

Capteurs intelligents

I- Introduction

L'être humain a toujours cherché à développer des moyens qui lui permettent d'effectuer des travaux avec le minimum d'effort. A l'heure actuelle, le progrès technologique qui ne cesse de se développer, a grandement servi à l'homme à améliorer son mode de vie et d'être substitué par des machines qui font tout à sa place.

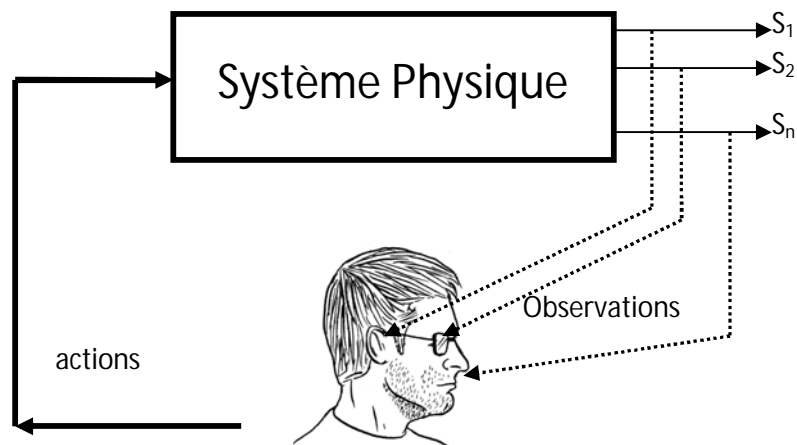


Figure 1 : Contrôle classique (contrôle manuel)

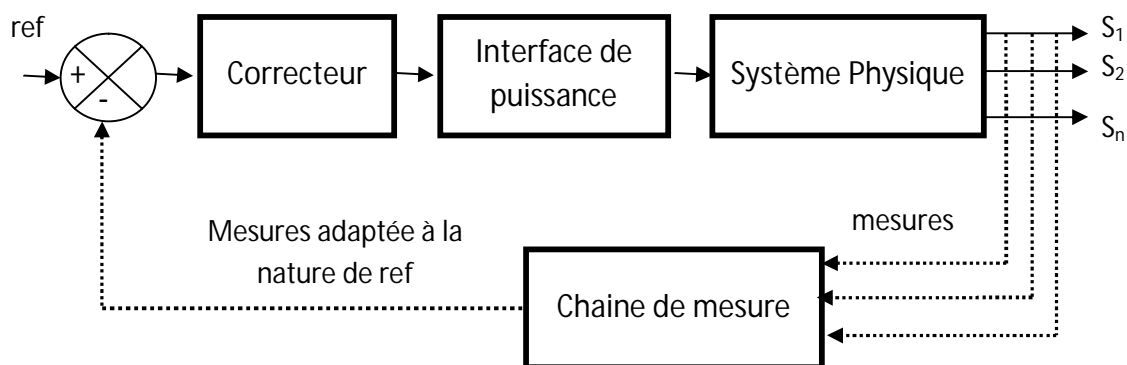


Figure 2 : système bouclé (système automatisé)

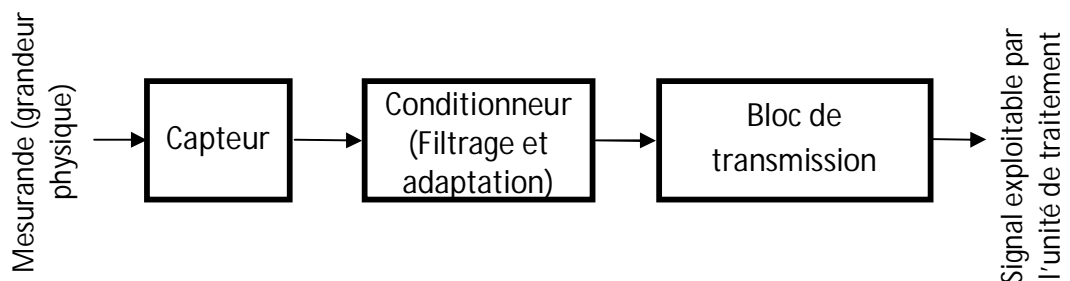


Figure 3 : structure simplifiée d'une chaîne de mesure

Dans la figure 1, l'opérateur humain est responsable de la surveillance et du contrôle du système physique, son attention et sa présence sont exigées. La figure 2 montre l'ensemble des blocs qui

permettent de remplacer l'opérateur ; chaque bloc est responsable d'une tâche bien déterminée. La chaîne de mesure est chargée de lire la réponse physique du système contrôlée, de l'adapter à la nature de la consigne ref pour être comparée et dont l'écart affiché par le résultat permet au correcteur de générer la commande adéquate. L'élément essentiel du cours de ce module peut être localisé au niveau de la chaîne de mesure.

II- LES CAPTEURS

On assiste aujourd'hui à une évolution technologique considérable, où le côté assistance humaine est progressivement remplacé par des machines intelligentes. Ces machines sont capables de traiter l'information et de prendre des décisions adéquates selon la nature de l'application programmée. C'est dans cette optique que le développement des capteurs, qui constituent l'élément d'entrée d'une de mesure comme il est illustré par la figure 3, a évolué. Il permet de réaliser des mesures plus performantes et surtout, il donne une traduction plus proche de la grandeur à mesurer. De point de vue mathématique la sortie S s'écrit comme une fonction du mesurande m ($S = f(m)$). Un capteur est généralement caractérisé par :

- Etendue de mesure : définit, pour le capteur, l'écart entre le plus petit signal détecté et le plus grand signal pouvant être détecté sans risque de destruction.
- Domaine de linéarité
- Sensibilité : définit la plus petite variation d'une grandeur physique que le capteur peut déceler.
- Résolution et précision : la précision définit la capacité de donner la même valeur pour une mesure répétée.
- Rapidité et temps de réponse : c'est le temps de réaction d'un capteur entre la variation de la grandeur physique qu'il mesure et l'instant où l'information prise en compte par la partie commande.
- Hystérésis Répétitivité

II-1-CAPTEURS PASSIFS

Le terme passif est tiré de la caractéristique de l'élément passif R , L ou C qui constitue la partie essentielle du capteur. L'élément passif constituant le capteur, change de valeur suivant l'intensité de la grandeur non électrique qui lui est appliquée. Par conséquent,

on peut conclure que ce genre de capteurs ne font que :

- Dissiper de l'énergie (cas de R)
- Emmagasiner de l'énergie électromagnétique $\frac{1}{2} LI^2$ (cas de L).
- Emmagasiner de l'énergie électrostatique $\frac{1}{2} CV^2$ (cas de C).

En général, la réponse de tels types de capteurs est due essentiellement à une modification au niveau de ses dimensions, ou sur des propriétés électriques des matières qui le constituent (résistivité, perméabilité, permittivité...).

II-2-CAPTEURS ACTIFS

Ce sont des capteurs qui, suite à l'action de la contrainte non électrique, génèrent une énergie électrique. Nous pouvons les définir aussi comme étant des sources d'énergie électrique commandées par des grandeurs non électriques. Le principe de fonctionnement de ces capteurs peut être considéré à titre d'exemple comme une conséquence de l'un des effets suivants :

- Effet piézo-électrique : l'application d'une contrainte mécanique provoquant une déformation aux matériaux piézo-électrique entraîne génère des charges + et – sur les faces opposées.
- Effet Hall : Un champ B crée dans un matériau un champ électrique E dans une direction perpendiculaire.
- Effet photoélectrique : correspond à la libération de charges électriques dans la matière sous l'influence d'un rayonnement lumineux.
- Effet d'induction électromagnétique : La variation du flux d'induction magnétique dans un circuit électrique induit une tension électrique.
- Effet thermoélectrique : deux jonctions formées de deux matériaux conducteurs de natures différentes forment un circuit. Dans le cas où les deux jonctions sont portées à deux températures T1 et T2 différentes, ce circuit sera le siège d'une force électromotrice.

Nous nous limitons dans les paragraphes qui suivent à la présentation des capteurs de déplacement et de température. L'étude est limitée à ce genre de capteurs, parce que la mesure de la majorité des autres grandeurs physiques "force, pression, vitesse,

accélération...." peut être déduite de la mesure de déplacement ou de la mesure de la température.

III- Capteurs intelligents

III-1 Définition

Un capteur est dit intelligent si en plus de la mesure il assure d'autres fonctions telles que :

- Auto-adaptabilité,
- remplacement des données manquantes,
- validation de mesure traitement du signal
- Auto-surveillance,
- auto-diagnostic,
- contrôle à distance
- Communication
- Configuration à distance

Pour assurer toutes ces fonctions, la structure d'un capteur intelligent doit répondre au synoptique de la figure 4. En plus d'une alimentation, on trouve la partie mesure et conditionnement, l'unité de traitement et l'interface de communication.

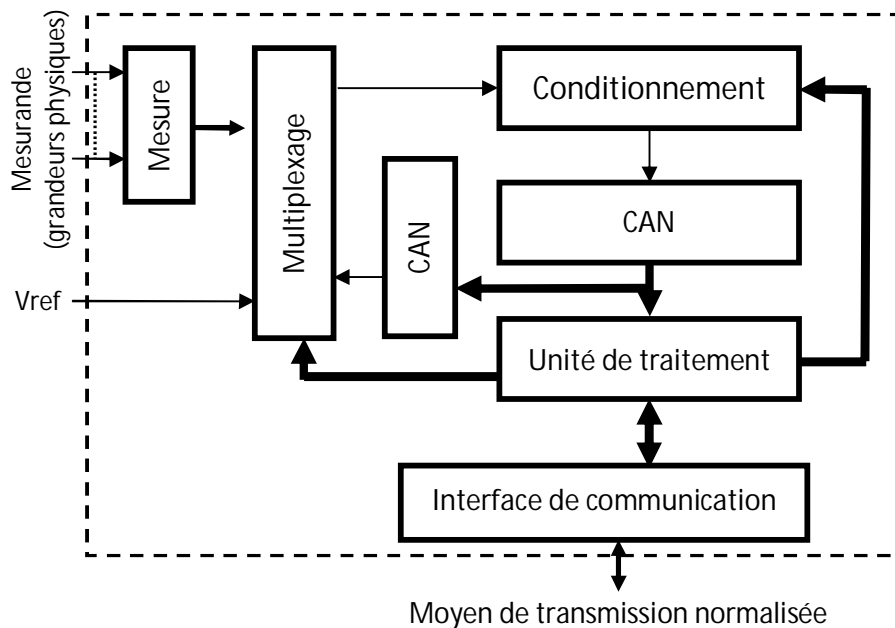


Figure 4 : Architecture simplifiée d'un capteur intelligent

III-2 Mesure et conditionnement

III-2-1 Amplification

III-2-1-1- Introduction

Un capteur ne délivre pas à sa sortie un signal électrique d'amplitude suffisante pour être directement exploité. Une amplification, de ce signal, est indispensable. Un filtrage est aussi demandé, pour restituer l'information utile contenu dans le signal, qui est peut être dans

certain cas bruitée par des interférences.

Dans le passé, lointain, les circuits amplificateurs étaient construits à base de composants électroniques discrets, transistors bipolaires et transistors unipolaires. Actuellement, des amplificateurs intégrés " Amplificateurs Opérationnels " avec des coûts très réduits sont disponibles. C'est ainsi que l'amplificateur opérationnel constitue un élément principal dans les chaînes de mesure. Nous le trouvons comme élément amplificateur ou comme cœur d'un filtre actif.

Avant d'entamer quelques montages, à base d'amplificateurs opérationnels, nous donnons un aperçu sur son étage d'entrée.

III-2-1-2- Etage d'entrée d'un amplificateur opérationnel

Le schéma de principe d'un amplificateur différentiel est donné par la figure-5. Il constitue l'étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel. Les deux transistors et les autres éléments qui leur sont associés doivent être les plus identiques possibles.

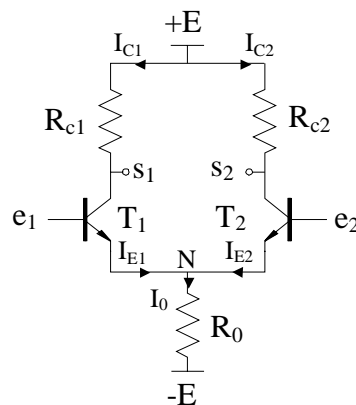


Figure-5 : Schéma de principe d'un amplificateur différentiel

a- Etude statique

Le circuit est linéaire donc on peut séparer l'étude statique de l'étude dynamique en employant bien sur le théorème de superposition.

Etude statique \Rightarrow E et -E appliquées seules ($e_1=e_2=0$)

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2} \quad (1)$$

Avec

$$I_{E1} = I_{C1} \text{ et } I_{E2} = I_{C2} \quad (2)$$

Donc

$$I_0 = I_{C1} + I_{C2}$$

$$I_0 = \frac{V_0}{R_0} = \frac{V_N - (-E)}{R_0} \quad (3)$$

$$I_0 = \frac{V_N + E}{R_0} \tag{4}$$

Avec

$$V_N = -V_{BE1} = -V_{BE2} = -0,6V$$

Généralement

$$E \gg V_{BE} \Rightarrow I_0 = \frac{E}{R_0} \tag{5}$$

Une très bonne symétrie est toujours recherchée dans la conception des amplificateurs différentiels. Pour le circuit étudié on doit avoir:

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C$$

T_1 et T_2 identiques

Dans ce cas nous pouvons écrire que:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_0}{2} = \frac{E}{2R_0} \tag{6}$$

et

$$V_{CE1} = V_{CE2} = E - R_C I_C$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = E - \frac{R_C}{2R_0} E = E \left(1 - \frac{R_C}{2R_0}\right) \tag{7}$$

Du résultat obtenu au niveau de (7) nous constatons que le point de fonctionnement peut être déterminé par le choix du rapport des deux résistances R_C et R_0 .

b- Etude dynamique

Pour l'étude dynamique on pose $E = -E = 0$ et laissons le circuit soumis uniquement aux tensions variables e_1 et e_2 . L'étude se fait sur le schéma équivalent en alternatif, figure-6.

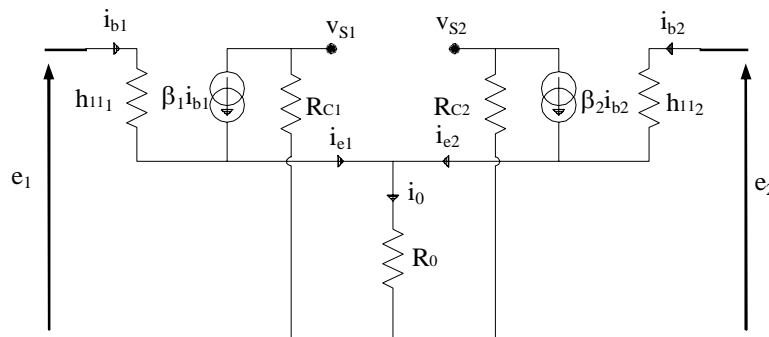


Figure-6 : Schéma équivalent en alternatif

Partant du résultat réel qui donne la sortie en fonction de l'entrée et qui est exprimé par la relation:

$$V_s = A_d e_d + A_c e_c \quad (8)$$

Où

$$e_c = \frac{e_1 + e_2}{2} \quad (9)$$

$$e_d = e_1 - e_2 \quad (10)$$

Avec

e_c : entrée en mode commun

e_d : entrée en mode différentiel.

