

UNIVERSITE DE TUNIS I

INSTITUT SUPERIEUR DE L'EDUCATION ET LA FORMATION CONTINUE

DEPARTEMENT DES SCIENCES PHYSIQUES ET TECHNIQUES

COURS D'INSTRUMENTATION

MODULE: U.V – GE211

PROPOSE PAR: MECHERGUI . H

ANNEE SCOLAIRE 2002/2003

TABLE DE MATIERE

CHAPITRE I : GENERALITE SU LA MESURE

1- Introduction	1
2- Unité de mesure	2
3- Les étalons de mesure	3
4- Méthodes de mesure	5
5- Les erreurs de mesure	6
6- Caractéristiques des appareils de mesure	8

CHAPITRE II : APPAREILS DE MESURE ANALOGIQUE

1- Définition d'un appareil de mesure	11
2- Technologie	11
3- Appareils de mesure à aiguille	11
3.1 Appareils de mesure électrique	11
3.1.1 Appareils magnétoélectriques	12
3.1.2 Ampèremètre	12
3.1.3 Voltmètre	14
3.1.4 Utilisation en courant alternatif	18
3.1.5 Ampèremètre	20
3.1.6 Voltmètre	22
3.1.7 Mesure pour une forme d'onde quelconque	24
3.1.8 Ohmmètre	27
3.1.9 Appareils ferromagnétiques.....	29
3.1.10 Appareils électrodynamiques	30
3.2 Mesures de puissances et d'énergie	38
3.2.1 Mesure en monophasé	38
3.2.2 Wattmètre à effet Hall	42
3.2.4 Principe de mesure de puissance active et de $\cos\phi$	43
3.2.5 Mesure de la puissance réactive	45
4- Les appareils électroniques analogiques	49
4.1 Principe de fonctionnement et organisation interne	49
4.2 Constitution d'un appareil électronique	49
4.3 Caractéristiques générales	50
4.4 Voltmètre électronique à amplificateur opérationnel ...	51
4.5 Ampèremètre électronique	52
4.6 Appareils électroniques à courant alternatif	52
4.7 Voltmètre de valeur efficace vrai	53
4.7.1 Convertisseur à thermocouple	54
4.7.2 Convertisseur de valeur efficace à ampli opérationnel	54
4.8 Voltmètre de valeur maximale	55

CHAPITRE III : GENERATEUR DE SIGNAUX

1. Introduction	56
2. Principaux types de générateurs	56
3. Oscillateur sinusoïdal basse fréquence	56
3.1 Principe	56
3.2 Oscillateur à pont de Wien	57
3.3 Oscillateur à réseau RC déphaseur.....	59
4. Générateur de fonction	59
4.1 Introduction	60
4.2 Principe	60
4.2.1 Calcul de l'amplitude et de la fréquence d'oscillation	61
4.2.3 Conformateur triangle sinus	62
5. Oscillateur à fréquence audio	63

CHAPITRE IV : LES APPAREILS NUMERIQUES DE MESURE D'INTERVALLE DE TEMPS

1. Introduction	65
2. Fréquencemètre	65
2.1 Principe	65
2.2 Précision.....	66
3. Périodemètre numérique	67
3.1 Principe	67
3.2 Précision.....	67
4. Mesure en haute fréquence	68
5. Phasemètre numérique.....	69
6. Phasemètre à PLL	71

CHAPITRE V : CHAPITRE V : LES APPAREILS A AFFICHAGE NUMERIQUE

1. Introduction	72
2. Caractéristiques d'un appareil à affichage numérique ..	72
3. Différentes méthodes de conversion analogique numérique.	74
3.1 Convertisseurs à comptage d'impulsions	74
3.2 Etude des convertisseurs à comptage	74
3.2.1 Convertisseur simple rampe	74
3.2.2 Convertisseur tension fréquence	75
3.2.3 Convertisseur double rampe	77

CHAPITRE VI : LES INTERFACES

1. Généralité	82
1.1 Transducteur	82
1.2 ADC	82
1.3 Ordinateur	82
1.4 DAC	82
1.5 Les actionneurs	83
2. Les convertisseurs analogiques numériques	83
2.1 CAN à approximation successive	84
2.2 CAN sigma delta	87
2.3 CAN à rampe	99

2.4 CAN Flash	90
2.5 Principales caractéristiques d'un CAN	92
3. Les convertisseurs numériques analogiques	95
3.1 Principe	95
3.2 Utilisation des CNA	96
3.3 Caractéristiques générales d'un CNA	97
3.4 différents types de CNA	103
3.4.1 CNA à résistances pondérées	104
3.4.2 CAN à réseau R/2R	106
3.4.3 Utilisation des CAN	109
3.4.4 Caractéristiques générales	109
4. Echantillonneur bloqueur	113
5. Multiplexage	113
6. Commande d'un ADC par PC	114
CHAPITRE VII : BIBLIOGRAPHIE	115

I – Généralité sur la mesure

1- Introduction

Le savant D. Mendeleev a écrit autrefois "la science commence là où commence la mesure; Cela signifie que nous n'avons pas de science sans mesure. Les recherches scientifiques commencent et se terminent avec la mesure. Les théories et les hypothèses scientifiques reposent sur les objets matériels par leurs expériences physiques; si les résultats sont positifs. La théorie scientifique est valable et reflète objectivement les événements dans la nature. C'est pour nous la loi physique.

Si les résultats de l'expérience sont négatifs, la théorie est fautive et donc non objective.

Selon les vues contemporaines, la mesure est un processus de connaissance qui grâce à l'expérience physique nous donne une information quantitative du rapport entre la grandeur mesurable et une autre grandeur de même nature prise comme unité.

En effet, la connaissance des phénomènes physiques est liée à la notion de mesure. Pour utiliser l'outil que constitue les mathématiques il est nécessaire d'attacher des nombres aux états d'un phénomène. Les appareils de mesure permettent d'établir cette correspondance.

Vu l'importance la mesure dans la science, on présente cet ouvrage afin d'initier les étudiants ingénieurs aux systèmes de mesures utilisés et choisir les méthodes de mesure et le matériel approprié à leurs expériences afin d'obtenir de bons résultats.

On s'intéresse donc à présenter les différentes techniques utilisées par les appareils de mesure et leur classification.

2- Unités de mesure

Pour utiliser commodément les observations que l'on fait des phénomènes naturels, on est amené à attacher une unité à chaque état d'une grandeur. Parmi les unités de mesure on distingue: Les unités de base et les unités dérivées.

Le choix des unités de base du système international sont trois : longueur (mètre, m) – masse (kilogramme, kg) – temps (seconde, s). A ces unités de base nous ajoutons, l'unité électrique (l'ampère, A) ; L'unité thermique (température, degré °C, kelvin K⁰), l'unité optique (Canal, C.D).

Les unités dérivées sont déduites des unités de base selon les lois physiques. Soit les grandeurs A, B qui ont pour unité de base [A] et [B] ; la grandeur C est liée à A et B par la loi physique $C = A \times B$.

L'unité dérivée pour la grandeur C s'écrit sous la forme suivante : $[C] = [A].[B]$

Exemple :

Soit à déterminer l'unité de l'inductance d'une bobine.

