] **SYNCHRO/RESOLVER CONVERSION**  
*ICL DATA DEVICES CORPORATION DDC*  
Handbook