Des équations (9) et (10) nous tirerons:

$$e_1 = e_c + \frac{e_d}{2}$$

$$e_2 = e_c - \frac{e_d}{2}$$

Du schéma équivalent de la figure-6, nous pouvons tirer deux expressions; la sortie au niveau de S_1 et celle au niveau de S_2 . Ces deux expressions sont:

$$v_{S1} = -\beta_1 R_{C1} i_{b1} \quad (11)$$

Et

$$v_{S2} = -\beta_2 R_{C2} i_{b2} \quad (12)$$

Dans le cas d'une symétrie entre les deux branches du circuit nous aurons:

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C, \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta \quad \text{et} \quad h_{111} = h_{112} = h_{11}$$

$$v_{S1} = -\beta R_C i_{b1} \quad \text{et} \quad v_{S2} = -\beta R_C i_{b2}$$

Faisons notre étude pour les deux cas possibles sortie flottante et sortie à référence commune.

a-Cas de sortie flottante

Pour ce cas la sortie de l'amplificateur différentiel est prise entre les collecteurs des deux transistors.

$$V_s = v_{S1} - v_{S2} = -\beta R_C (i_{b1} - i_{b2}) \quad (13)$$

* Amplification en mode commun

Pour le calcul du mode commun nous posons:

$$e_1 = e_2 = e_c \Rightarrow e_d = 0.$$

$$V_s = v_{S1} - v_{S2} = A_c e_c \quad (14)$$

Du circuit nous tirerons:

$$\begin{aligned} e_1 = e_c &= h_{111} i_{b1} + R_0 i_0 = h_{111} i_{b1} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\ &= h_{111} i_{b1} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2}) \end{aligned} \quad (15)$$

Et

$$\begin{aligned}
 e_2 = e_c &= h_{112} i_{b2} + R_0 i_0 \\
 &= h_{112} i_{b2} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) = h_{112} i_{b2} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2})
 \end{aligned} \tag{16}$$

De (14) et (15) nous obtiendrons

$$e_1 - e_2 = h_{111} i_{b1} - h_{112} i_{b2} = 0 \tag{17}$$

De la condition de symétrie des deux branches du circuit, nous remplaçons h_{111} et h_{112} par h_{11} dans l'équation (17):

$$\begin{aligned}
 e_1 - e_2 &= h_{11} i_{b1} - h_{11} i_{b2} = h_{11} (i_{b1} - i_{b2}) = 0 \Rightarrow i_{b1} = i_{b2} \\
 v_S &= v_{S1} - v_{S2} = -\beta R_C (i_{b1} - i_{b2}) = 0 = A_c e_c
 \end{aligned}$$

D'où

$$A_c = 0. \tag{18}$$

* Amplification différentielle

Pour le calcul du mode différentiel nous posons:

$$e_c = 0 \Rightarrow e_1 = -e_2 = \frac{e_d}{2} \text{ . et } v_S = v_{S1} - v_{S2} = A_d e_d \tag{19}$$

Du circuit nous tirerons:

$$\begin{aligned}
 e_1 &= \frac{e_d}{2} = h_{111} i_{b1} + R_0 i_0 = h_{111} i_{b1} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\
 &= h_{111} i_{b1} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2})
 \end{aligned} \tag{20}$$

Et

$$\begin{aligned}
 e_2 &= -\frac{e_d}{2} = h_{112} i_{b2} + R_0 i_0 = h_{112} i_{b2} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\
 &= h_{112} i_{b2} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2})
 \end{aligned} \tag{21}$$

Des relations (20) et (21) nous avons

$$e_1 - e_2 = e_d = h_{111} i_{b1} - h_{112} i_{b2} \tag{22}$$

De la condition de symétrie des deux branches du circuit, nous remplaçons h_{111} et h_{112} par h_{11} dans l'équation (22), ce qui donnera:

$$e_1 - e_2 = h_{11} i_{b1} - h_{11} i_{b2} = h_{11} (i_{b1} - i_{b2}) = e_d \Rightarrow i_{b1} - i_{b2} = \frac{e_d}{h_{11}} \tag{23}$$

$$v_S = v_{S1} - v_{S2} = -\beta R_C (i_{b1} - i_{b2}) = -\beta R_C \frac{e_d}{h_{11}} = A_d e_d \tag{24}$$

D'où

$$A_d = -\frac{\beta R_C}{h_{11}} \quad (25)$$

b- Cas de sortie à référence commune

Pour ce cas la sortie de l'amplificateur différentiel est prise au niveau d'un collecteur par rapport à une référence commune avec les entrées. Nous pouvons avoir dans ce cas deux possibilités la sortie sera prélevée sur le collecteur de T_1 ou sur le collecteur de T_2 .

$$V_S = v_{S1} = -\beta_1 R_{C1} i_{b1} \quad (26)$$

Où

$$V_S = v_{S2} = -\beta_2 R_{C2} i_{b2} \quad (27)$$

Prenons à titre d'exemple la sortie sur le collecteur de T_1 . La tension de sortie sera exprimée par la relation:

- Amplification en mode commun

Pour l'étude du mode commun seul nous éliminons la partie correspondante au mode différentiel.

$$e_d = 0 \Rightarrow e_1 = e_2 = e_c \text{ et } v_S = v_{S1} = A_c e_c$$

A cause de la symétrie des deux branches du circuit ça a été démontré, auparavant, que les courants au niveau des deux bases des transistors sont égaux.

$$\begin{aligned} e_1 = e_c &= h_{11} i_{b1} + R_0 i_0 = h_{11} i_{b1} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\ &= h_{11} i_{b1} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2}) \end{aligned} \quad (28)$$

$$e_c = h_{11} i_{b1} + 2(\beta + 1) R_0 i_{b1} = (h_{11} + 2(\beta + 1) R_0) i_{b1}$$

$$\Rightarrow i_{b1} = \frac{e_c}{h_{11} + 2(\beta + 1) R_0} \quad (29)$$

$$\Rightarrow v_{S1} = -\beta R_C i_{b1} = -\frac{\beta R_C e_c}{h_{11} + 2(\beta + 1) R_0} \quad (30)$$

$$A_c = -\frac{\beta R_C}{h_{11} + 2(\beta + 1) R_0} \quad (31)$$

Sachant que $2(\beta + 1) R_0 \gg h_{11}$ le résultat sera

$$A_c = -\frac{R_C}{2R_0} \quad (32)$$

- Amplification différentielle

Pour le calcul du mode différentiel nous posons:

$$e_c = 0 \Rightarrow e_1 = -e_2 = \frac{e_d}{2} \text{ et } v_S = v_{S1} - v_{S2} = A_d e_d$$

Du circuit nous tirerons:

$$\begin{aligned} e_1 &= \frac{e_d}{2} = h_{111} i_{b1} + R_0 i_0 = h_{111} i_{b1} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\ &= h_{111} i_{b1} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2}) \end{aligned} \quad (33)$$

Et

$$\begin{aligned} e_2 &= -\frac{e_d}{2} = h_{112} i_{b2} + R_0 i_0 = h_{112} i_{b2} + R_0 (i_{e1} + i_{e2}) \\ &= h_{112} i_{b2} + (\beta + 1) R_0 (i_{b1} + i_{b2}) \end{aligned} \quad (34)$$

de (33) et de (34) nous aurons:

$$e_1 - e_2 = e_d = h_{111} i_{b1} - h_{112} i_{b2} \quad (35)$$

De la condition de symétrie des deux branches du circuit, nous remplaçons h_{111} et h_{112} par h_{11} dans les deux équations (33) et (34). En faisant la différence et la somme de ces deux dernières nous obtenons:

$$e_1 - e_2 = h_{11} i_{b1} - h_{11} i_{b2} = h_{11} (i_{b1} - i_{b2}) = e_d \Rightarrow i_{b1} - i_{b2} = \frac{e_d}{h_{11}} \quad (36)$$

$$e_1 + e_2 = h_{11} i_{b1} + h_{11} i_{b2} = h_{11} (i_{b1} + i_{b2}) = 0 \Rightarrow i_{b1} = -i_{b2} \quad (37)$$

$$2 i_{b1} = \frac{e_d}{h_{11}} \Rightarrow i_{b1} = \frac{e_d}{2h_{11}}$$

$$V_S = V_{S1} = -\beta R_C i_{b1} = -\beta R_C \frac{e_d}{2h_{11}} = A_d e_d$$

$$A_d = -\frac{\beta R_C}{2h_{11}} \quad (38)$$

Remarque

A partir des résultats obtenus, nous constatons que le taux de réjection en mode commun

$r = \frac{A_d}{A_c}$ est trouvé égal à:

- l'infini dans le cas de la sortie flottante.
- $\frac{\beta 2R_0}{h_{11}}$ dans le cas de la sortie à référence commune.

Pour avoir un très grand taux de réjection en mode commun " r ", dans le cas de sortie à référence commune, il faut avoir une très grande résistance R_0 . C'est pour cette raison que, généralement, ces montages différentiels sont polarisés par une source de courant. La source de courant de polarisation, permet d'avoir un courant de polarisation I_0 constant, tout en ayant une résistance interne R_0 très grande. Le schéma de la figure-7 illustre bien ce cas.

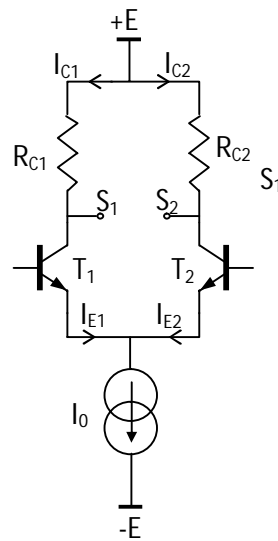


Figure-7 : polarisation par source de courant d'un amplificateur différentiel

III-2-1-3- Conditionneurs à base d'amplificateurs opérationnels

En principe, l'amplificateur utilisé dans une chaîne de mesure est un amplificateur d'instrumentation. Il est destiné spécialement à travailler avec des signaux d'entrée faibles qui peuvent être de l'ordre de quelques microvolts. L'amplificateur est aussi caractérisé par un taux de réjection en mode commun très élevé. Son gain est précis et stable. Son étage d'entrée est un amplificateur différentiel à base de transistors à effet de champ, ce qui lui permet d'isoler la source du reste du circuit. La caractéristique principale, qui ne peut pas être obtenue par de simples amplificateurs opérationnels est la très grande tension en mode commun. Cette dernière peut être de l'ordre de Kilovolts. A cause de son coût élevé, un amplificateur d'instrumentation peut être réalisé à partir d'amplificateurs opérationnels.

Le premier problème, qu'il faut essayer de résoudre dans une chaîne de mesure, concerne la linéarisation de la réponse du capteur. C'est une opération qui peut s'effectuer au niveau du capteur ou au niveau des circuits de conditionnement. En général, ces étages sont associés aux circuits amplificateurs qui constituent le circuit de conditionnement.

a- Amplificateur différentiel

Le circuit donné sur la figure-8 illustre le schéma d'un amplificateur différentiel. Chaque ligne d'entrée a son générateur d'attaque qui voit une impédance de charge qui dépend des composants passif associés au circuit. Les impédances des deux voies d'entrée ne sont pas grandes. Par conséquent, ce schéma ne peut être directement lié à la source du signal.

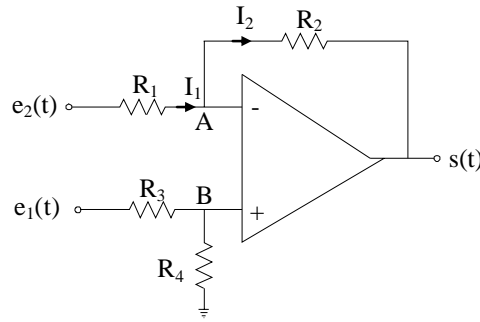


Figure-8 : Amplificateur différentiel

Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel fait que: $V_A = V_B$

$$V_B = \frac{R_4}{R_4 + R_3} e_1(t) \quad (39)$$

$$I_1 = I_2 \Rightarrow \frac{e_2(t) - V_A}{R_1} = - \frac{s(t) - V_A}{R_2} \quad (40)$$

$$\frac{e_2(t)}{R_1} - V_A \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) = - \frac{s(t)}{R_2} \quad (41)$$

Remplaçant V_A par l'expression de V_B

$$\frac{e_2(t)}{R_1} - e_1(t) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} = - \frac{s(t)}{R_2} \quad (42)$$

$$s(t) = - \frac{R_2}{R_1} \left(e_2(t) - e_1(t) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (43)$$

Avec $R_4 = R_2$ et $R_3 = R_1$ nous obtenons

$$s(t) = \frac{R_2}{R_1} (e_1(t) - e_2(t)) \quad (44)$$

Nous constatons au niveau de ce montage, qu'il est pratiquement impossible d'avoir un très grand gain et une très grande impédance d'entrée à la fois. Comme il existe des amplificateurs opérationnels de très bonnes qualités, des amplificateurs d'instrumentation peuvent être réalisés par la combinaison de ces AOP.

b- Amplificateur à deux AOP

La figure-9 montre le schéma électronique d'un amplificateur d'instrumentation qui utilise deux amplificateurs opérationnels. Le circuit est réalisé de façon à ce que les deux entrées voient une impédance de charge très grande. Dans ce cas les impédances vues par les signaux d'entrée, sont les impédances d'entrée des amplificateurs opérationnels utilisés.

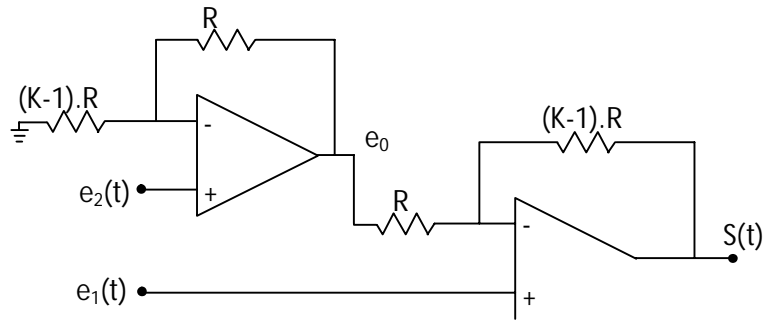


Figure-9 : Amplificateur d'instrumentation à deux AOP

$$e_0 = \left(1 + \frac{1}{K-1}\right) e_2(t) \tag{45}$$

$$S(t) = K [(e_1(t) - e_2(t))] \tag{46}$$

c- Montage à trois amplificateurs opérationnels

Le circuit de la figure-10 montre la possibilité de réaliser un amplificateur différentiel à très grande impédance d'entrée. Chacune des deux entrées $e_1(t)$ ou $e_2(t)$ voit une impédance d'entrée correspondante à l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel lui même. Il suffit de bien choisir le type d'amplificateur opérationnel, pour avoir une impédance d'entrée aussi grande que possible.

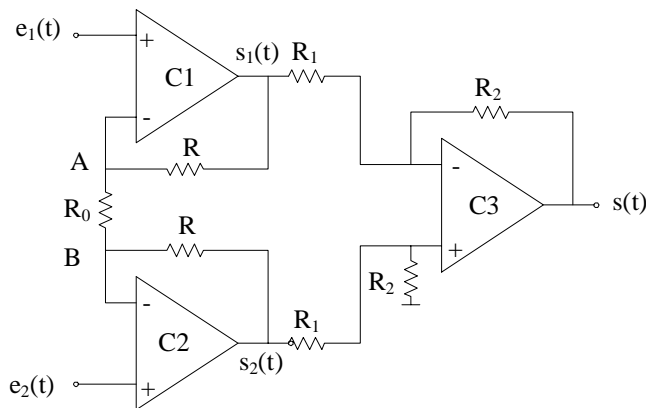


Figure-10 : Amplificateur différentiel à très grande impédance d'entrée

Le circuit C3 est un simple amplificateur différentiel d'après le paragraphe précédent, de la relation (50), nous avons:

$$s(t) = \frac{R_2}{R_1} (s_2(t) - s_1(t))$$

Le diviseur de tension (R, R₀, R) permet d'écrire:

$$V_A - V_B = \frac{R_0}{R_0 + 2R} (s_1(t) - s_2(t)) \quad (46)$$

Du fait que le gain en boucle ouverte des amplificateurs opérationnels est très grand nous posons

$$e_1(t) = V_A$$

$$e_2(t) = V_B$$

D'où

$$s_1(t) - s_2(t) = \frac{R_0 + 2R}{R_0} (e_1(t) - e_2(t)) \quad (47)$$

Par conséquent, nous obtiendrons:

$$s(t) = \frac{R_2}{R_1} \frac{R_0 + 2R}{R_0} (e_2(t) - e_1(t)) \quad (48)$$

Pour permettre à ces montages d'amplificateurs opérationnels, d'être comparables à des amplificateurs d'instrumentation, il faut leur permettre de supporter une grande tension d'entrée en mode commun. Pour cela, nous devons leur ajouter à l'entrée un circuit d'isolation galvanique tels que: transformateur ou opto-coupleur.

IV-- Conversion analogique numérique

Actuellement, les systèmes informatiques occupent une place très importante dans le domaine du contrôle. L'opérateur humain est substitué par un système informatique, qui est capable de lire, de traiter et surtout de prendre une décision suivant l'état présent du processus contrôlé. Cependant, généralement les grandeurs contrôlées sont des grandeurs physiques traduites par des capteurs en grandeurs électriques analogiques, alors que les systèmes informatiques ne sont que des systèmes numériques pouvant manipuler des 1 et des 0.

Par conséquent, une fois la grandeur est conditionnée et prête à être traitée, elle doit être convertie en une suite de combinaisons numériques pour enfin être présentées au système numérique. Les circuits permettant une telle transformation sont appelés convertisseurs analogiques numériques CAN ou plus exactement ADC (Analog-Digital Converters).