La f.e.m induite dans une bobine parcourue par un courant $i(t)$ est $e = -L \frac{di}{dt}$

D'où $L = -\frac{dt}{di} e$. l'unité de l'inductance est $[L] = [e].[\frac{dt}{di}]$ Or $\frac{e}{di} = R$. D'après la loi d'ohm

on a : $[L] = [R] \times [t] = \Omega s = H$ (henry).

L'étude des différents domaines de la physique a conduit à l'introduction de nouvelles grandeurs et en 1960, la conférence internationale des poids et mesures a adopté officiellement le système international d'unités.

Les unités de base de ce système sont :

Grandeur	Nom de l'unité	Symbole de l'unité	dimension
Longueur	Mètre	m	L
Masse	Kilogramme	Kg	M
Temps	Seconde	S	T

Température	Kelvin	K	θ
Intensité de courant Electrique	Ampère	A	I
Quantité de matière	Mole	Mol	N
Intensité lumineuse	candela	Cd	J

Il existe deux unités supplémentaires qui ont été rajoutées, elles sont nécessaires pour définir les unités dérivées. Ce sont :

Angle plan	Le radian	Rd
Angle solide	le stéradian	sr

Unités dérivées ayant des noms spéciaux

Les unités dérivées sont des combinaisons des unités de base et supplémentaire. Certaines possèdent un nom propre (le hertz, le joule...) et peuvent être utilisées pour définir d'autres unités dérivées n'en possédant pas (le newton par mètre, l'ampère par mètre carré).

Le tableau suivant donne les unités dérivées du système international d'unités ayant des noms spéciaux

Grandeur	Nom de l'unité	Symbole de l'unité	dimension
Fréquence	Le hertz	Hz	s^{-1}
Force	Le newton	N	$m.kg.s^{-2}$
Energie, travail	Le joule	J	$m^2.kg.s^{-2}$
Puissance	Le watt	W	$m^2.kg.s^{-3}$
Pression	Le pascal	Pa	$m^{-1}.kg.s^{-2}$
Force électromotrice	Le volt	V	$m^2.kg.s^{-3}.A^{-1}$
Résistance électrique	L'ohm	Ω	$m^2.kg.s^{-3}.A^{-2}$
Conductance électrique	Le siemens	S	$m^{-2}.kg^{-1}.s^3.A^2$
Quantité d'électricité	Le coulomb	C	$s.A$
Capacité électrique	Le farad	F	$m^{-2}.kg^{-1}.s^4.A^2$
Inductance électrique	Le henry	H	$m^2.kg.s^{-2}.A^{-2}$
Flux d'induction Magnétique	Le weber	Wb	$m^2.kg.s^{-2}.A^{-1}$
Induction magnétique	Le tesla	T	$Kg.s^{-2}.A^{-1}$
Flux lumineux	Le lumen	Lm	cd.sr
Eclairement	Le flux	Lx	cd.sr.m ⁻²

Les unités du système international peuvent être précédées d'un préfixe formé à partir de puissance de 10. Le tableau suivant indique les différents préfixes ainsi que leur symbole, qui doit être placé devant le symbole de l'unité.

10^{18}	exa	E
-----------	-----	---

10^{15}	Petra	P
10^{12}	Tera	T
10^9	Giga	G
10^6	Mega	M
10^3	Kilo	k
10^{-3}	Milli	m
10^{-6}	Micro	μ
10^{-9}	Nano	n
10^{-12}	Pico	p
10^{-15}	Femto	f
10^{-18}	Alto	a

Quelques unités d'origine anglo-saxonne sont également couramment utilisées :

Le pouce (inch) : 1 in = 25.4mm = 2.54 cm.

Le pied (foot) : 1 ft = 0.305 m, la livre (pound) : 1 lb = 453.6 g

Le mile : 1 mi = 5280 ft = 1609m

Le mil ; 1mil = 10^{-3} in = 25.4 μ m

3- Les étalons de mesure

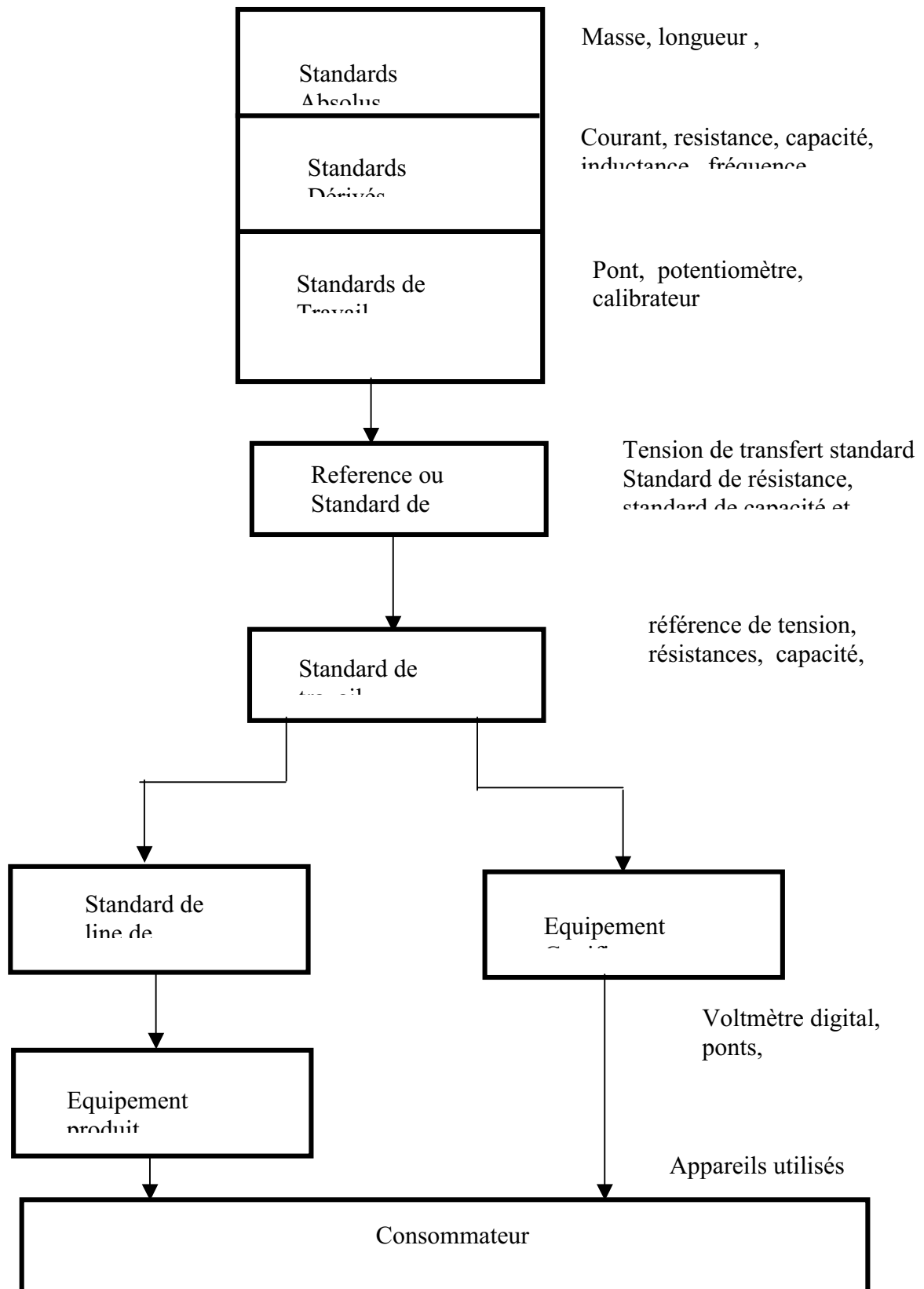
En métrologie, un étalon est un dispositif auquel on doit pouvoir se fier pour contrôler l'exactitude des résultats fournis par un appareil; de mesure..