Sur le marché nous trouvons une large gamme de CAN, des plus simples à ceux compatibles de travailler avec des microprocesseurs, et dont la liaison aux systèmes informatiques est directe.

IV-1- Convertisseurs " simple rampe "

Le schéma de base d'un tel type de convertisseur est illustré par la figure-11. Son principe de fonctionnement est basé sur la comparaison d'une dent de scie générée localement avec le signal utile à convertir. A chaque début de la dent de scie, l'état de la sortie du comparateur

permet le passage de l'horloge au compteur et le compte commence; juste au moment t_0 où la dent de scie ait une valeur égale au signal à convertir la sortie du comparateur bascule et le comptage sera arrêté. La sortie ainsi affichée par le compteur représente le code numérique du signal à convertir. La figure-12 présente le chronogramme de fonctionnement des convertisseurs "simple rampe".

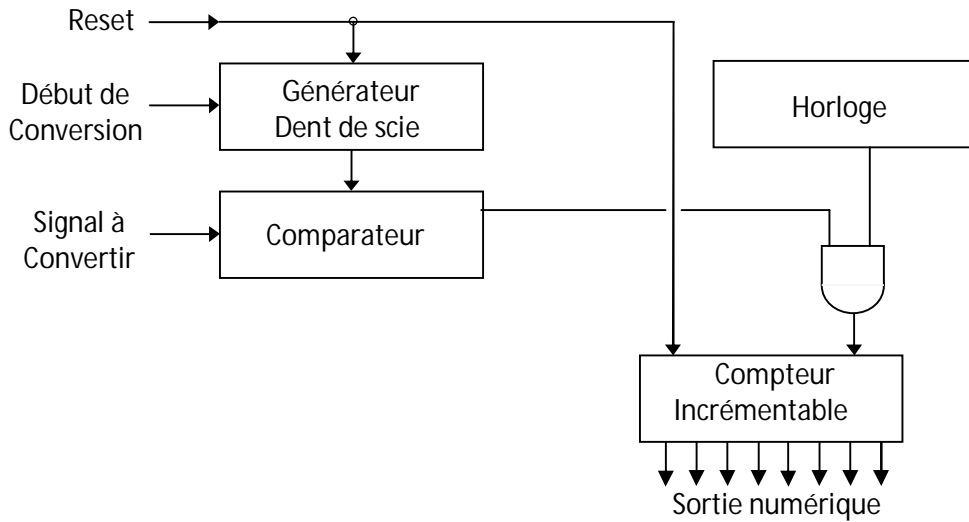


Fig--11 CAN " Simple Rampe "

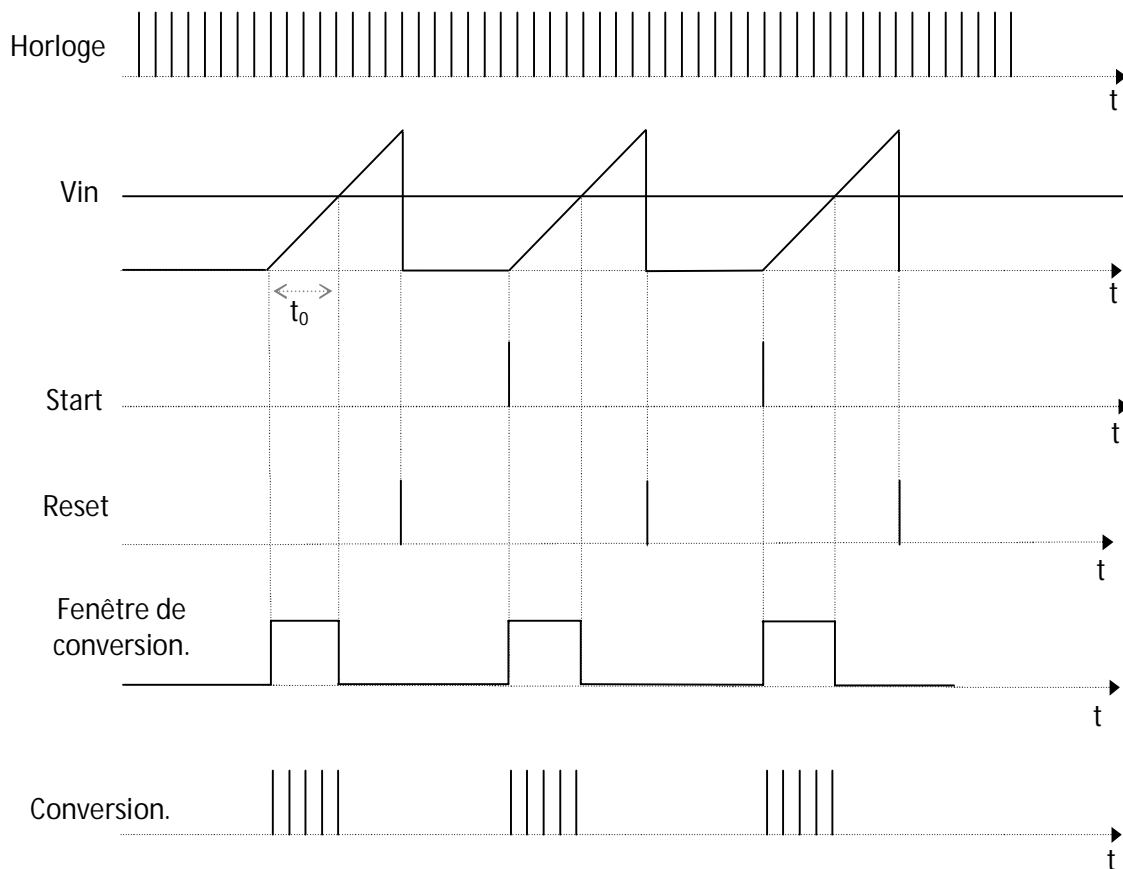


Fig-12 Chronogramme de fonctionnement d'un CAN "simple rampe"

L'inconvénient majeur d'un tel convertisseur analogique numérique réside dans son temps de conversion qui est relativement élevé et qui est étroitement lié à la valeur de la grandeur à convertir.

IV-2- Convertisseurs "double rampes"

L'élément de base au niveau de ce type de convertisseur est un intégrateur. On les appelle dans certains ouvrages " Convertisseurs Intégrateurs " comme illustré sur le schéma de la figure-13. Le principe de fonctionnement consiste à intégrer la grandeur à convertir pendant un temps fixe T_0 , figure-14. Puis à la place de la grandeur à convertir, on applique au même intégrateur une référence V_{ref} de polarité opposée à celle du signal à convertir. L'intervalle de temps T_1 , qui définit le temps mis entre la commutation au niveau de l'entrée de l'intégrateur et la valeur nulle affichée à sa sortie, correspond au temps donné au compteur pour afficher à sa sortie la combinaison numérique correspondante à la valeur analogique à convertir.

Ces convertisseurs sont immunisés contre le bruit surtout celui lié à la fréquence du secteur. Il suffit de prendre une période d'intégration multiple de celle correspondante à la fréquence du réseau et toutes les perturbations alternatives correspondantes à la fréquence du réseau et de ses multiples seront éliminées.

Les CAN " Double Rampes " sont surtout utilisés dans les appareils de mesures numériques qui sont sensés être utilisés dans des environnements perturbés. Comme il peut être constaté, l'immunité au bruit est choisie au dépend du temps de conversion.

La génération du signal de fin de conversion EOC « End Of Conversion » peut facilement être exploité pour l'interfaçage du convertisseur avec des systèmes numériques tels que système à microprocesseur, microcontrôleur, PC....

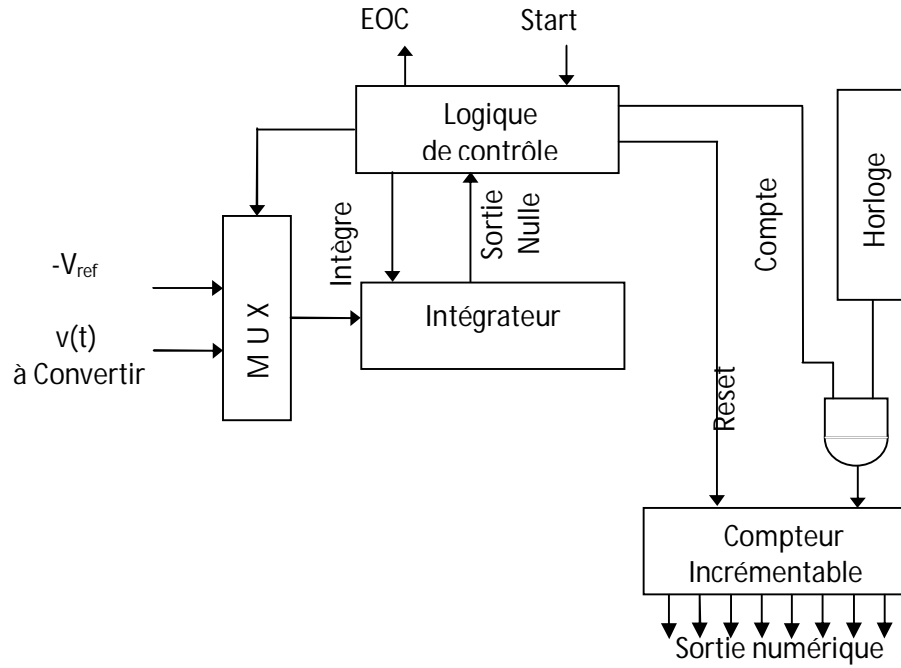


Fig-13 CAN " Double Ramps "

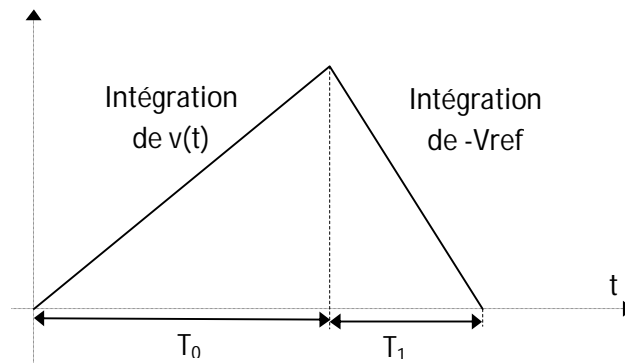


Fig--14 Réponse de l'intégrateur

Par intégration de la valeur V_x de $v(t)$ sur l'intervalle $[0, T_0]$ on obtient:

$$K \cdot V_x \cdot T_0 \tag{49}$$

Par intégration de $-V_{ref}$ sur l'intervalle $[T_0, T_1]$ on aura:

$$K \cdot (-V_{ref}) \cdot (T_1 - T_0) \tag{50}$$

Avec K comme constante d'intégration du circuit intégrateur.

Pour un cycle d'horloge de T_H on a:

$$T_0 = N_0 \cdot T_H \text{ et } T_1 - T_0 = N \cdot T_H \tag{51}$$

Où N_0 est fixe et N représente le résultat de la conversion.

Si la valeur crête de l'intégration est V_0 de l'équation (51) nous tirons:

$$V_0 = K \cdot V_x \cdot N_0 \cdot T_H = K \cdot V_{ref} \cdot N \cdot T_H \tag{52}$$

$$N = \frac{V_x}{V_{ref}} N_0 \tag{53}$$

IV-3- Convertisseurs "suiveur"

Le convertisseur analogique numérique suiveur appartient au groupe de convertisseurs dits convertisseurs à contre réaction dont la boucle de retour comprend généralement un deuxième convertisseur numérique analogique.

La valeur du signal à convertir est continuellement comparée avec la sortie du CNA de la boucle de retour. Suivant l'état de sortie du comparateur, l'opération d'incrément ou de décrémentation du compteur sera sélectionnée par la logique de contrôle.

Si la sortie du CNA est supérieure à la valeur du signal à convertir le compteur sera décrémentée; dans le cas contraire, il sera incrémenté. C'est ainsi que la grandeur à convertir sera suivie d'où le nom de ce convertisseur. Relativement aux deux convertisseurs précédents, ce CAN est plus rapide. Le schéma de principe de la figure-15 représente le bloc fonctionnel du CAN suiveur.

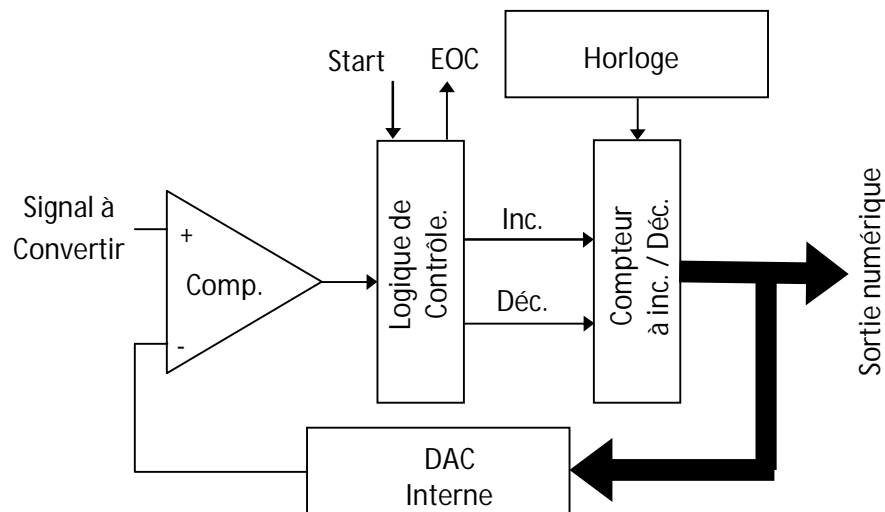


Fig-15 CAN "Suiveur"

IV-4- Convertisseurs "à approximation successive"

Le convertisseur à approximation successive est le plus rapide des convertisseurs cités auparavant. Son temps de conversion est fixe, il ne dépend pas de la valeur du signal à convertir, seule la précision du convertisseur le fixe.

L'élément essentiel dans ce convertisseur est le registre à approximation successive utilisé. Il peut être considéré comme un registre à décalage spécial. La présence de ce dernier introduit une stratégie efficace dans la génération du code numérique de sortie. La figure-16 donne le schéma de principe d'un convertisseur à approximation successive.

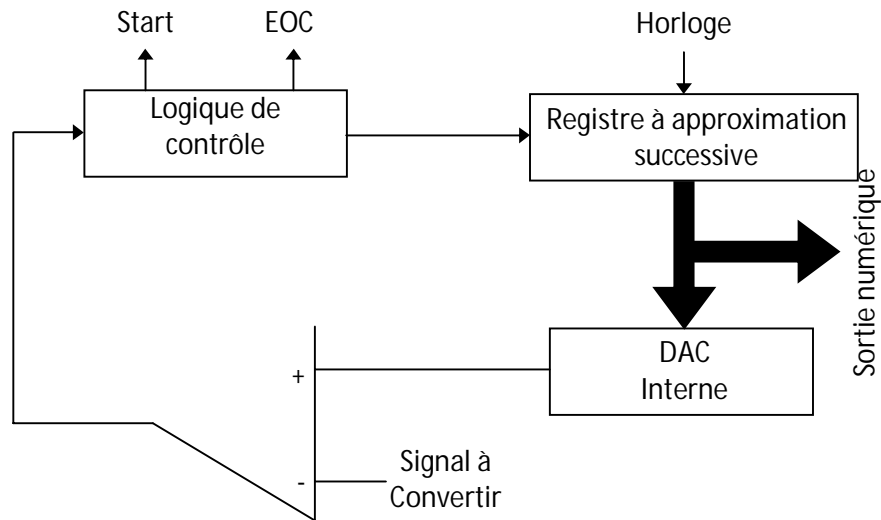


Fig-16 CAN "à approximation successive "

Pour bien comprendre le principe de fonctionnement de ce convertisseur, prenons l'exemple suivant :

Etant donné un convertisseur à approximation successive unipolaire à 4 bits de précision et une tension de 16V en pleine échelle. Supposant que la valeur de la tension à convertir est de 5,5V. Alors la génération du code, correspondant à 5,5V, passe par les étapes résumées dans le tableau-1 ci-dessous :

Rang du bit	Code correspondant	Tension V_x correspondante	V_x par rapport à V_{in}	Code maintenu.
4ième	1000	8V	$8V > 5.5V$	0000
3ième	0100	4V	$4V < 5.5V$	0100
2ième	0110	6V	$6V > 5.5V$	0100
1er	0101	5V	$5V < 5.5V$	0101

Tab-1 Principe du CAN "à approximation successive "

Le résultat final de la conversion sera donné par le code 0101. Nous pouvons constater que le nombre d'opérations effectuées lors de la recherche du code est égal à la précision du convertisseur. Par conséquent un convertisseur à N bits de sortie effectue N opérations lors de la conversion, ce qui correspond à un temps de conversion de NT_H avec T_H cycle d'horloge.