L'étalon est donc une matérialisation de l'unité. Des lors, on est conduit

à définir une hiérarchie des étalons (1) au sommet de laquelle se trouvent évidemment, les étalons des unités de base du système international.

Ils sont établis par le bureau international des poids et mesure en collaboration avec les plus grands laboratoires mondiaux. A partir de ces étalons de départ a été constitué, par des mesures relatives, la chaîne des étalons de la hiérarchie.

Le rattachement correct des étalons des utilisateurs avec les étalons de départ est la responsabilité du laboratoire nationale de chaque pays.



On trouve successivement les laboratoires primaires (qui détiennent les étalons de base), puis les centres d'étalonnage agréés et enfin les services de métrologie habilités.

Une telle organisation permet aux industriels d'obtenir des garanties officielles pour le rattachement de leurs propres étalons aux étalons S.I unités.

La hiérarchie reliant les étalons primaires aux instruments de laboratoire est représentée par la figure (1).

Les appareils de mesures sont étalonnés par comparaison à d'autres appareils de même nature mais de classe de précision supérieure.

NB: Il est difficile d'avoir un étalon de courant acceptable; car les étalons de courants ne peuvent pas être reproduits facilement et ils ne sont pas assez précis. Ordinairement, on les remplace par les étalons des unités dérivées tel que : résistance, force électromotrice, capacité, inductance propre ou mutuelle.

4- Méthodes de mesure

Pour mesurer une grandeur, on doit le comparer à une autre grandeur de référence ayant la même unité.

Les méthodes principales de mesure sont les suivantes :

- méthode directe
- méthode indirecte

La méthode directe comprend : la méthode de l'évaluation directe et la méthode de comparaison.

4-1 La méthode de l'évaluation directe

On détermine la valeur de la grandeur mesurée directement de l'appareil de mesure qui doit être gradué correctement. Cette méthode de mesure est peu précise.

Exemple: un courant I est mesuré par un ampèremètre.

a) Méthode indirecte :

Les déviations de plusieurs appareils de mesures permettent de déterminer la valeur inconnue. En effet, on mesure les grandeurs inconnues par l'application de certaines lois physiques. Ainsi, on détermine la valeur d'une résistance par la mesure de la tension et le courant qui le traverse (application de la loi d'ohm)..

b) Déviation et substitution

Les grandeurs mesurées sont comparées à d'autres grandeurs qui sont choisies comme étalon.

Exemple : si $U_1=U_e$ et $I_1= I_e$ on a : $X=R_e$

c) Méthode de zéro

La méthode de zéro est plus précise car elle a une sensibilité plus grande que les autres méthodes. La grandeur inconnue est déterminée lorsque l'appareil de mesure donne une déviation effective nulle.

Exemple : dans un pont de Wheatstone lorsque $i_g = 0$, on a : $X=R.A/B$.

d) Méthode de résonance

La grandeur inconnue est déterminée lorsque la déviation de l'appareil de mesure passe par un maximum c'est la résonance. Exemple un circuit RLC

$LW=1/CW$.

En tout cas la mesure d'une grandeur inconnue nécessite toujours une mesure effective.

5- Erreurs de mesures

5.1 Généralités

L'une des tâches essentielles des scientifiques est d'effectuer des mesures. Or, quel que soit le soin apporté à la mise en œuvre de la mesure; à la précision de l'appareil, la compétence de l'opérateur, le respect des règles de manipulation et le contrôle sévère de tous les paramètres d'influence, il restera toujours une incertitude sur la mesure, aussi infime soit-elle. Tous les efforts accomplis dans le domaine de l'instrumentation visent à faire tendre cette incertitude vers une valeur de plus en plus faible, tout en sachant qu'il ne sera jamais possible de l'annuler. C'est pourquoi, toute mesure pour être complète doit comporter non seulement la valeur mesurée, mais également les limites de l'erreur possible sur la valeur donnée. Cette erreur ne signifie pas, bien entendu que la mesure est de mauvaise qualité, mais exprime simplement la limite réelle d'un appareil de mesure.

En effet, le résultat obtenu lors de la mesure d'une grandeur physique diffère toujours de la valeur exacte. Cette grandeur est approchée donc entachée d'une certaine erreur ; on dit qu'on commet une erreur. En effet, si la grandeur à mesurer est obtenue par une seule mesure (mesurage direct), on estime l'incertitude. Si elle découle de la mesure de plusieurs grandeurs (mesurage indirect), on calculera une incertitude. Si l'on effectue un grand nombre de mesures pour chaque grandeur concernée, l'incertitude recherchée sera calculée à partir de considérations statistiques.

5.2 Incertitudes de mesures

a) Incertitude absolue

L'erreur absolue est la différence entre la valeur mesurée X_m et sa valeur exacte X_e . En effet, l'incertitude ΔX a une limite supérieure raisonnable de l'erreur telle que l'on puisse affirmer.

$X_m - \Delta X < X_e < X_m + \Delta X$. En l'absence d'indication explicite, l'incertitude absolue d'un résultat est égale à une demi-unité du dernier chiffre exprimé.

L'erreur peut être exprimée de manière décimale, en pourcentage, en ppm (part par million) ou en puissance de 10.

b) Incertitude relative

Elle représente le rapport de l'erreur absolue à la valeur réelle de la grandeur X ; elle est

égale à $\frac{\Delta X}{X_m} = 0.02$, on dira que la précision est de 2 % .

6- Classification des erreurs

Les erreurs de mesure peuvent être classées en :

a) Erreurs systématiques

Elles affectent une mesure toujours dans le même sens et de la même quantité, ces erreurs sont dues à la méthode utilisée., donc l'erreur est due suite à la détérioration d'une grandeur de comparaison qui est utilisée dans la mesure et dont la valeur réelle diffère de la valeur nominale ect.

À un réglage imparfait (faux zéro d'un appareil de mesure). On peut les corriger en changeant de méthode ou d'appareil ou en affectant le résultat d'un terme correcteur :

$$X_{\text{mes}} = \frac{V}{I}, X_{\text{réelle}} = X_{\text{mes}} - \delta_A, \text{ avec } \delta_A \text{ terme correcteur.}$$

Par exemple une règle dont les divisions seraient trop écartées donnerait systématiquement une mesure trop faible.

Une erreur systématique est constante en grandeur et en signe, On peut l'éliminer par un étalonnage fréquent de l'appareil de mesure et une étude critique de la méthode expérimentale

b) Erreurs fortuites

Si on veut mesurer une grandeur électrique avec une certaine précision, on doit tenir compte de l'influence possible d'agents extérieurs sur le dispositif utilisé. Ces erreurs n'obéissent à aucune loi, elles sont purement aléatoires. Elles peuvent fausser complètement la mesure. Donc on s'efforce de les éliminer partiellement en faisant la moyenne des résultats observés ; ou bien d'atténuer leurs effets.

Elles résultent de la classe de précision des appareils et du matériel de mesure, des champs magnétiques parasites qui peuvent créer un couple qui perturbe l'équipage mobile de certains appareils de mesure. S'ils sont variables ils peuvent également produire une force électromotrice parasite dans les circuits.

Elles sont dues aussi aux capacités parasites, le vieillissement de l'appareillage de mesure et la température influent sur les forces électromotrices des piles, sur la valeur d'une résistance ou d'un condensateur.

c) Conclusion

On essaye d'éviter les erreurs accidentelles, et on tient compte des erreurs systématiques et fortuites. Cette tâche revient à l'expérimentateur de définir la méthode qui satisfait la précision demandée.

Une fois la mesure est faite on essaye d'évaluer l'erreur systématique (si possible de l'éviter) et on calcule la limite supérieure de l'erreur fortuite permettant l'écriture de la valeur adoptée;

Le résultat cherché peut s'écrire soit :

$$X_c = X_m \pm \Delta X \text{ ou } X_c = X_m \pm \varepsilon\% .$$

d) limite supérieure de l'erreur

Les incertitudes absolues et relatives dépendent des incertitudes sur plusieurs autres mesurages. Elles, telle que la méthode de la différentielle soit une grandeur X déterminée en fonction des grandeurs $X_i = (i = 1, 2, 3, \dots, n)$, par la relation $X = f(X_1, X_2, X_3, \dots, X_n)$; les grandeurs : $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ étant des variables indépendantes.

La fonction f étant explicitement connue (exemple: $R = \frac{U}{I}$), il faut déterminer l'incertitude

ΔX à partir des incertitudes estimées : $\Delta X_1, \Delta X_2, \Delta X_3, \dots, \Delta X_n$. La variation de X est liée aux variations des grandeurs $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$.

Si les erreurs sur X_1, X_2, X_3, \dots et X_n sont petites, il suffit de développer la

$$\text{La fonction } X \text{ en série de Taylor } \delta X = \frac{\delta f}{\delta X_1} \sigma X_1 + \frac{\delta f}{\delta X_2} \sigma X_2 + \dots + \frac{\delta f}{\delta X_n} \sigma X_n$$

Ensuite, on prend les valeurs absolues des dérivées et on remplace-les

$\delta X_1, \delta X_2, \delta X_3, \dots, \delta X_n$ par les incertitudes estimées $\Delta X_1, \Delta X_2, \Delta X_3, \dots$ et ΔX_n

$$\text{D'où : } |\Delta X| = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\delta X}{\delta X_i} \right| |\Delta X_i| \quad (1)$$

Pour faire apparaître les erreurs relatives, on divise (1) par

$X = f(X_1, X_2, X_3, \dots, X_n)$, on aura :

$$\frac{\Delta X}{X} = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\delta f}{\delta X_i} \right| \frac{|\Delta X_i|}{X} = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\delta}{\delta x_i} \ln f(X_1, X_2, X, \dots, X_n) \right| |\Delta X_i|$$

Par conséquent, on peut prendre comme borne d'erreur relative de la fonction X

$$\varepsilon_x = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\delta}{\delta x_i} \ln X \right| |\Delta X_i|$$

Si on pose : $\frac{\Delta X_i}{X_i} = \varepsilon_i$ ou $\varepsilon_x = \frac{\Delta X}{X} = \sum \frac{\delta}{\delta X_2} [Ln f(X_1, X_2, \dots, X_n)]$

On ne connaît pas le signe de la grandeur relative $\frac{\Delta X_i}{X_i}$ mais on connaît leur limite

supérieure; on remplace, alors, les $\frac{\Delta X_i}{X_i}$ par leur limite supérieure

$$|\varepsilon_x| = \left| \frac{\Delta X}{X} \right| = \sum \left| \frac{\delta}{\delta X_2} [Ln f(X_1, X_2, \dots, X_n)] \right|$$

6- Caractéristiques des appareils de mesure

a) Calibre de mesure: Capacité maximale de l'appareil de mesure (range or **العيار**)

b) Classe de précision

Le constructeur est tenu de définir la classe de son appareil qui fixe la marge maximale d'incertitude de construction. Un appareil est dit de classe 2 quand l'incertitude absolue de construction est inférieure à 2% du maximum de l'échelle (c'est à dire du calibre. Sur le calibre 10A d'un ampèremètre de classe 2, l'incertitude de construction sera au maximum égale à 2% .10A = 0.2A.

Cette classe est définie par le rapport entre l'erreur commise à l'étalonnage et l'incertitude

$$\text{de mesure : } \varepsilon_N = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X_m - X_N}{X_N} .$$

La commission électrotechnique internationale donne les indices de classes suivants :

0.001; 0.002; 0.005 ; 0.01 ; 0.02; 0.05 ;0.1 ; 0.2; 0.5; 1; 1.5; 2; 2.5; 4.0

Il est conseillé généralement d'utiliser le dernier tiers ou, à la limite, la seconde moitié du cadran. On utilise ainsi un calibre 10 A pour $5A \leq I \leq 10 A$.

On utilise un calibre 3 A pour $1.5 A \leq I \leq 3 A$.

Application :

1) On veut construire un ampèremètre a plusieurs calibres pour mesurer des intensités comprises entre 1 et 10 A.

Quels sont les quatre calibres que vous conseiller ?

2) On veut mesurer une tension de 220 V a l'aide d'un voltmètre comportant les calibres 1000V, 500V et 300V.

Quel calibre choisissez vous ?

Quelle est l'incertitude de construction si la classe de l'appareil est de 1.5 ?

Quelle serait cette incertitude sur les deux autres calibres.

c) Classe de précision d'un appareil a affichage numerique

Pour ce type d'appareils, les constructeurs fournissent une indication qui nous permet de calculer l'incertitude totale sur la mesure.

L'incertitude est très souvent donnée de la manière suivante

$$\Delta x = y\% + z.\text{unités} .$$

- y% représente un premier terme proportionnel a la lecture x :

$$- y\% = \text{classe \% lecture } (X_m). \text{ ou bien } y = \frac{\text{classe}}{100} \times \text{lecture}$$

- z est donne par le constructeur, est défini comme étant le rapport entre le calibre utilise et le nombre de points de l'appareil multiplier par la résolution de l'appareil; z=

$$\frac{\text{calibre de l'appareil}}{\text{nombre de points}} \times \text{unité de résolution}$$

- Donc en numérique la précision donnée par le constructeur permet une appréciation rapide de l'incertitude.
- **Exemple 1** : Soit un voltmètre numérique à trois afficheurs lumineux. Si cet appareil a 500 points (000, 001, ... 498, 499) et présente une précision de 0.2% unités, quelle sera l'incertitude relative sur une lecture de 38,0 V pour un calibre et ayant une résolution de ± 2 unités de représentation.