III-3-5- Convertisseurs parallèles

Bien que leur principe de fonctionnement soit le plus facile à comprendre, les convertisseurs parallèles sont les plus rapides de tous les convertisseurs. Ils sont les plus difficiles à réaliser avec un coût plus élevé.

La tension à convertir est appliquée simultanément aux entrées non inverseuses des 2^N comparateurs pour être comparées à des fractions de la tension de référence. Ces fractions de la

tension de référence sont obtenues grâce à un pont diviseur constitué de $2^N + 1$ résistances, où N représente la précision du convertisseur. Delà on peut imaginer la complexité de ce type de convertisseur qui est liée au nombre de composants demandés. A titre d'exemple, un convertisseur parallèle d'une précision de 8 bits utilise 256 comparateurs et 257 résistances. A cause de leur rapidité on les appelle convertisseurs FLASH. La figure-17 illustre le schéma de principe d'un convertisseur parallèle à 3 bits de précision.

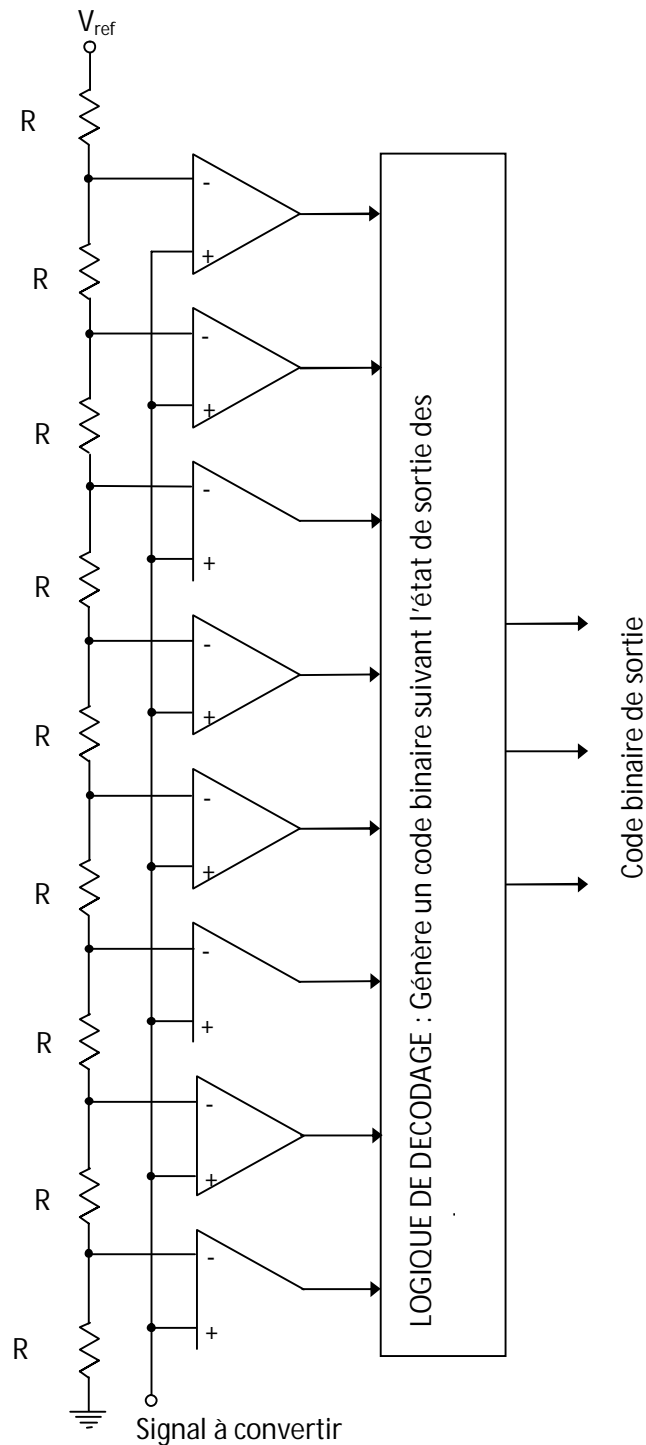


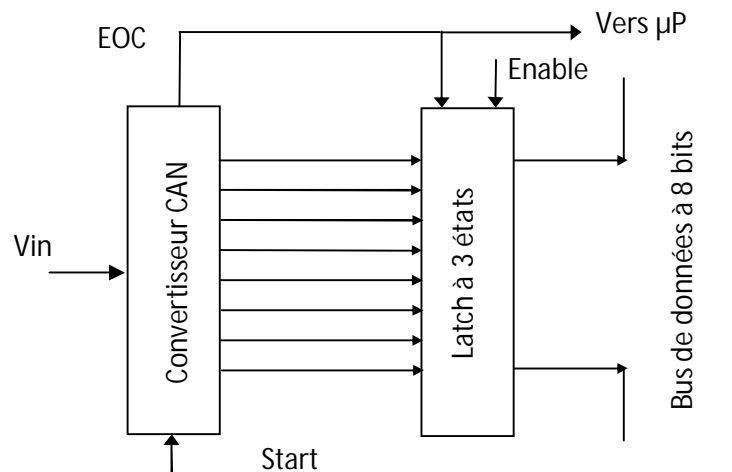
Fig-17 CAN " Parallèle " ou " flash ADC "

IV-5 Interface CAN-système programmable

a- Premier cas

Dans ce premier cas nous considérons que le code généré par le CAN correspond à la largeur du bus de données du système à microprocesseur. Pour ce type de convertisseur l'interface est directe, seul un latch (verrou) à trois états est indispensable pour éviter un conflit au niveau des données issues des différents périphériques connectés à ce même bus. Pour éviter d'éventuelles pertes d'information, les deux signaux START et EOC sont utilisés comme un moyen de « Handshake » entre le CAN et le microprocesseur.

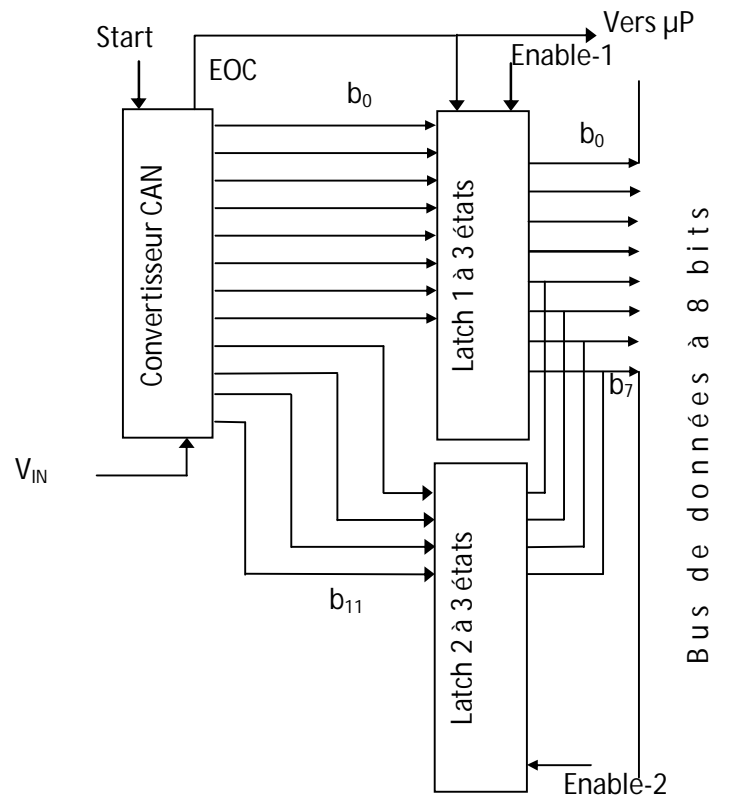
La figure-18 donne un exemple d'interface d'un convertisseur à 8 bits et un système à microprocesseur avec bus de données à 8 bits. Une fois la conversion est terminée, le CAN génère un signal EOC qui verrouille l'information dans un latch à trois états et en même temps il informe le microprocesseur de la présence d'un code validé. Par l'association d'une adresse d'identification du latch et du signal READ, un signal ENABLE active le latch pour placer son contenu sur le bus de données pour être véhiculé vers le microprocesseur.

Fig-18 CAN à 8 bits connecté à un système à μ P 8 bits

b- Deuxième cas

Dans ce deuxième cas nous considérons l'interface d'un CAN dont la précision dépasse la largeur du bus du système à microprocesseur. La lecture du code de sortie du convertisseur nécessite plus d'un cycle machine. L'information obtenue suite à une conversion doit être mémorisée dans des latch pour être ensuite lues par le microprocesseur.

Prenons le cas d'un convertisseur analogique numérique à 12 bits travaillant dans un environnement de microprocesseur à 8 bits. Le schéma d'interface est illustré par la figure-19 où une adresse est attribuée pour chacun des deux latch.

Fig-19 CAN à 12 bits connecté à un système à μP 8 bits

c- Troisième cas

Dans ce troisième cas l'interface est réalisée à travers des circuits intégrés d'entrée/sortie programmables. En général ces circuits disposent de deux ports à 8 bits ou plus ; ils sont dotés de lignes de « handshake » qui permettent un transfert de données synchronisé entre le système à microprocesseur et son périphérique.

Les lignes des différents ports de ces circuits d'entrée/sortie peuvent être configurées en entrée ou en sortie suivant l'application. Nous citons parmi ces circuits : 6821 de MOTOROLA, 8155 et 8255 de INTEL et le Z80 PIO de ZILOG.

Pour bien illustrer ce troisième cas, nous reprendrons les deux exemples donnés dans les deux cas précédents avec cette fois-ci l'emploi d'un PIA 6821. La figure-20 a et b montrent ce cas.

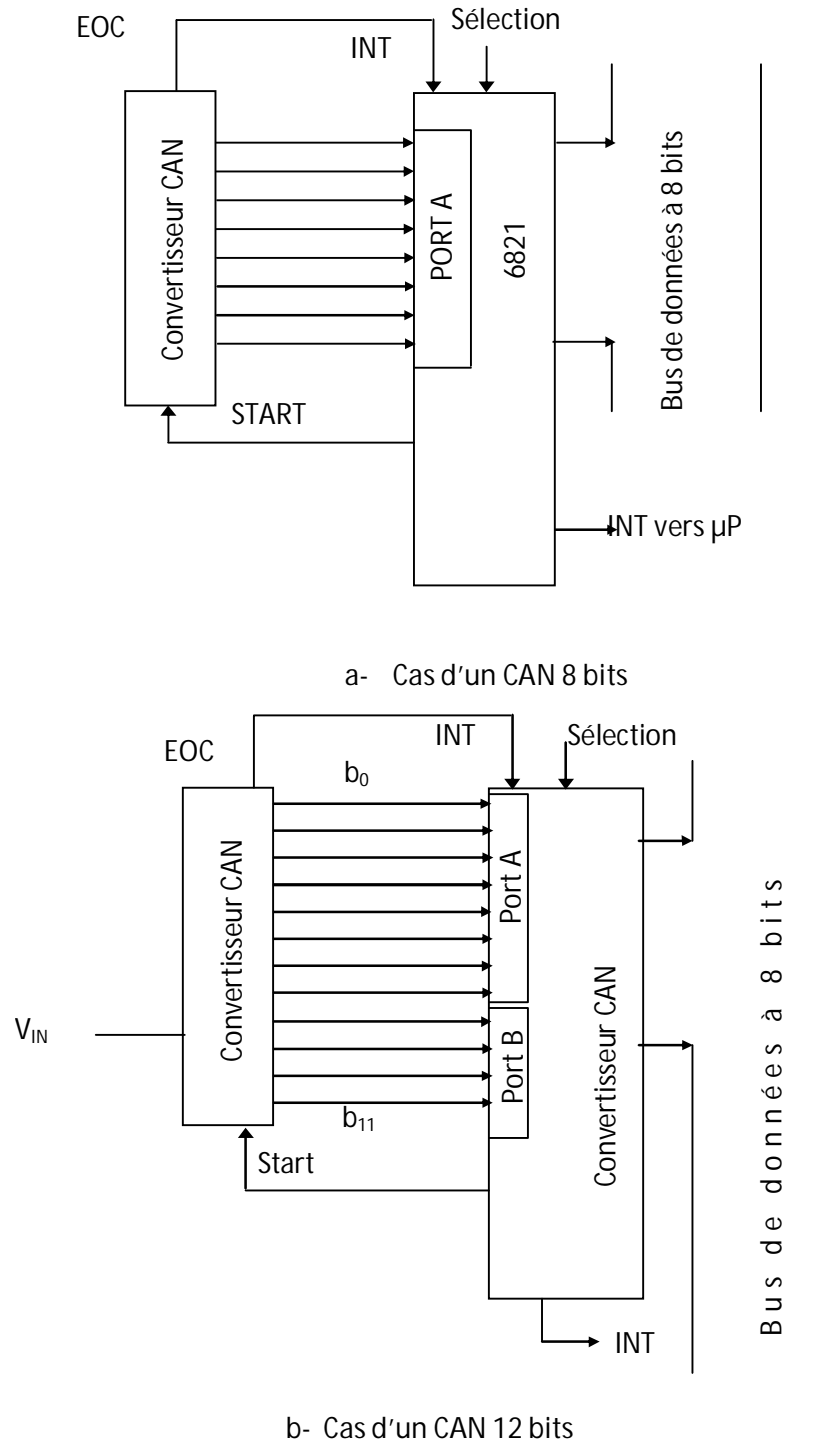


Fig-20 Interface d'un CAN par circuit d'E/S programmable

d- Cas de contrôle de plusieurs grandeurs

Au niveau d'un processus automatisé, le contrôle ne se limite pas à un seul paramètre. Par conséquent, dans une chaîne de mesure on trouve plusieurs grandeurs physiques à contrôler. Dans ce cas précis, on doit concevoir soit pour chacune des grandeurs sa propre chaîne de mesure, soit on conçoit une chaîne commune pour toutes les grandeurs. Généralement, c'est le deuxième cas de conception qui est retenu. Dans le cas de chaîne de mesure pour chacune des

grandeurs à contrôler, beaucoup de composants sont nécessaires, ce qui augmente considérablement le prix et l'encombrement du circuit réalisé.

On donne sur la figure-21, un schéma de principe d'une chaîne de mesure à plusieurs voies.

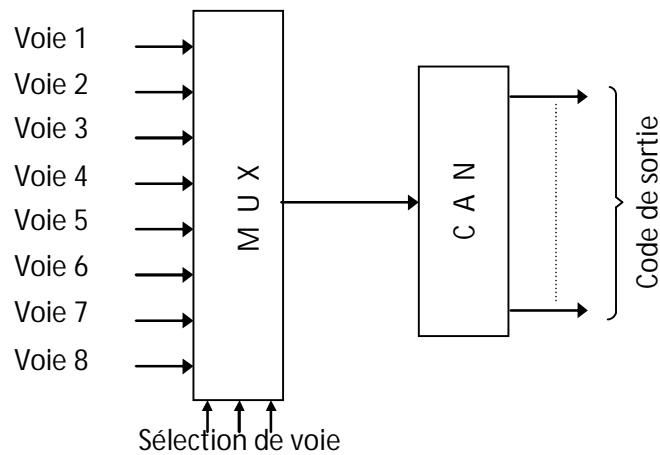


Fig-21 Interface pour 8 voies

IV-6 Choix d'un convertisseur analogique numérique

Dans une chaîne de mesure numérique, le convertisseur analogique numérique constitue le maillon le plus important. Son choix est fonction de la qualité de mesure que nous voulons effectuer.

Parmi les caractéristiques de choix d'un convertisseur analogique numérique, nous citons :

Tension analogique d'entrée : Elle définit la plage de variation de la tension qu'on peut appliquer à l'entrée. Pour un CAN unipolaire, elle est exprimée par $[0, V_{MAX}]$, alors que pour un CAN bipolaire elle est donnée par $[0, \pm V_{MAX}]$.

Longueur du code de sortie N : N est égal au nombre de bit de la combinaison numérique délivrée à la sortie du CAN.

Temps de conversion : C'est le temps que met un CAN pour présenter un code à sa sortie correspondant à l'échantillon appliqué à son entrée.

Résolution : La variation du signal d'entrée, qui provoque un changement au niveau du code de sortie. Elle est exprimée par le rapport de la tension maximale applicable à l'entrée sur 2^N .

V- Unité Centrale de traitement

L'Unité Centrale de Traitement connue sous de CPU (Central Processing Unit) est le cerveau du capteur. Grâce à ce module que le capteur est qualifié d'intelligent. Elle permet de manipuler des informations numériques, c'est-à-dire des informations codées sous forme binaire, et d'exécuter les instructions stockées en mémoire. Le CPU est chargé de la gestion et le contrôle

du bon fonctionnement de toutes les autres parties au sein d'un capteur intelligent.

VI- Interface de communication

L'interface de communication constitue la porte à travers laquelle l'unité de traitement échange des informations avec son environnement de travail. Pour des raisons d'encombrement et de coût la communication série est la plus utilisée.

VI-1- TRANSFERT SERIE

Bien que les systèmes à microprocesseur traitent des données sous forme d'une combinaison de n bits à la fois ($n =$ longueur du mot du système), plusieurs périphériques manipulent l'information sous forme série (un bit à la fois). Vu que le système et son périphérique manipulent l'information sous deux formats différents (parallèle pour le système et série pour le périphérique), un circuit intermédiaire entre les deux parties est indispensable pour assurer la conversion série/parallèle (entrée du processeur) ou parallèle/série (sortie du processeur).

VI-1-1- CONVERSION PARALLELE/SERIE OU SERIE/PARALLELE

Dans le cas du transfert de données du système vers le périphérique une conversion parallèle/série est demandée dans le cas contraire c'est la conversion série/parallèle qui est demandée, ceci est obtenu par simple emploi de deux types de registres à décalage comme il est illustré par la figure 22.

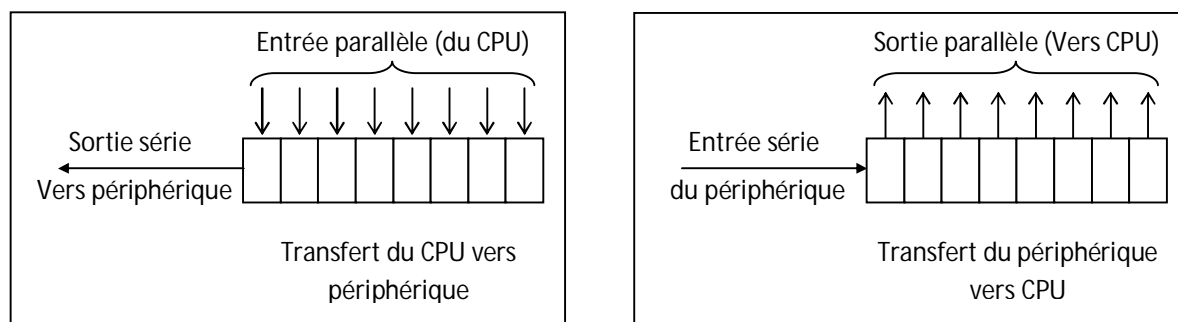


Fig-22 Registre à décalage parallèle série pour la sortie du processeur et série parallèle pour l'entrée du processeur

VI-1-2- TRANSMISSION A DISTANCE

Quand la transmission doit être effectuée sur des grandes distances comme dans le cas d'un ordinateur principal et ses terminaux, l'information série est convertie en tonalité audio par des modems (modulateur démodulateur) et elle est envoyée sur une ligne téléphonique dont le principe est représenté par la figure 23.

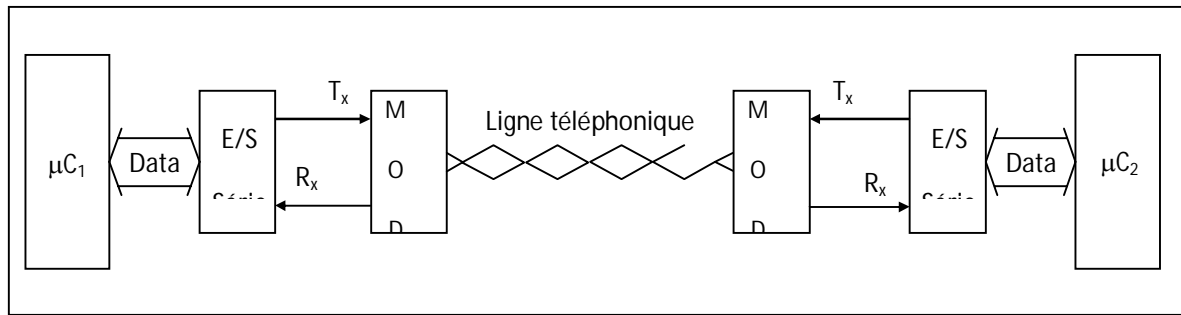


Fig-23 Transmission série à distance entre deux entités. La ligne de transmission se termine de chaque partie par un modem.

VI-1-3- TRANSMISSION SERIE ASYNCHRONE

En générale la transmission série est faite sous forme asynchrone (pas d'horloge synchronisation entre émetteur et récepteur). Les caractères sont transmis sous une forme standard ou code c'est ainsi que des équipements de différentes firmes peuvent être utilisés pour un même système sans aucun problème. Le code ASCII (American standard code for information and interchange) est le code le plus utilisé. C'est un code où le caractère est envoyé sur 11 bits dont 1 bit de commencement, 7 bits d'information, 1 bit de parité et 2 bits de fin de caractère comme il est illustré par la figure 24.

L'unité utilisée pour la vitesse dans la transmission série est le *BAUD*.

Baud = Nombre de bits transmis par seconde.

Les vitesses standards sont : 110, 300, 1200, 2400, 9600 et 19200 baud.

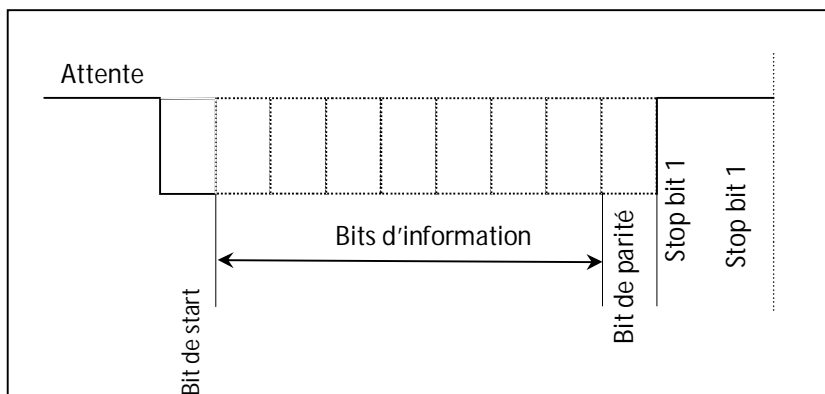


Fig-24 Etat d'une ligne de transmission série lors d'une transmission d'un caractère de 8 bits avec un start bit, un bit de parité et deux bits de stop.

Si N_c = Nombre de bits dans un caractère.

B = baud rate = Nombre de bits transmis par seconde.

t_b = temps nécessaire pour la transmission d'un bit et qui est donné par :

$$t_b = \frac{1}{B}$$

Afin d'éviter le problème causé par des parasites, le temps correspondant à la transmission d'un bit est fixé par une horloge de l'UART de la façon suivante :

$$t_b = K t_{cl}$$

avec

K = constante égale à 16 ou 64 le cas où K = 16 est le plus utilisé

t_{cl} = cycle d'horloge

Exemple :

Dix caractères sont transmis par seconde. Chaque caractère est constitué d'un bit de commencement (start bit), 8 bits d'information, un bit de parité et deux bits de fin de caractère. Sachant que 16 périodes d'horloge par temps d'un bit sont utilisées, on demande de calculer :

Vitesse de transmission: $1/B$ (baud rate)

Le temps nécessaire à la transmission d'un bit (t_b)

La fréquence de l'horloge avec laquelle travaille l'UART

VI-1-3-1- CIRCUIT D'E/S SERIE (UART)

Pour la transmission asynchrone les systèmes nécessitent un circuit d'interface qui peut générer et tester le bit de parité, reconnaître et ajouter les bits de commencement et de fin de caractère. Il peut aussi identifier les bits qui véhiculent l'information et fixer la vitesse de transmission.

Pour répondre à ces exigences, un composant électronique programmable UART (Universal Asynchronons Receiver Transmitter) est mis à la disposition de l'utilisateur.

Les fonctions assurées par L'UART sont :

- Conversion Série / Parallèle des données vers le CPU
- Conversion Parallèle / Série des données vers le périphérique.

- Addition du bit de parité, bit de commencement et bit(s) de fin caractère pour la transmission.
- Identification du bit parité, bit de commencement et bit(s) de fin de caractère pour les éliminer à la réception.
- Détection de l'erreur s'il y en a une.

F_e = frame error

P_e = parity error

O_e = overrun error

- Assure le protocole d'échange d'information.
- Assure la synchronisation avec le système durant la réception.

Pour donner une idée claire sur l'UART nous avons ajouté à son schéma de principe de la figure 25, deux autres schémas des figures 26 et 27 qui présentent sous forme séparée le côté réception et le côté émission.

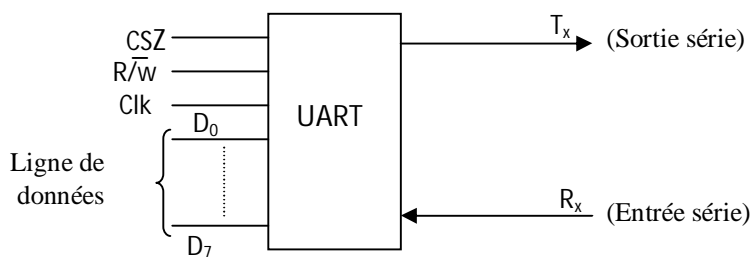


Fig-25 Configuration externe minimale d'un UART. Avec un chip select CS, Read/Write R/W, l'horloge Clk, la donnée $D_0...D_7$, T_x transmission série et R_x réception

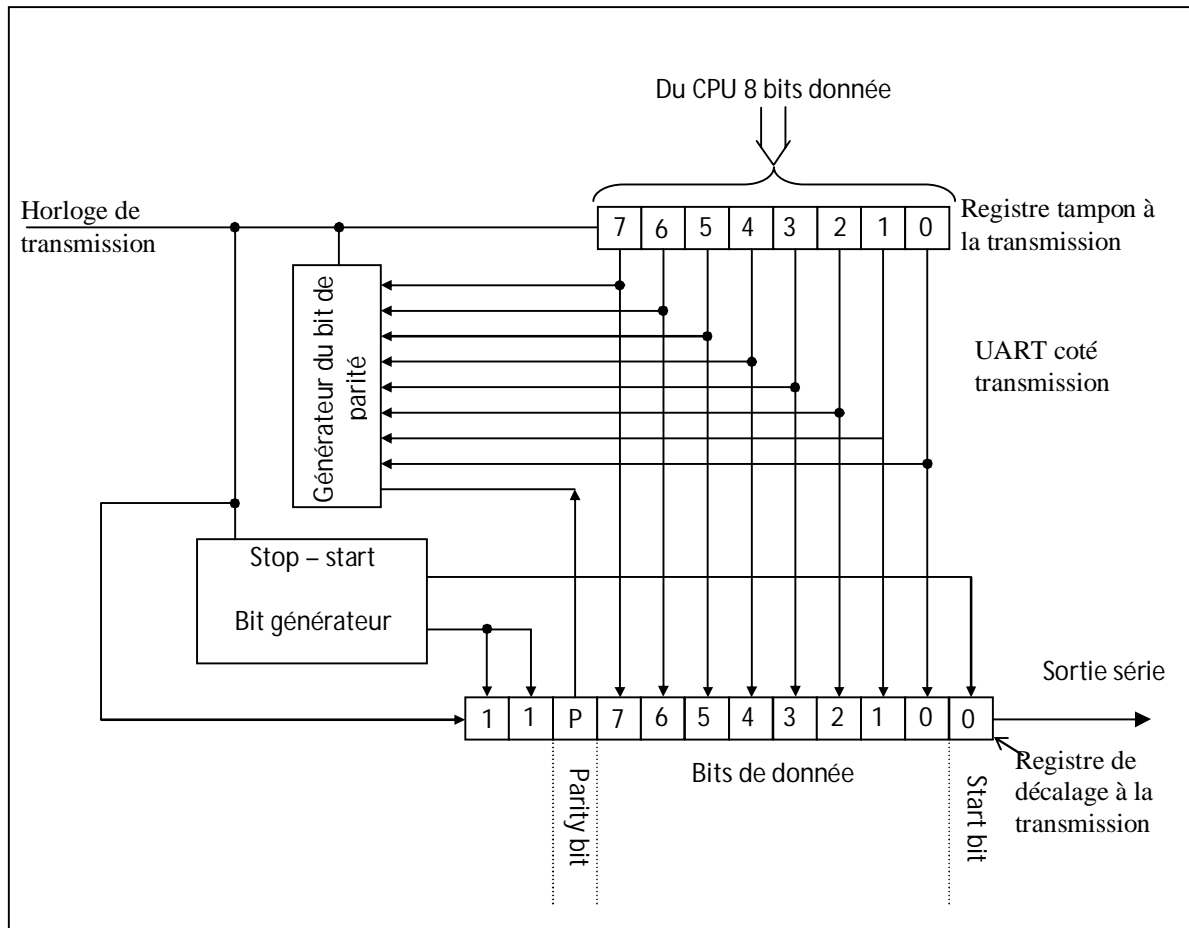


Fig-26 Schéma de principe de la structure interne d'un UART coté émission. On constate à ce niveau la génération du start bit, du bit de parité et des deux bits de stop.

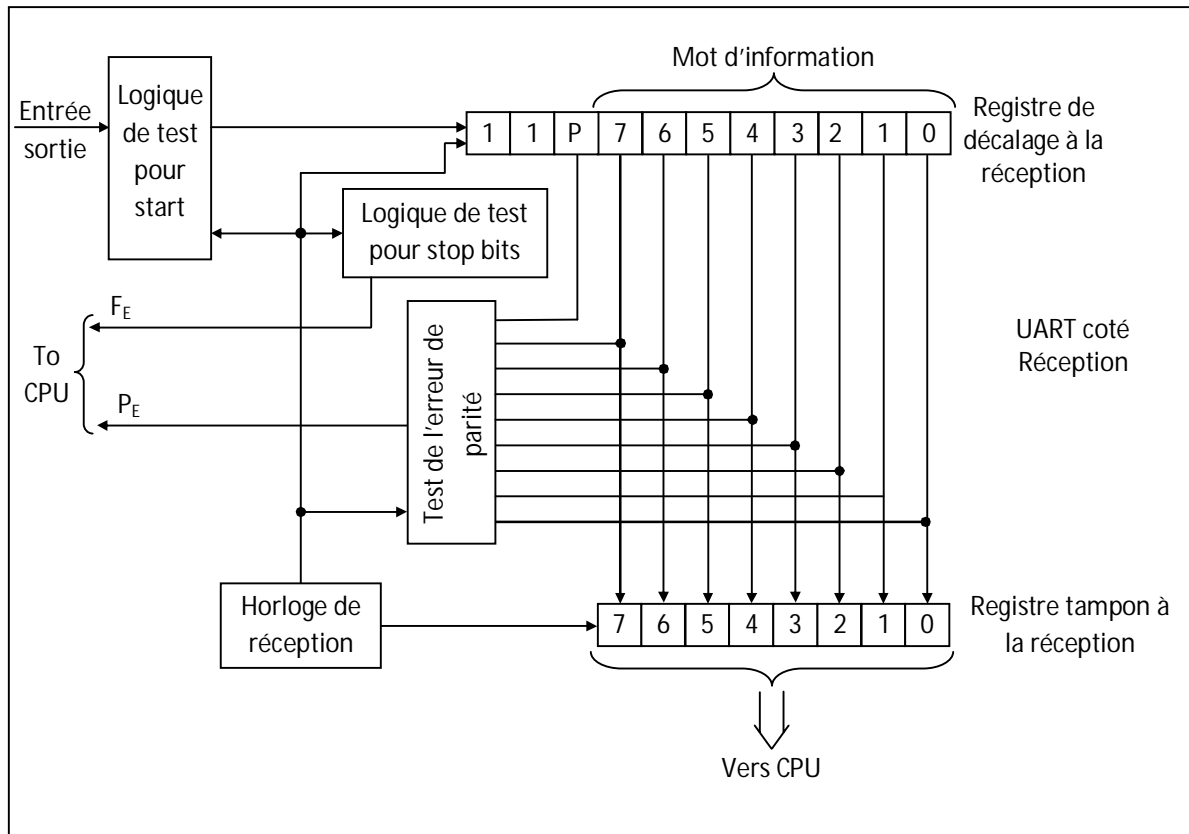


Fig-27 Schéma de principe de la structure interne d'un UART coté réception. On constate à ce niveau que les bits générés du côté émission sont séparés, il ne passe que les bits du caractère émis.