- Réponse

Sur le calibre de 50 V on a la correspondance : $Unité = \frac{50}{500} = 0.1 \text{ V}$

Si la lecture $V = 38.0$ l'incertitude ΔV comporte 2 termes :

- Premier terme dû à la classe de l'appareil $\frac{0.2}{100} \times 38.0 \text{ V} = 0.08 \text{ V}$

Deuxième terme due à la résolution :

$Z = 2 \times (0.1) = 0.2 \text{ V}$; d'où: $\Delta V = 0.08 + 0.2 = 0.28 \text{ V}$ et $\frac{\Delta V}{V} = \frac{0.28}{38.0} = 0.008$ soit 0.8%.

Exemple 2 : Avec un MX512 – metrix on a : affichage 2000 points de 0000 à 1999. Sur le calibre 1000 V on a une précision indiquée de $\pm (0.5\% L + 1UR)$ ou L est la lecture affichée et UR l'unité de représentation (résolution) selon la recommandation CEI-485 de 1974 (c'est l'unité de décade de poids le plus faible).

On aura : $1 \text{ UR} = \frac{\text{calibre}}{\text{nombre de points}} \text{ points} = \frac{1000}{2000} = 0.5 \text{ V}$.

On lit $L = 980 \text{ V}$ soit une précision de : $\pm (0.5 \times \frac{0.5}{100} 980 + 0.5) \cong$

$\pm (4.9 \text{ V} + 0.5 \text{ V}) \cong \pm 5.4 \text{ V}$ donc : $U \in [974 \text{ V} ; 986 \text{ V}]$ et $\frac{\Delta U}{U} \cong 0.6\%$.

On choisira la plus petite gamme possible permettant le plus de chiffres significatifs à l'affichage ce qui rejoint ce qui a été dit les classes des appareils analogiques.

Quel que soit l'appareil : -si l'indication de surcharge n'apparaît pas, la lecture est correcte
- si l'indication de surcharge apparaît, il faut changer de gamme.

Exemple 3 :

La précision d'un multimètre à affichage numérique est donnée par le constructeur sous la forme suivante : 0.5% de la lecture \pm un digit ; c'est à dire $\pm (0.5\% \text{ de lecture}) \pm 1 \text{ digit}$. Ce digit étant le plus petit chiffre à droite de l'afficheur. Par exemple, un circuit d'affichage de 100.0 V a une précision de : $\pm (0.5\% \text{ de } 100.0 \text{ V}) \pm 0.001 \text{ V} = 0.5 \text{ V} \pm 0.001 \text{ V} = \pm 0.6 \text{ V}$

Ainsi, la valeur de la tension mesurée est : $100 \text{ V} \pm 0.6 \text{ V} = 99.4 \text{ V}$ à 100.6 V .

Exemple 4:

Un voltmètre à affichage numérique indique 5.432 V. Si la précision de l'appareil est spécifié par la formule suivante $\pm 0.1\%$ de la lecture, calculer la limite maximale et minimale de la tension à mesurer

Solution :

L'erreur = $\pm (0.1\% \text{ de } 5.432 \text{ V}) \pm 0.001 \text{ V} = \pm 0.005 \text{ V} \pm 0.001 \text{ V} = \pm 0.006 \text{ V}$

la valeur de la tension à mesurer devient :

$5.432 \text{ V} \pm 0.006 \text{ V} = 5.426 \text{ V}$ à 5.438 V .

d) Durée de mesure

Quand la grandeur mesurée est une tension, un courant ou une résistance (cas d'un voltmètre, ampèremètre ou un ohmmètre numérique), il existe une conversion analogique - numérique de l'appareil.

la conversion est faite durant des instants différents et non en permanence comme pour un appareil analogique.

Quand la grandeur est une fréquence (cas d'un fréquencemètre), l'appareil numérique compte des impulsions pendant un certain temps, après mise en forme du signal. par conséquent, l'appareil ne peut fonctionner correctement que si le signal est appliqué pendant un temps suffisamment long, d'autant plus long que la sensibilité désirée est plus grande.

La durée de mesure peut varier entre 10 ms et 10 s.

- **Echelle** : Repère gradué servant à comparer les valeurs représentant l'état des grandeurs (scale or **المدى**).

C'est l'écart compris entre la valeur nominale et la valeur maximale d'une grandeur qu'un appareil de mesure peut saisir.

- **Fidélité**

Un appareil est fidèle lorsque pour une série de mesure de la même valeur de la variable, on obtient le même résultat

- Résolution : C'est la plus petite différence de valeur qu'un appareil peut distinguer.

- Précision : C'est la qualité d'un appareil qui doit être à la fois juste et fidèle

- Sensibilité : Rapport entre la variation de l'indication d'un appareil de mesure et celle de la

qualité de grandeur mesurée $S_N = \frac{I}{K_N} = \frac{\alpha_N}{X_N}$

- **Constante d'étalonnage**

C'est le rapport entre la valeur nominale de la grandeur mesurée (le calibre) et l'angle de

rotation nominal : $K_N = \frac{X_N}{\alpha_N}$

Si la grandeur à mesurer X_m produit un angle de rotation α_x la valeur mesurée sera :

$$X_m = K_N \cdot \alpha_x$$

II- Appareils de mesure analogique

1. Définition d'un appareil de mesure

Généralement une grandeur physique à mesurer n'est pas directement accessible à nos sens, seuls ses effets sont susceptibles de l'être.

Un appareil de mesure est un système qui traduit un phénomène physique non ou difficilement accessible à nos sens en un autre phénomène pouvant être visualisée et estimé.

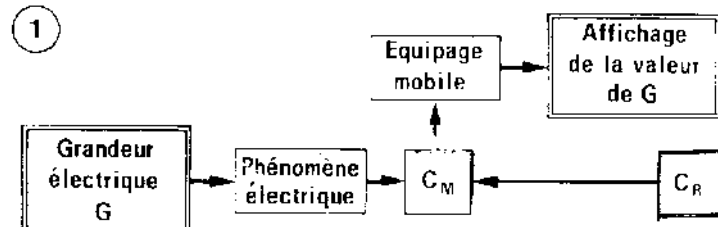


Fig.1 schéma de principe d'un appareil de mesure

2. Technologie

Les techniques utilisées par les appareils de mesure peuvent être classées en deux groupes :

Les techniques analogiques, dans lesquelles les appareils de mesure utilisent l'effet d'un champ magnétique pour faire déplacer un équipement entraînant ainsi une aiguille, cette dernière donne l'indication de la grandeur à mesurer

(courant, tension, puissance ...).

Les techniques à affichage numériques pour laquelle l'appareil de mesure donne la grandeur mesurée sous une forme de chiffres lumineux.

3. Appareils de mesure à aiguille

Les appareils analogiques à aiguille sont ceux qui mesurent la variation d'un signal d'une façon continue. Les appareils analogiques sont très répandus malgré que le nombre des appareils numériques est entrain d'accroître.

Ces appareils existent encore pour différentes applications. Un grand nombre d'appareils analogiques sont électroniques et utilisent l'effet d'un champ magnétique pour pouvoir donner l'indication qui se traduit par un déplacement D de l'aiguille $D = K.f(i)$ (mN).

Pour obtenir une déviation constante, il faut équiper l'aiguille par un système de rappel (ressort de rappel); ayant une équation $D = C_R.\theta$

θ : angle de rotation du cadre en radian, C_R : constante torsion

3.1 Appareils de mesure électrique

Un appareil de mesure est dit électrique, lorsqu'il ne comporte ni amplification ni alimentation auxiliaire.