VI-1-4- TRANSMISSION SERIE SYNCHRONNE

Dans ce type de communication l'émetteur et le récepteur sont cadencés avec une même horloge, des informations supplémentaires sont insérées afin de garantir l'absence d'erreurs lors de la transmission. Suivant des protocoles de communication et des standards, des moyens de liaison sont développés dans le milieu industriel. On parle dans cas de bus de terrains.

VI-1-4-1- Le bus I2C:

C'est moyen qui a été développé au début des années 80 par PHILIPS. Pour permettre aux différents circuits intégrés de communiquer avec un processeur au sein des téléviseurs modernes d'où est tiré son nom I2C pour Inter Integrated circuit communication. Depuis il a été développé et normalisé ce qui lui a permis d'être exploité dans différents domaines. De point de vue matérielle, le I2C est un bus à trois fils : un fil pour la donnée SDA, un deuxième pour l'horloge de synchronisation SCL et un troisième fil pour la référence. Le schéma de la figure 28 montre le principe de la structure du bus avec les 2 fils SDA (Serial Data: donnée) et SCL (Serial

Clock: horloge) et la structure d'entrée/sortie d'un circuit I2C. Au repos les lignes SDA et SCL sont à "1"(tirés vers la tension Vcc par l'intermédiaire des résistances R_{up}). Pour écrire un "0" l'interrupteur électronique concerné doit être fermé. Le transistor est bloqué pour écrire un "1" ou pour ne rien faire (ligne au repos). Deux résistances de tirage doivent être placées sur le bus pour imposer la tension Vcc un "1" quand la ligne est libre.

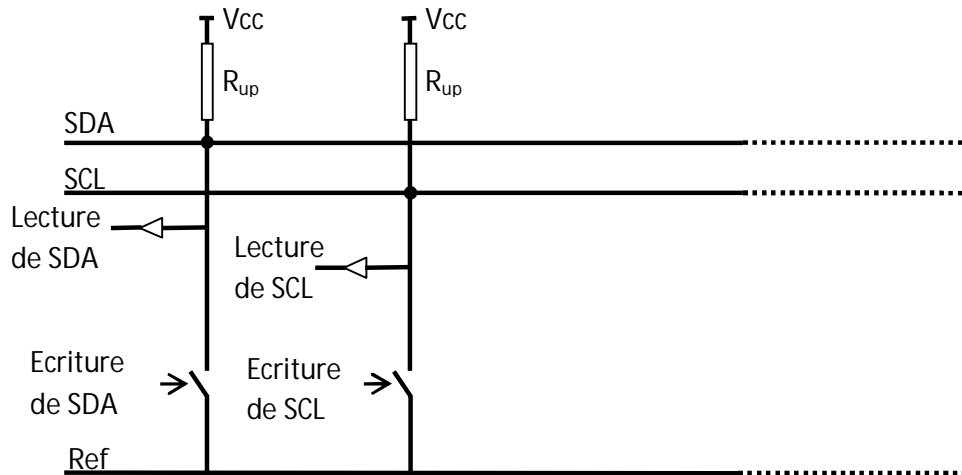


Fig-28 Configuration d'un bus I2C et des interfaces d'entrée et de sortie d'un élément qui lui est connecté.

Les interrupteurs de la figure 28 sont des transistors travaillant en commutation, ils peuvent des transistors bipolaires (figure 28-a) ou des transistors unipolaires (figure 28-b) .

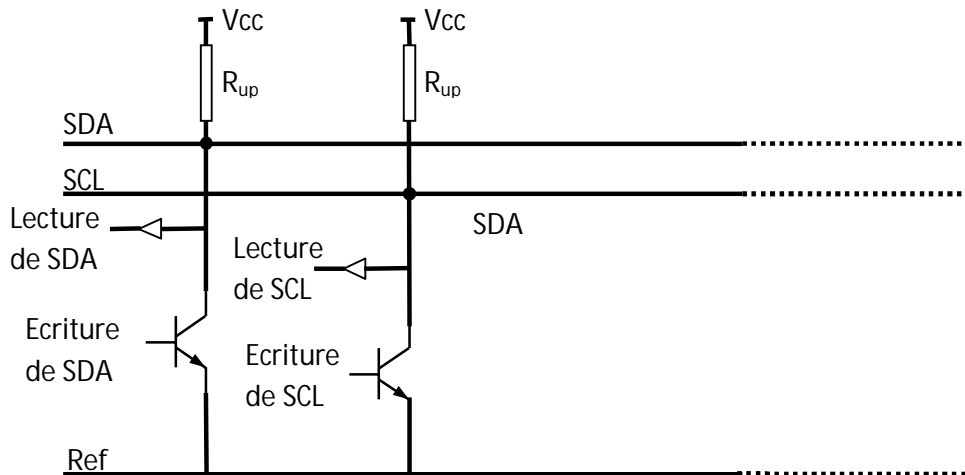


Fig-28-a Configuration d'un bus I2C et des interfaces d'entrée et de sortie avec transistors bipolaires collecteur ouvert.

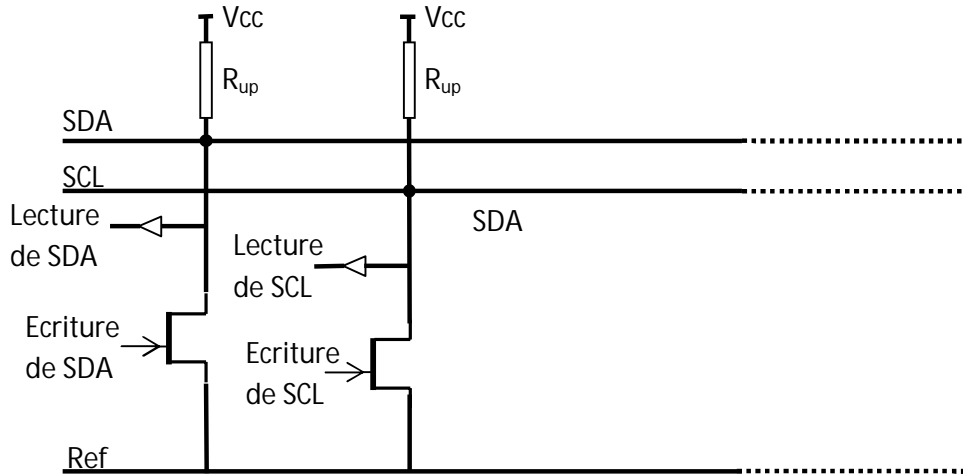


Fig-28-b Configuration d'un bus I2C et des interfaces d'entrée et de sortie avec transistors unipolaires drain ouvert..

Le protocole I²C

Le protocole du bus I²C définit le coté software de gestion de l'échange d'information entre les différentes entités qui sont interconnectées. Le premier circuit qui initie une communication sera considéré comme maitre et le reste des circuits sont des esclaves.

Pour transmettre des données sur le bus I²C, il faut surveiller deux conditions particulières : la condition de départ et la condition d'arrêt. Chaque esclave possède une adresse qui lui est propre codée sur 7 bits, un maitre peut donc piloter jusqu'à 128 esclaves. Le protocole de communication doit toujours commencer par la prise de contrôle du bus par le maitre puis par l'envoi de l'adresse de l'esclave concerné; l'esclave dont l'adresse est correcte répond par un bit d'acquiescement, la communication est alors établie entre le maitre et l'esclave, la figure 29 illustre d'une façon claire l'échange entre un maitre et esclave.

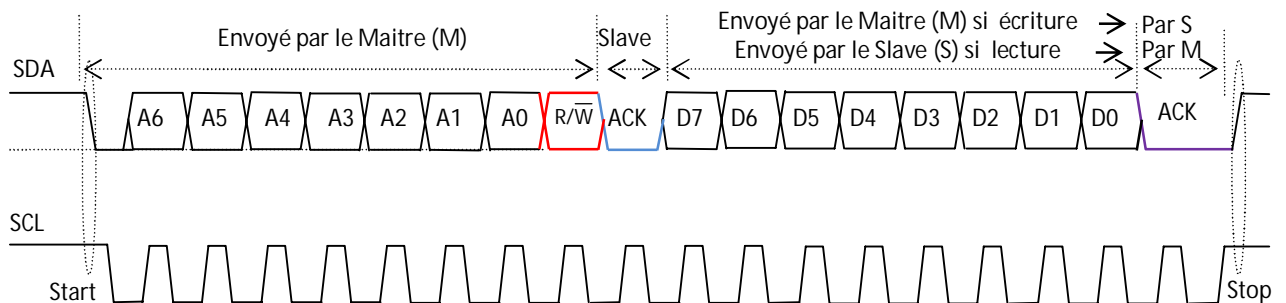


Fig-29 Chronogramme illustrant l'échange d'une donnée de 8 bits (D7---D0) entre un maitre et un esclave d'adresse (A6—A0).

VI-1-4-2- La liaison SPI:

En cours de préparation

VII- BRUIT DANS LES CIRCUITS ELECTRONIQUES

QUELQUES TECHNIQUES POUR SA REDUCTION

VII-1-INTRODUCTION

De point de vue fonctionnement, un dispositif électronique peut être défini comme étant un ensemble de blocs. Un bloc est un circuit électronique qui réalise une fonction bien déterminée. Du côté réalisation, nous pouvons dire que ce dispositif est le lien des différents circuits qui le constituent.

Durant son fonctionnement, un rayonnement d'un signal d'une partie sera reçu par le circuit d'une deuxième partie où il sera indésirable. Ces signaux indésirables sont connus sous le nom de bruit ou de perturbations.

En plus de ces perturbations générées au niveau du dispositif lui-même, il y a celles qui sont dues à l'environnement de travail de ce dispositif. Les figures 28 et 29 illustrent respectivement les perturbations de l'environnement sur un système et les perturbations du système sur son environnement.

Pour une chaîne de mesure, ces perturbations causent de sérieux problèmes car les signaux au niveau de la source sont faibles et risquent d'être complètement inondés. De plus l'information issue du capteur doit être protégée contre toute perturbation afin de traduire la grandeur physique à mesurer d'une façon la plus fidèle possible.

Hormis le bruit généré par les composants électroniques, nous pouvons classer les autres perturbations dans les trois catégories suivantes :

Perturbations provoquées par un champ électrique «couplage capacitif».

Perturbations provoquées par un champ magnétique «couplage inductif».

Perturbations dues aux impédances des lignes de masse.

VII-2- COUPLAGE CAPACITIF

L'interaction par champ électrique entre différents conducteurs est traduite par l'apparition de condensateurs de couplage. Une simple liaison par couplage capacitif de deux conducteurs est montrée par la figure-30. Le conducteur 1 est considéré

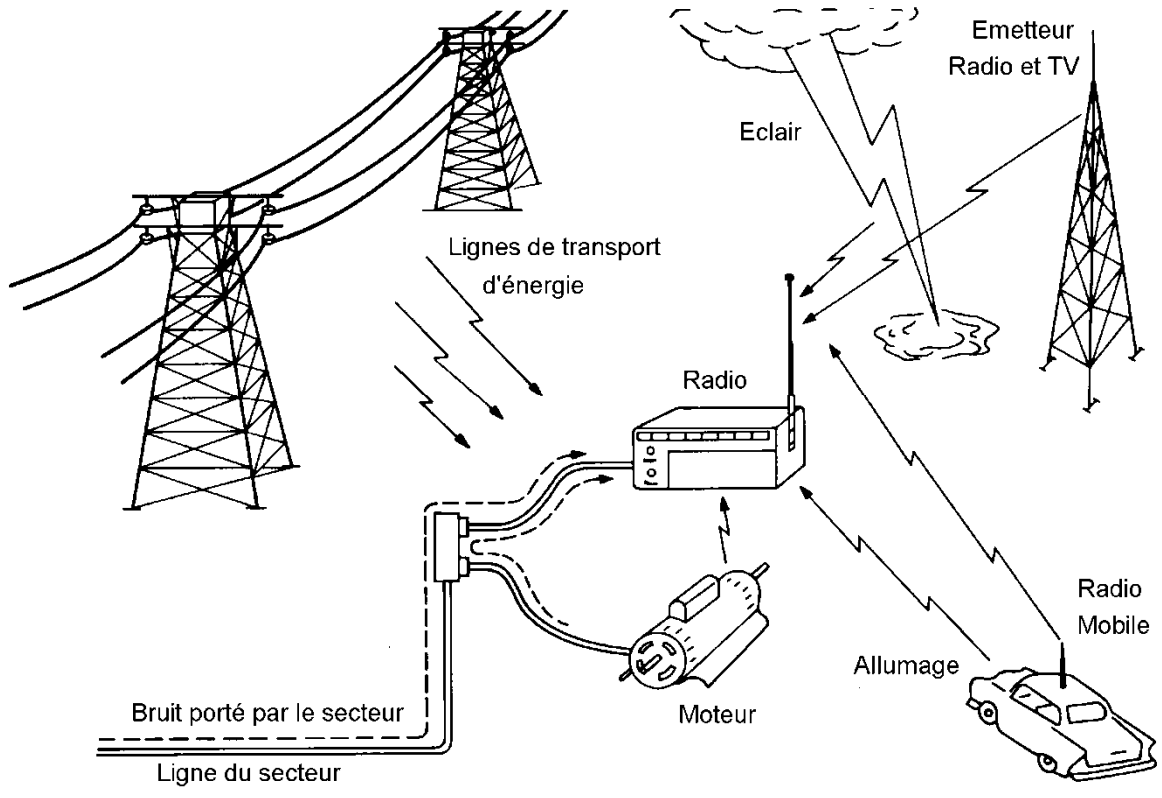


Fig-28 perturbations de l'environnement

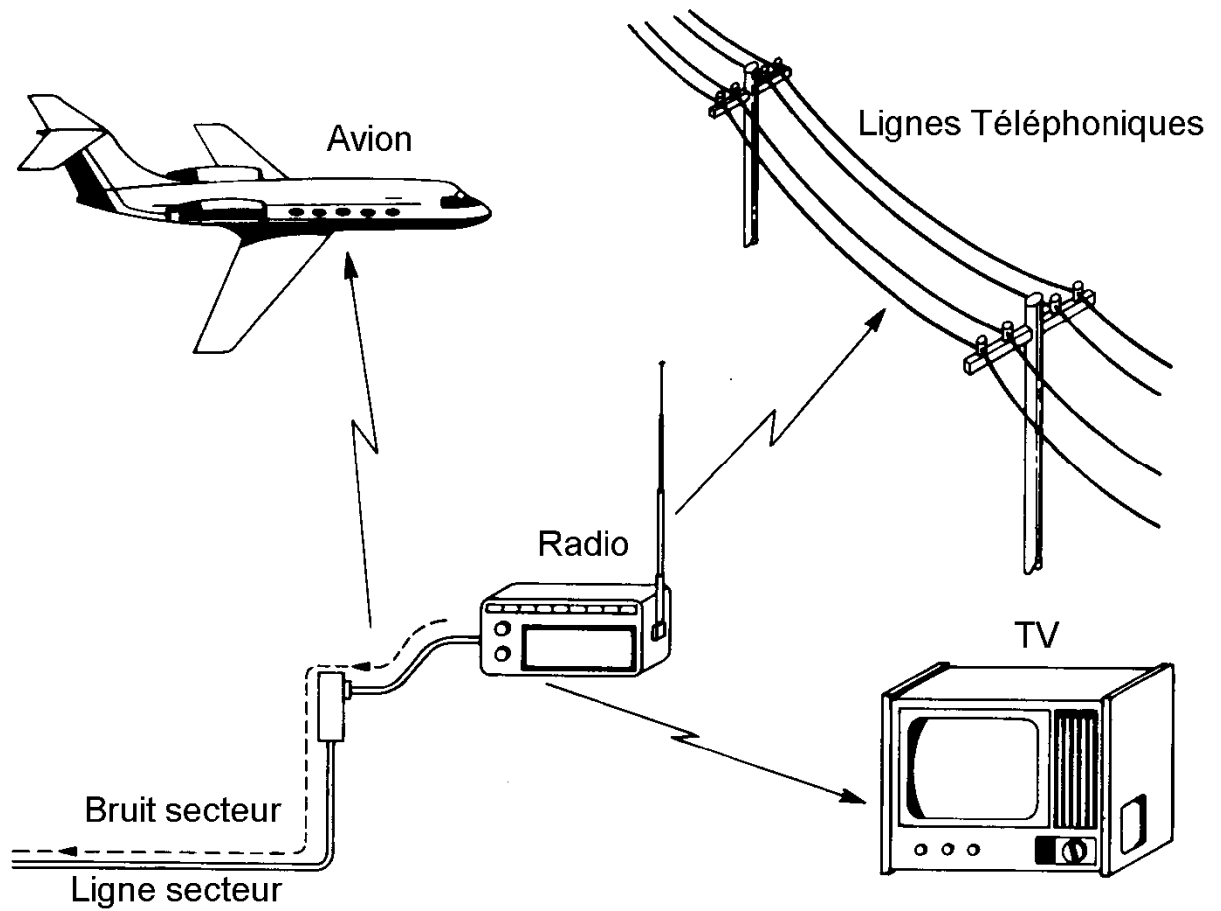


Fig-29 Perturbation d'un système sur son environnement.

Dans notre exemple le conducteur 1 est pris comme source de bruit alors que le conducteur 2 représente la partie perturbée.

C_{12} représente l'effet du conducteur 1 sur le conducteur 2.

C_{1M} représente l'effet du conducteur 1 sur le plan de masse.

C_{2M} représente la capacité équivalente entre celle correspondant à l'effet du conducteur 2 sur le plan des masses en parallèle avec la capacité des circuits branchés entre le conducteur 2 et la masse.

R représente la résistance de charge du conducteur 2.

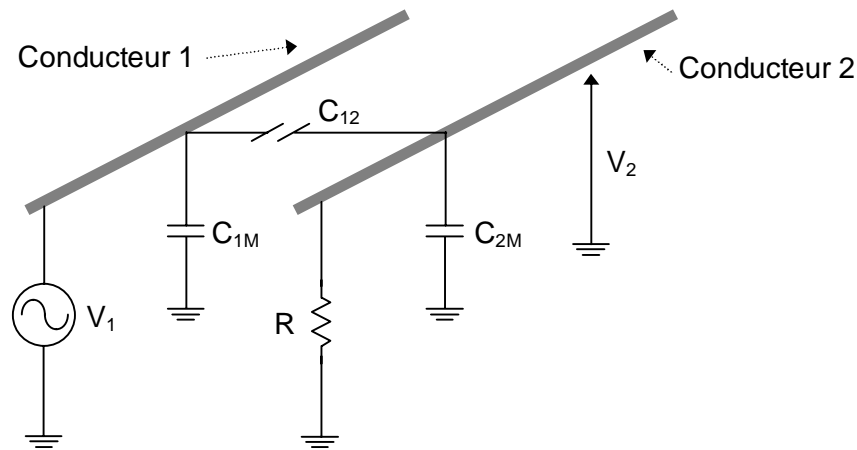


Fig-30 Configuration de couplage capacitif

Pour mettre en évidence l'effet du conducteur 1 sur le conducteur 2 nous étudions le circuit de la figure-31 qui représente le schéma électrique équivalent correspondant à la configuration de la figure-30.

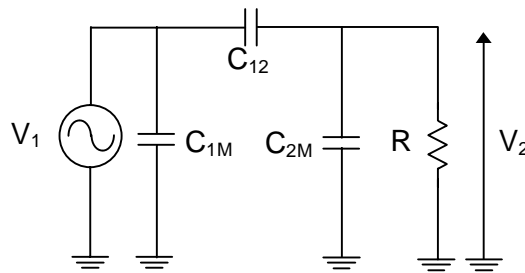


Fig-31 Schéma équivalent - configuration de la figure5-3

$$V_2 = \frac{\frac{R}{1 + jRC_{2M}\omega}}{\frac{R}{1 + jRC_{2M}\omega} + \frac{1}{jC_{12}\omega}} V_1 \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{R}{R + \frac{1 + jRC_{2M}\omega}{jC_{12}\omega}} \quad (54)$$

$$V_2 = \frac{jRC_{12}\omega}{1 + jR(C_{12} + C_{2M})\omega} V_1 \quad (55)$$

Pour avoir une idée sur la nature de ce circuit, nous faisons tendre ω vers zéro puis vers l'infini et nous voyons les valeurs que prend V_2 dans l'équation (2).

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow V_2 \rightarrow 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow V_2 \rightarrow V_1$$

Nous concluons que la relation entre V_1 et V_2 donnée par l'équation (55) est une fonction de transfert d'un filtre passe haut. Suivant la valeur de R par rapport à l'impédance correspondante à $(C_{12} + C_{2M})$ deux cas peuvent se présenter :

$$\text{Cas-1- } R \ll \frac{1}{(C_{12} + C_{2M})\omega} \Rightarrow V_2 = jRC_{12}\omega V_1 \quad (56)$$

La perturbation engendrée par le conducteur 1 dans le conducteur 2 est proportionnelle à la fréquence, R , C_{12} et V_1 . Pour essayer de réduire cette perturbation, il suffit de diminuer ces quatre paramètres ou l'un d'eux.

$$\text{Cas-2- } R \gg \frac{1}{(C_{12} + C_{2M})\omega} \Rightarrow V_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2M}} V_1 \quad (57)$$

Dans ce deuxième cas la perturbation induite sur le conducteur 2 est indépendante de la fréquence. Surtout, elle est plus importante que celle montrée dans le premier cas. Par conséquent, la première idée qui vient à l'esprit pour la diminution de ce bruit est d'essayer d'avoir la plus petite résistance de charge R possible.

Diminuer R revient à intervenir sur les circuits qui chargent le deuxième conducteur chose qui n'est pas facile à réaliser en pratique. Il ne suffit pas de diminuer R , mais qu'elle doit être aussi très petite par rapport à l'impédance formée par $(C_{12} + C_{2M})$. Au lieu de toucher à R et à C_{2M} qui dépendent des circuits de charge du conducteur 2, il suffit de réduire au maximum la valeur de C_{12} . Pour cela nous devons procéder au blindage du conducteur perturbé.

VII-3- COUPLAGE CAPACITIF AVEC CONDUCTEUR 2 BLINDE

Blinder un conducteur ou un circuit revient à enrober ce dernier par une surface mince conductrice, de telle sorte que le conducteur et son blindage soient séparés par un isolant. Pour raison de simplification, nous considérons en premier lieu une charge R infinie pour le

conducteur perturbé. La configuration de la figure 32 représente ce cas. Nous supposons aussi que le conducteur 2 ne déborde pas de son blindage, chose qui est loin d'être obtenue dans le cas pratique. Du circuit électrique de la figure-33 et qui est équivalent à la configuration de la figure-5-5, nous tirerons :

$$V_B = \frac{C_{1B}}{C_{1B} + C_{BM}} V_1 \tag{58}$$

Où :

V_B représente le potentiel crée par le conducteur 1 sur le blindage.

C_{1B} représente la capacité de couplage entre conducteur 1 et le blindage.

C_{BM} représente la capacité entre le blindage et le plan de masse.

Du moment qu'aucun courant ne circule entre le blindage et le conducteur 2 la tension aux bornes de C_{2B} est nulle. Nous pouvons conclure dans ce cas que :

$$V_B = V_2$$

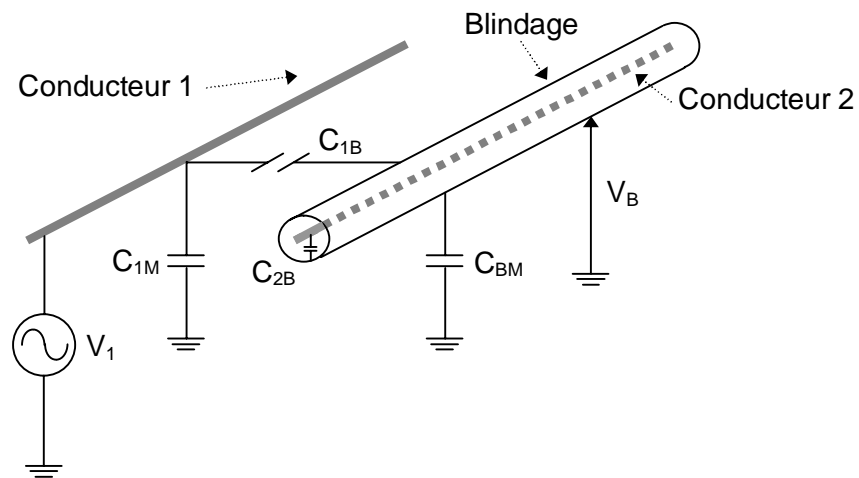


Fig-32 Conducteur perturbé blindé et ne déborde pas du blindage

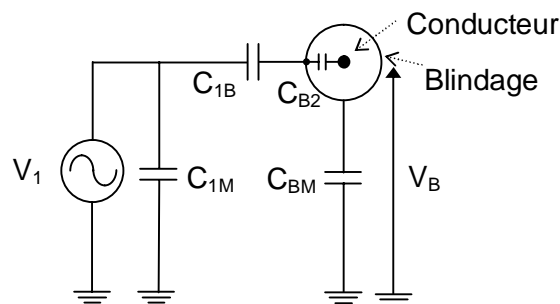


Fig-33 Schéma électrique équivalent pour configuration fig-32

Il suffit de connecter le blindage directement à la masse pour avoir $V_B=V_2=0$. C'est ainsi que le bruit est complètement éliminé au niveau du conducteur 2. Chose qui ne peut être obtenue en pratique à cause du conducteur blindé qui débord de son blindage pour être relié à ses circuits, circuit d'attaque et circuit de charge.

Pour se rapprocher du cas réel, nous considérons le cas de la configuration donnée par la figure-34 et de son schéma électrique équivalent illustré par la figure-35. L'interaction de la source de bruit sur le conducteur 2, est représentée par la capacité de couplage C_{12} . Cette interaction dépend de la partie débordante du connecteur 2 par rapport à son blindage, pour une éventuelle connexion avec une charge ou un autre circuit.

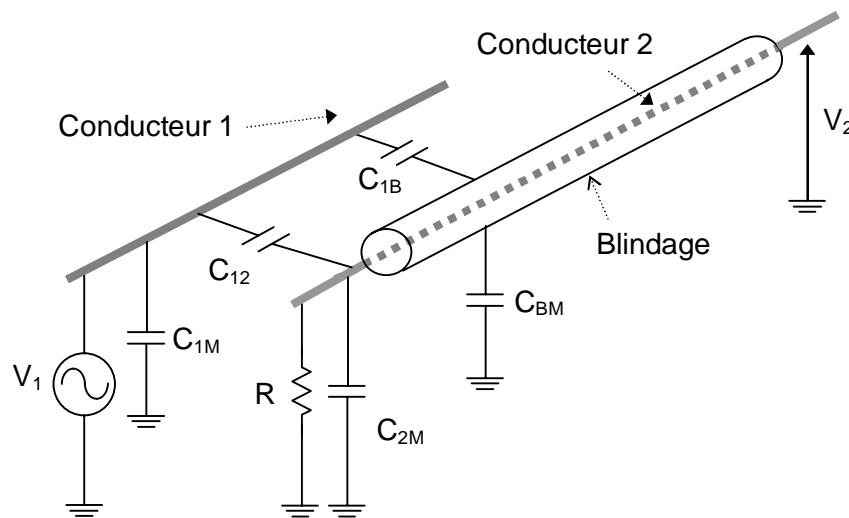


Fig-34 Conducteur perturbé blindé et débord du blindage

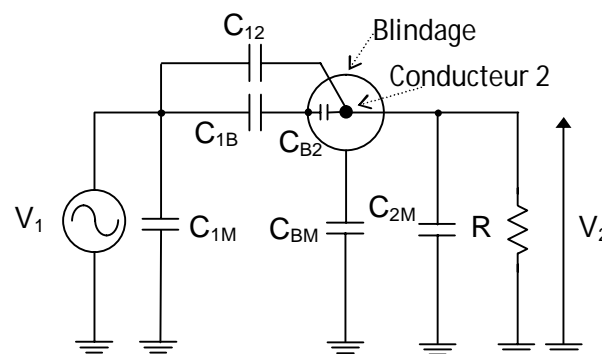


Fig-35 Schéma électrique équivalent pour configuration fig-5-7

La première opération à effectuer pour la diminution des perturbations est de relier le blindage à la masse. Dans ce cas le condensateur C_{2M} sera court-circuité, C_{B2} est en parallèle avec C_{2M} et C_{1B}

en parallèle avec C_{1M} . La relation entre la tension de bruit V_2 et V_1 , respectivement perturbation au niveau du connecteur 2 et bruit au niveau du conducteur 1, est donnée par l'équation (57). L'équation nous mène à son tour à la fonction de transfert du circuit donnée par l'équation (6). Par simple comparaison avec l'équation (55), le circuit est un filtre passe haut.

$$V_2 = \frac{\frac{R}{1 + jR(C_{B2} + C_{2M})\omega}}{\frac{R}{1 + jR(C_{B2} + C_{2M})\omega} + \frac{1}{jC_{12}\omega}} V_1 \quad (59)$$

$$V_2 = \frac{jRC_{12}\omega}{1 + jR(C_{12} + C_{B2} + C_{2M})\omega} V_1 \quad (60)$$

$$\text{Cas-1- } R \ll \frac{1}{(C_{12} + C_{B2} + C_{2M})\omega} \Rightarrow V_2 = jRC_{12}\omega V_1 \quad (61)$$

Le résultat obtenu dans ce cas est le même que celui donné par l'équation (56) pour un conducteur qui n'est pas blindé. Mais ce qui est remarquable, c'est que dans ce cas, le bruit est considérablement réduit à cause de la diminution de C_{12} . La capacité de couplage entre le conducteur 1 et le conducteur 2, est nettement réduite parce qu'elle dépend de la partie débordante du blindage du conducteur 2.

$$\text{Cas-2- } R \gg \frac{1}{(C_{12} + C_{B2} + C_{2M})\omega} \Rightarrow V_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{B2} + C_{2M}} V_1 \quad (62)$$

V_2 est nettement inférieure à celle donnée par l'équation (57). Non seulement le dénominateur de cette dernière a augmenté mais son numérateur a diminué. Pour diminuer d'avantage cette perturbation, il faut que la longueur, de la partie débordante du conducteur blindée, soit la plus courte possible.

VII-4- COUPLAGE INDUCTIF

Un conducteur parcouru par un courant I engendre un flux magnétique ϕ proportionnel à ce courant et dont le coefficient de proportionnalité est une constante appelée inductance, notée par L . Nous pouvons ainsi écrire :

$$\phi = LI \quad (63)$$

L'inductance L dépend des caractéristiques du milieu qui contient le flux créé et surtout des caractéristiques géométriques de la partie responsable de la génération de ce flux. La réversibilité de ce phénomène est vraie. Par conséquent, un conducteur placé dans un milieu

contenant un flux magnétique, il sera parcouru par courant électrique si ce dernier forme une boucle fermée. Ceci est connu sous le nom de phénomène d'induction magnétique d'un circuit sur un autre, qui peut être représenté par :

$$\phi_{12} = M_{12} I_1 \quad (64)$$

Avec :

I_1 courant dans le circuit 1.

ϕ_{12} flux créé par le circuit 1 dans le circuit 2.

M_{12} inductance mutuelle entre le circuit 1 et le circuit 2. A cause de la réciprocité on note

$$M_{12}=M_{21}=M$$

Si le flux ϕ_{12} n'est pas stationnaire une f.e.m V_{ind} induite dans le circuit 2 est obtenue, et elle est exprimée par :

$$V_{ind} = M \frac{dI_1}{dt} \quad (65)$$

Si le circuit 2 est fermée et sa boucle a une surface S, alors l'effet du flux d'un champ magnétique de densité B, induira dans ce dernier une f.e.m induite V_{ind} donnée par la relation suivante :

$$V_{ind} = - \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \times \vec{S} \quad (66)$$

Dans le cas où la surface S est constante et le B est sinusoïdal les expressions des équations (65) et (66) se ramènent à :

$$V_{ind} = j B \omega S \cos\theta \quad (67)$$

$$V_{ind} = j M \omega I_1 \quad (68)$$

Avec θ l'angle entre les vecteurs \vec{B} et \vec{S}

Du moment que le signal sinusoïdal est le signal de base de presque tous les signaux électriques, les équations (67) et (68) représentent les équations fondamentales dans la description des phénomènes d'induction magnétique.

La figure-36 montre le cas d'un couplage magnétique entre deux conducteurs. La perturbation du conducteur 1, parcouru par un courant I_1 , induite sur le conducteur 2 est représentée par

l'induction mutuelle M . La figure-37, donne le schéma électrique équivalent à la figure-36, qui permet l'analyse de cet effet.