Pour trouver la nature d'un appareil de mesure, il suffit de regarder les indications sur le cadran, on trouve principalement :

les appareils magnétoélectriques qui mesurent la valeur moyenne

les appareils ferromagnétiques mesurent la valeur efficace ou la puissance.

les appareils électrodynamiques mesurent aussi la valeur efficace ou la puissance.

3.1.1- Appareils magnétoélectriques

a- Principe de fonctionnement

Ces appareils appelés à cadre mobile sont constitués par :
 -un aimant permanent, à symétrie cylindrique, créant dans l'entrefer une induction B radiale.
 Dans l'entrefer peut se déplacer un cadre mobile (conducteur parcouru par un courant i).

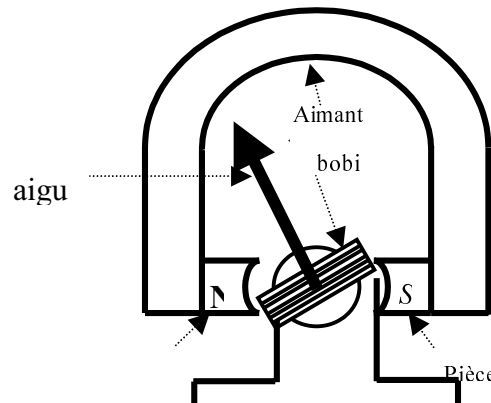


Fig.2 schéma de principe d'un galvanomètre à cadre

b) Expression du couple moteur

Le cadre comporte n spires et ayant une surface S, la longueur du cadre est 2a.

D'après la loi de Laplace, le cadre est soumis à un couple moteur

$C_M = nBSi$, $\Phi_0 = nBs$ d'où $C_M = \Phi_0 i$ Φ_0 est le flux de l'aimant permanent.

D'après la figure (3.2) le conducteur vertical est actif, et il est soumis à une force

$f = Bli$. La spire a deux conducteurs actifs, donc elle est soumise un couple dont le moment par rapport à l'axe est $f.a + f.a = 2aBli$.

Le cadre se déplace puis trouve son équilibre, quand $C_M = C_R$. Si C est la constante de torsion du fil de suspension (ressort de rappel) et θ l'angle de rotation du cadre on aura $C_R = C$ et $C_M = C$. θ d'où $\Phi_0.i = C.\theta$. La déviation α (ou θ) en divisions sur l'échelle de

lecture est : $\alpha = K.i$, avec $K = \frac{\Phi_0}{C}$. La déviation α est proportionnelle au courant i.

Le sens de la déviation α dépend du sens du courant i, on dit que ces appareils sont polarisés. En courant alternatif, il mesure la valeur moyenne, car l'inertie du cadre est grande pour que celui-ci suit les variations du couple (C_M) donc le couple résistant (C_R) équilibre le couple moyen. Si la fréquence est basse l'aiguille du galvanomètre oscillera.

c). Temps de réponse

Le cadre mobile parcouru par un courant i constant, n'atteint pas instantanément sa position d'équilibre α . Il décrit un certain nombre d'oscillation autour de sa position d'équilibre.

Quand il y a une variation de la grandeur à mesurer, le cadre subit une accélération de la

forme ; $J \frac{d\theta^2}{dt^2}$ avec J: Le moment d'inertie du cadre par rapport à son axe de rotation. Le

cadre est lié à un ressort de rappel, il se déplace à la vitesse $V = D. \frac{d\theta}{dt}$

Le mouvement du cadre est décrit par: $J \frac{d\theta^2}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + C\theta = \Phi_0 .i$

Ayant pour solution statique (à l'équilibre) : $C\theta = \Phi_0.i$ à l'équilibre $C_M = C_R$

et une solution dynamique : $\theta = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t}$ avec A et B constantes arbitraires :

$$\lambda_1 = \frac{-d}{2J} + \left(\frac{D^2}{4J^2} - \frac{C}{J}\right)^{\frac{1}{2}} \text{ et } \lambda_2 = \frac{-d}{2J} - \left(\frac{D^2}{4J^2} - \frac{C}{J}\right)^{\frac{1}{2}}$$

C et J sont des constantes imposées par les constructeurs. D est l'amortissement, il peut changer selon le discriminant $\Delta = \frac{D^2}{4J^2} - \frac{C}{J}$

L'étude du discriminant, $\Delta = \frac{D^2}{4J^2} - \frac{C}{J}$ permet de distinguer trois cas:

$\frac{D^2}{4J^2} > \frac{C}{J}$, dans ce cas λ_1 et λ_2 sont réelles mais inégales (courbe 1).

Le cadre tend vers sa position d'équilibre sans osciller, le mouvement est dit

apériodique. $\frac{D^2}{4J^2} = \frac{C}{J}$, les racines λ_1 et λ_2 sont égales, le mouvement est dit critique (

courbe2). $\frac{D^2}{4J^2} < \frac{C}{J}$, les racines λ_1 et λ_2 sont conjuguées et complexes. Le cadre

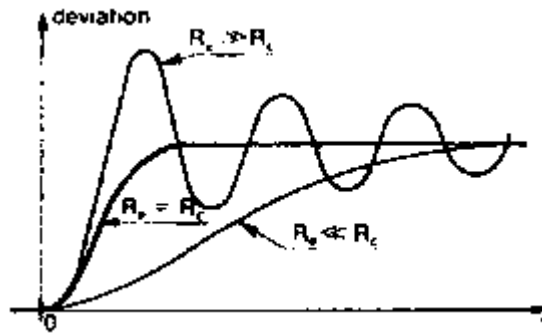


Fig.3 temps de réponse d'un galvanomètre de mesure

décrit des oscillations d'amplitudes décroissantes le mouvement est dit pseudo-périodique

(courbe 3). $T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{C}{J} - (\frac{D}{2J})^2}}$

d) Conclusion

En pratique, on cherche un mouvement oscillatoire voisin du critique ou Δ est très faiblement négatif (fig.3.3b). Ce mouvement est appelé amortissement optimum, il est adopté dans les appareils de mesure.

e) Dynamique de mesure

La dynamique de mesure varie de 0.1 nA à 10 A et de quelques nV à 1000V.

f) Caractéristique d'entrée

A l'équilibre du cadre, le galvanomètre est équivalent à une résistance dont la valeur peut varier entre quelques dizaines à quelques milliers d'ohms.

3.1.2- Ampèremètre magnétoélectrique

a- Principe

Il est constitué par un galvanomètre à aiguille, muni d'un shunt. Un ampèremètre multicalibres comporte soit plusieurs bornes soit un commutateur et une indication de polarité une fraction du courant externe I_s est dérivée dans le cadre mobile de l'appareil.

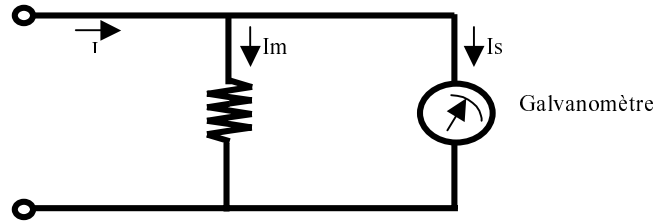


Fig 4 circuit de base d'un

b) Caractéristiques de transfert

La classe peut aller de 0.2 à 1.5 et le temps de réponse est $T_R < 1$ s.

c) Caractéristiques d'entrée

A l'équilibre l'ampèremètre présente une résistance R_a .

R_a dépend du calibre ; si g est la résistance de l'équipage mobile et S celle du shunt extérieur on a :

$$R_a = \frac{S \cdot g}{S + g} \text{ plus faible que } g \text{ et variable avec } S.$$

Pour une déviation maximale, le cadre est parcouru par i_{\max} avec $U_{\max} = g \cdot i_{\max}$ indépendant du calibre.

d) Calcul des calibres

On a un ampèremètre à shunts en série On pose $S = S_1 + S_2 + S_3$, et $r = g + S$

*Calibre I_1 : le calibre pour le courant I_1 est :

$$S_1 (I_1 - i_g) = (r - S_1) \cdot i_g \text{ ou } S_1 I_1 = r \cdot i_g ; \text{ on pose } m_1 = \frac{I_1}{i_g} = \frac{r}{S_1} = \frac{g + S}{S_1}$$

$$* \text{ Calibre } I_2 : m_2 = \frac{I_2}{i_g} = \frac{g + S}{S_1 + S_2} = \frac{r}{S_1 + S_2}$$

$$* \text{ Calibre } I_3 : m_3 = \frac{I_3}{i_g} = \frac{g + S}{S_1 + S_2 + S_3} = \frac{r}{S}$$

$$* \text{ Calibre } I_n : m_n = \frac{I_n}{i_g} = \frac{g + S}{\sum_{i=1}^n S_i}$$

Si g et les calibres m_1, m_2, m_3 sont donnés, on peut déterminer tous les shunts.

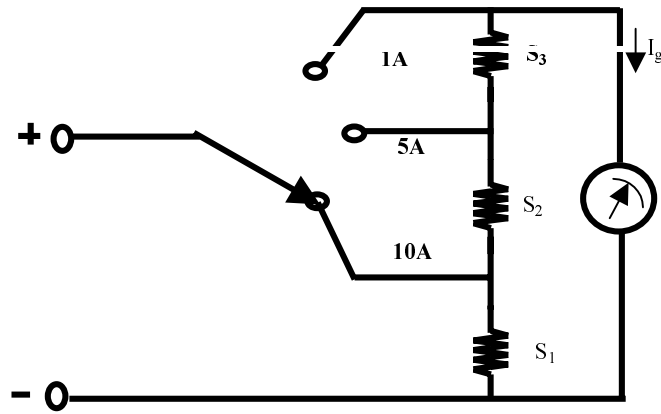


Fig .5

Exercice 1 :

En utilisant un galvanomètre de $100\Omega / 2\text{mA}$ déterminer les résistances shunts (S1, S2, S3, S4) pour les calibres suivants: $I_1= 20\text{mA}$; $I_2 = 100\text{mA}$; $I_3= 200\text{mA}$; $I_4= 0.5\text{A}$.

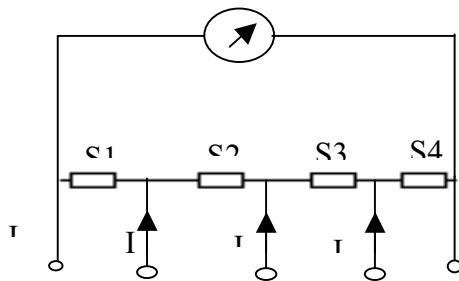
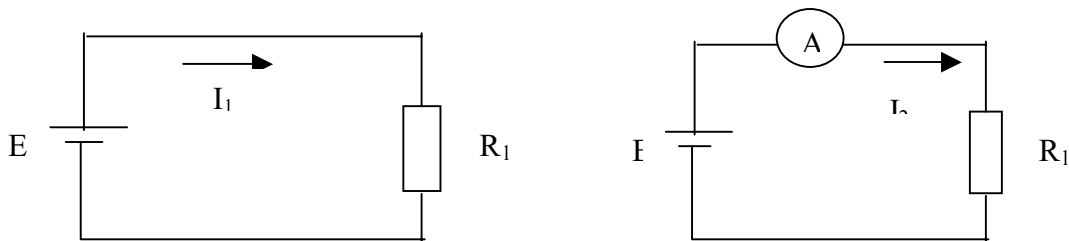


Fig .6

e) Erreur systématique introduit par l'ampèremètre

A cause de sa résistance interne (R_A) l'ampèremètre introduit une erreur systématique.



$$I_1 = \frac{E}{R_l} \quad I_2 = \frac{E}{R_A + R_l} \quad \varepsilon_I = \frac{I_1 - I_2}{I_1} = \left(1 - \frac{R_l}{R_A + R_l}\right)$$

$$\text{ou } \varepsilon_I \% = \left(1 - \frac{R_l}{R_A + R_l}\right) \cdot 100 \%$$

3.1.3 Voltmètre magnétoélectrique

a- principe

Il est constitué par un galvanomètre à aiguille, peu sensible et menu de résistance additionnelle en série.

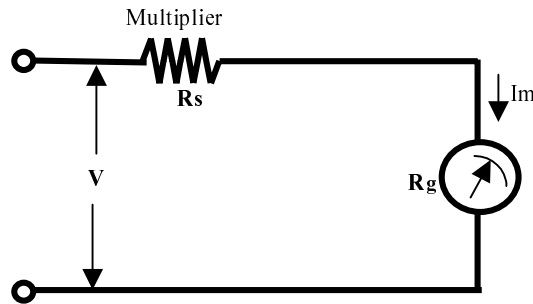


Fig.7 Circuit de base d'un voltmètre

$$V_1 = (R_1 + R_g) \cdot i_g ; u_2 = (R_1 + R_2 + R_g) \cdot i_g ; \dots ; u_n = (\sum_{i=1}^n R_i + R_g) \cdot i_g$$

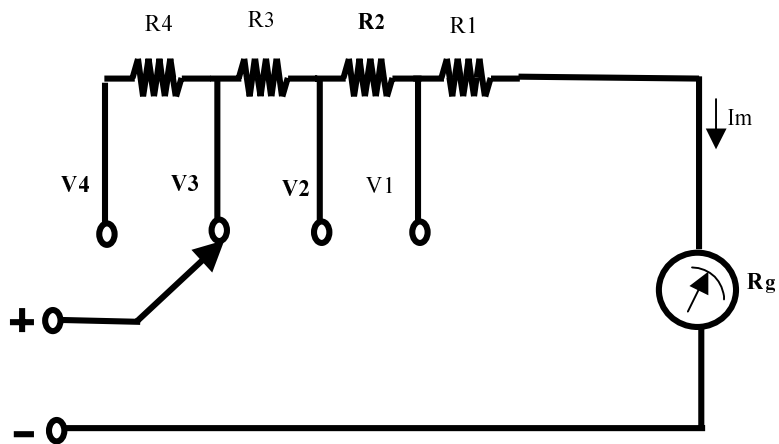


Fig 8. Voltmètre multicalibres

On définit la sensibilité par : $S_{dc} = \frac{I}{I_{fs}} = \frac{I}{\text{echelle}} = \frac{I}{\text{ampères}} = (\Omega / V)$

Quel que soit le calibre, i_g est toujours le même $\frac{u_{max}}{R_v} = i_{gmax}$ ou $\frac{I}{i_{max}}$ c'est pourquoi, on

donne Resistance en Ω / V .