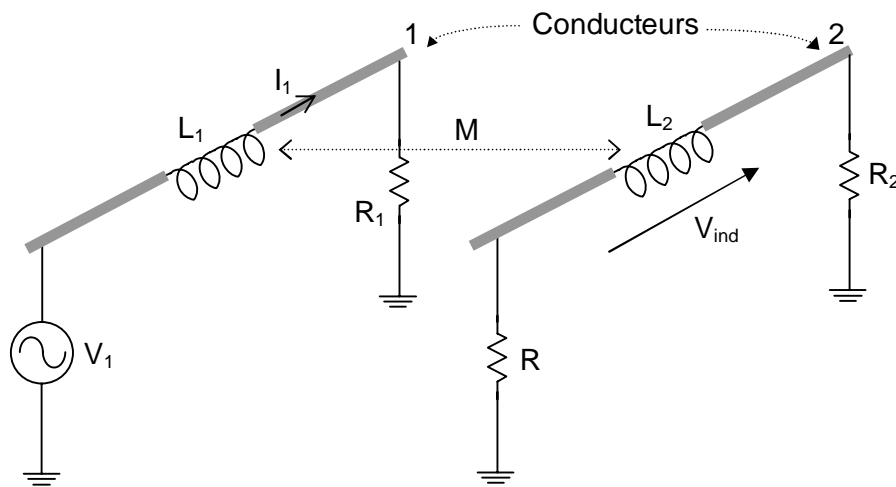


Figure-36 Couplage magnétique entre deux conducteurs

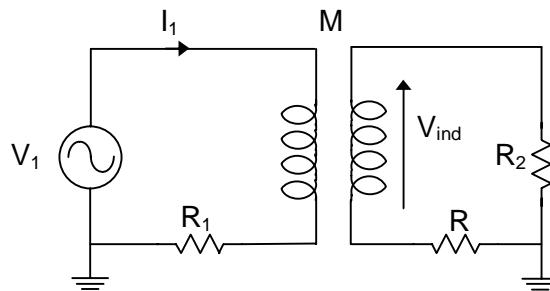


Fig-37 Schéma équivalent à la figure-36

De l'équation (67) nous constatons que pour réduire les perturbations, il suffit d'agir sur B , S et θ .

Réduction de B

La réduction de B s'obtient par une séparation des deux conducteurs ou par la création d'un deuxième champ magnétique opposé. Concernant la séparation des deux conducteurs, c'est une solution qui ne peut pas être réalisée pratiquement. Pour la création d'un champ magnétique opposé, il suffit de torsader les deux conducteurs, qui forment la paire d'alimentation.

Réduction de S

La surface peut être réduite par la réduction des connections entre les différents éléments d'une boucle ou par simple torsade des conducteurs.

Réduction de θ

Pour la réduction de θ on essaye d'orienter les conducteurs de façon à ce qu'ils forment un angle de 90° . Chose qui ne peut pas être facilement obtenue en pratique.

VII-4-1 REDUCTION DU RAYONNEMENT

Il peut être démontré que le flux magnétique créé par un conducteur, cylindrique et creux, se trouve totalement à l'extérieur de ce conducteur. Par conséquent, le flux engendré à l'intérieur d'un conducteur, sous forme d'un tube creux, par un courant qui le traverse est nul.

Généralement, le blindage est un conducteur creux qui contient dans son centre le conducteur de liaison. Il serait alors intéressant de voir l'effet du blindage sur le conducteur, qu'il enferme et vice versa.

Soit le courant I_B , courant qui circule dans le blindage. Il crée un flux magnétique ϕ tout autour de ce blindage, tel qu'il est illustré par la figure-38. Dans ces conditions l'inductance L_B du blindage et l'inductance mutuelle M entre le blindage et le conducteur blindé seront exprimées par les relations (69) et (70) :

$$L_B = \frac{\phi}{I_B} \quad (69)$$

$$M = \frac{\phi}{I_B} \quad (70)$$

$$\text{D'où} \quad M = L_B \quad (71)$$

L'inductance mutuelle entre un conducteur et son blindage est égale à l'inductance propre du blindage.

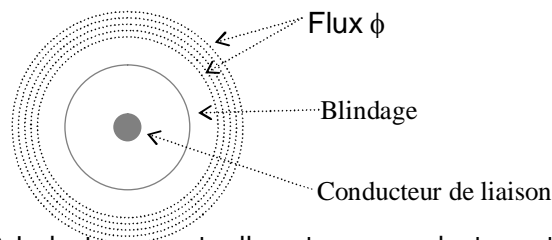


Fig-38 Inductance mutuelle entre un conducteur et son blindage

Supposons que le courant I_B circulant dans le blindage est essentiellement dû à une force électromotrice V_B , induite dans ce dernier. Un conducteur peut être assimilé à une impédance Z série (R, L). Nous exploitons cette assumption et nous exprimons l'impédance équivalente au blindage par:

$$Z_B = R_B + jL_B \omega \quad (72)$$

Le courant I_B sera donné par :

$$I_B = \frac{V_B}{Z_B} \quad (73)$$

La tension induite dans le conducteur de liaison par son blindage est :

$$V_{ind} = j M \omega I_B = j L_B \omega I_B \quad (74)$$

D'où nous tirerons :

$$V_{ind} = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} V_B \quad (75)$$

Où $\omega_0 = \frac{R_B}{L_B}$ représente la pulsation de coupure de la fonction de transfert donnée par l'équation. Cette fonction de transfert est celle d'un filtre passe haut. En d'autres termes, pour des pulsations très grandes à ω_0 , V_{ind} sera égale à V_B .

Pour arrêter le rayonnement d'un conducteur source de bruit il faut le blinder. Et faire en sorte que ce blindage soit parcouru par un courant de façon à produire un champ magnétique externe opposé et égal à celui créé par la source de bruit. C'est ainsi que le champ magnétique résultant sera nul. De la figure-39, nous pouvons expliquer le principe, et surtout nous essayons de

déterminer la condition nécessaire pour que ce cas soit réalisable. La première condition est que le blindage doit être fermé sur la masse des deux côtés pour qu'il y ait un courant qui y circule.

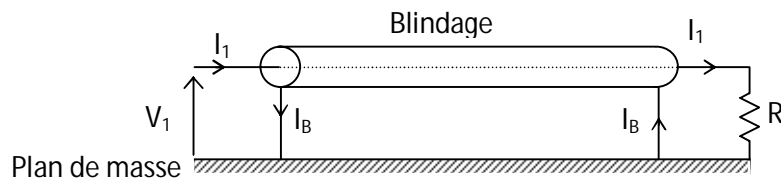


Fig-39 Réduction de rayonnement par blindage de la source

Des équations (72) et (73) nous tirerons les deux expressions que peut prendre la tension induite par le conducteur parcouru par I_1 , sur le blindage. Soit la tension V_B , cette tension induite. Nous pourrions alors écrire :

$$V_B = j M \omega I_1 = Z_B I_B \quad (76)$$

Portant (71) et (72) dans (73) et nous obtiendrons :

$$I_B = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} I_1 \quad (77)$$

Avec

$$\omega_0 = \frac{R_B}{L_B}$$

De l'expression (74) nous pourrions conclure, que pour des pulsations largement supérieures à la pulsation de coupure du blindage ω_0 , le courant I_B est presque égale au courant I_1 . Aucun retour de courant n'apparaît sur le plan de masse. Comme I_B et I_1 sont égaux en modules et opposés en sens, ils créent des champs magnétiques opposés qui vont se neutraliser.

VII-4-2 PROTECTION DU CONDUCTEUR PERTURBE

Concernant la protection d'un circuit contre des perturbations, en provenance d'un circuit auxiliaire, nous citons :

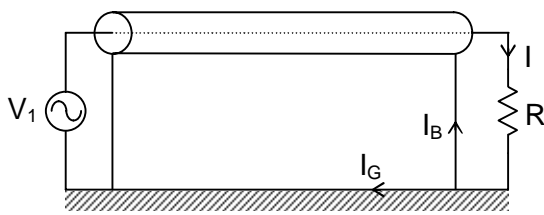


Fig-40 Blindage avec deux extrémités à la masse

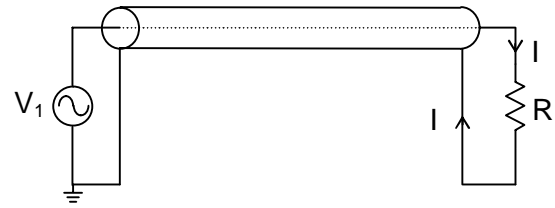


Fig-41 Blindage avec une extrémité à la masse

- La réduction de la surface de la boucle du circuit perturbé.* Une importante considération doit être prise à ce niveau, et qui concerne le chemin de parcourt du courant. Les schémas, figure-40 et figure-41, illustrent un tel cas. Nous constatons à partir de ces deux schémas que si le blindage est mis à la masse des deux cotés, la surface formée par le plan de masse et le reste du circuit est le siège de perturbations. Pour éliminer l'effet de cette surface, on impose au courant de retour, le chemin constitué par le blindage, figure-41.
- Liaison par câble torsadé.* Deux câbles torsadés forment une série de boucles, figure-42. Bien que le courant qui circule est toujours le même, dans deux boucles voisines les sens des courants qui y circulent sont opposés. Par conséquent, les f.e.m induites dans ces deux boucles voisines, sont opposées et leur résultante sera nulle. En pratique, les surfaces des boucles sont loin d'être identiques. Nous pouvons toujours réduire cette erreur par la réduction maximale des surfaces de ces boucles

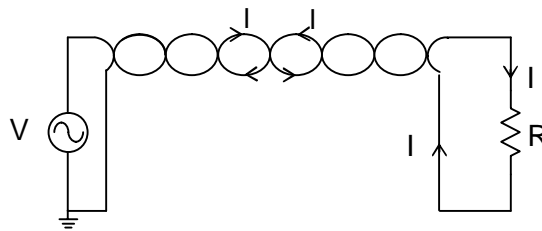


Fig-42 Liaison par câble torsadé

VII-5- PERTURBATIONS DUES A LA MASSE

Dans un circuit électronique quelconque tous les signaux électriques, qui s'y trouvent sont définis par des valeurs bien déterminées. Ces valeurs sont données par rapport à une référence commune à tout le circuit et qui est connue sous le nom de masse. Par conséquent, tout changement de la référence pour une seule partie du circuit, perturbera le bon fonctionnement du circuit et elle induira une erreur au niveau des mesures.

Dans la conception d'un circuit il faut toujours essayer de réaliser une masse qui ne sera pas une source de bruits. Premièrement, il faut éviter les boucles fermées au niveau des masses pour que les f.e.m induites par les champs magnétiques soient nulles. Deuxièmement, la liaison des différentes parties d'un circuit doit être faite de façon à ce que les tensions de référence pour chacun des circuits ne présentent pas un grand écart.

Toute liaison entre deux points, se comporte comme une impédance (R,L), qui lorsqu'elle est traversée par un courant, présente une tension entre ses bornes proportionnelle au courant. Nous pouvons classer les liaisons aux masses en deux grandes catégories : point de masse unique et points de masse multiples.

VII-5-1 POINT DE MASSE UNIQUE

Pour ce cas tous les blocs qui constituent un système sont reliés au même point de masse. Deux cas peuvent se présenter à ce niveau : liaison séries ou liaison parallèle au même point de masse.

Liaison série

Cette configuration est illustrée par le schéma de la figure-43. Nous pouvons remarquer que le potentiel de référence pour un bloc donné est affecté par les courant des autres blocs, suivant bien sur leur emplacement par rapport au point de masse.

De la figure-5-16 nous tirerons :

$$V_1 = (I_1 + I_2 + I_3 + I_4) Z_1$$

$$V_2 = V_1 + (I_2 + I_3 + I_4) Z_2 = (I_1 + I_2 + I_3 + I_4) Z_1 + (I_2 + I_3 + I_4) Z_2$$

$$V_3 = V_2 + (I_3 + I_4) Z_3 = (I_1 + I_2 + I_3 + I_4) Z_1 + (I_2 + I_3 + I_4) Z_2 + (I_3 + I_4) Z_3$$

$$V_4 = V_3 + (I_4) Z_4 = (I_1 + I_2 + I_3 + I_4) Z_1 + (I_2 + I_3 + I_4) Z_2 + (I_3 + I_4) Z_3 + (I_4) Z_4$$

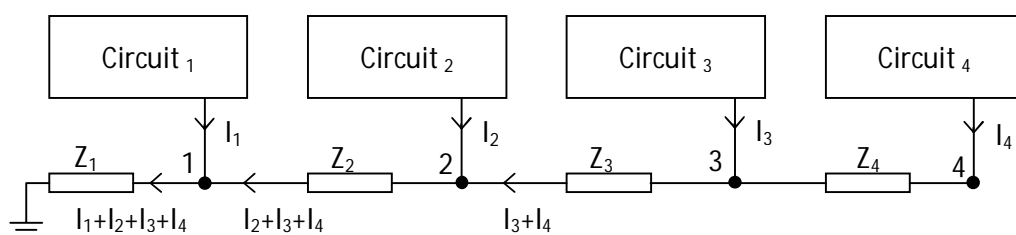


Fig-43 Point de masse unique avec liaison série

Liaison parallèle

Dans ce type de connection seule l'impédance de la ligne de connection d'un circuit entre en jeu, figure-44. Il n'y aura aucune affectation des autres parties. L'inconvénient de ce type de liaison réside dans l'encombrement du circuit, dû aux longueurs des liaisons au point de masse, et surtout leurs effets inductifs pour les hautes fréquences.

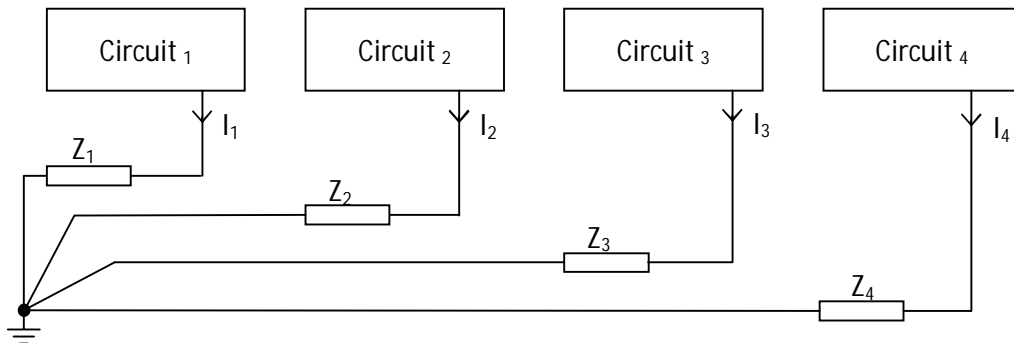


Fig-44 Point de masse unique – liaison parallèle

VII-5-2 POINTS DE MASSE MULTIPLES

L'inductance d'un conducteur de liaison à la masse est étroitement liée à sa longueur. Présence d'inductance entraîne le couplage magnétique. Pour réduire l'effet de ce couplage, il faut agir sur sa source qui sera dans ce cas la réduction des inductances des liaisons.

Les points de masse multiples permettent d'avoir des liaisons les plus courtes possibles, figure-45. Pour les hautes fréquences, les impédances de inductances deviennent très importantes, c'est pour cette raison que les points de masse multiples sont importants, car ils permettent de réduire au maximum la longueur des liaisons au plan de masse.

Un problème peut apparaître à ce niveau, c'est celui lié au courant de retour sur le plan de masse. Pour garder le même potentiel au niveau des points de liaison il faut réduire au maximum la résistance du plan de masse. Pour cela, on doit argenter la surface du plan de masse.

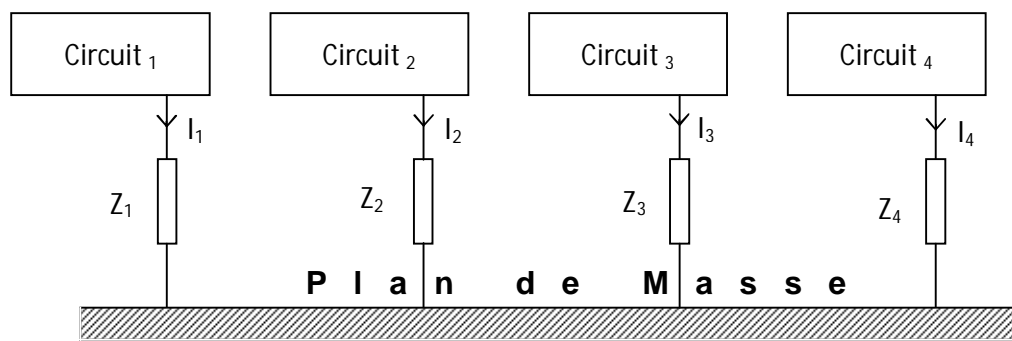


Fig-45 Points de masse multiples