Exemple : on donne $20 \text{ k}\Omega / V$; pour un calibre de $100V$ on aura :

$$R_{st} = 20 \times 100 = 2000 \text{ k}\Omega.$$

La classe de précision de ces voltmètres est de 0.5% à 1.5% et le temps de réponse

$$t_r < 1 \text{ s.}$$

Exercice 2:

Le schéma de la figure 3.9 représente un voltmètre analogique à plusieurs calibres. On demande de calculer les résistances additionnelles : R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 .

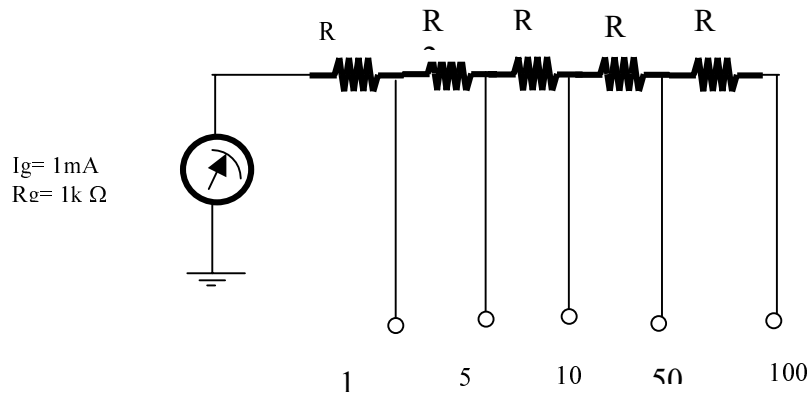


Fig.9

b) Erreur introduite par le voltmètre

Si le courant qui traverse le voltmètre est significatif par rapport à celui de la charge le voltmètre introduit une erreur systématique.

Exemple2 :

En utilisant le circuit de la figure 3.10 déterminer :

- (Un) La tension mesurée par le voltmètre
- (Deux) Déterminer l'erreur introduite par le voltmètre
- (Trois) Si le calibre du voltmètre est change à 5V, déterminer la lecture du voltmètre et la nouvelle erreur causée ce dernier.

La tension mesurée par le voltmètre est $V_M = (0.9 \text{ V}) \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} \right) = 0.6 \text{ V}$

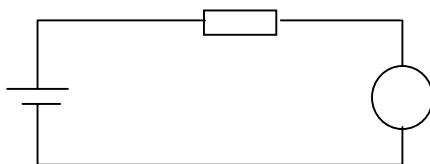


Fig.10

Solution

(Un) L'erreur causée par le voltmètre est:

$$\varepsilon_v \% = \left(\frac{9 \text{ V} - 6 \text{ V}}{9 \text{ V}} \right) * 100 = 33.3\%$$

(Deux) Utilisant le calibre 5 V on a : $V_M = (0.9 \text{ V}) \left(\frac{50 \text{ k}\Omega}{50 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} \right) = 0.82 \text{ V}$

L'erreur en % est : $\varepsilon_v \% = \left(\frac{0.9 \text{ V} - 0.82 \text{ V}}{0.9 \text{ V}} \right) 100\% = 8.9 \%$

3.1.4 Utilisation en courant alternatif

a) Principe

Le cadre parcouru par un courant périodique $i(t)$ de période T sera soumis à un couple moteur de valeur instantanée : $C_M(t) = \phi_0 i(t)$

La valeur moyenne du couple pour un temps égale à T est :

$$C_{\text{moyen}} = \frac{1}{T} \int_0^T C_M(t) \cdot dt = \frac{\phi_0}{T} \int_0^T i(t) dt = \phi_0 I_{\text{moy}}$$

Si $T \ll T_0$ de l'équipage mobile l'appareil indique une déviation permanente

$\alpha = K \cdot I_{\text{moy}}$. Si le courant $i(t)$ est sinusoïdale $i(t) = I_m \sin \omega t$ avec $I_{\text{moy}} = 0$, la déviation α sera nulle. Alors, pour utiliser l'appareil en alternatif il faut lui ajouter un redresseur.

b) Appareil analogique à redresseur

En incorporant au montage d'un appareil magnétoélectrique un pont redresseur, on obtient un appareil magnétoélectrique à redresseur.

En général, un commutateur permet de déconnecter le pont redresseur, ce qui permet d'utiliser l'appareil en continu.

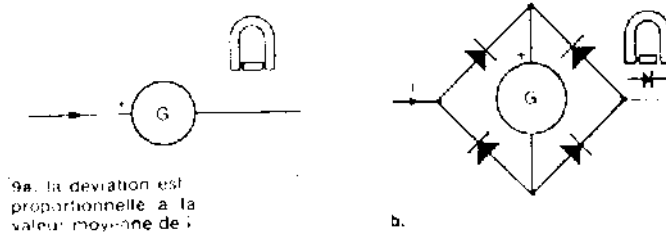


Fig.11

À cause de son inertie le galvanomètre indiquera la valeur moyenne. Puisque le courant et la tension alternative sont exprimés en valeur efficace donc l'appareil est gradué en valeur efficace pour une onde sinusoïdale.

Si une onde non sinusoïdale a une forme différente de celle avec laquelle a été calibré ou gradué l'appareil, le résultat sera erroné mais le rapport de la valeur efficace sur la valeur moyenne nous renseigne sur la forme de cette

onde et on définit le facteur de forme $F = \frac{\text{Valeur efficace de ac onde}}{\text{valeur moyenne de ac onde}}$

c) Redressement simple alternance

Pour utiliser l'appareil en alternatif on doit ajouter une diode pour rendre le courant unidirectionnel. Le courant moyen passe à travers le galvanomètre pour une tension

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_p}{\pi} = 0.45 V_{\text{eff}}$$

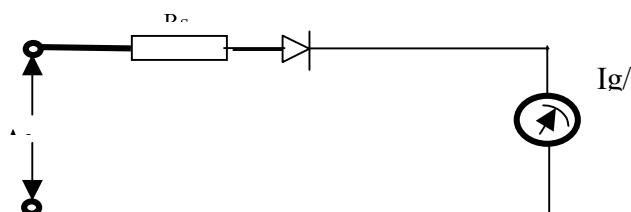


Fig .12

Exercice. 1

Le circuit de la figure 3.11 représente un voltmètre ayant une déviation maximale de 10V continue. Le galvanomètre a les caractéristiques suivantes : $R_g = 1000\Omega$, $I_g = 1mA$. La tension appliquée à l'entrée est sinusoïdale et la diode est supposée idéale.

- Déterminer la valeur de R_s qui est mise en série avec le galvanomètre?
- Quelle est l'indication du voltmètre si l'échelle de l'appareil est 100 divisions?
- Chercher la valeur de R_s qui donne la pleine échelle en ac.

Réponse

a) Si $R_g = 1000\Omega$ et $I_g = 1mA$, on peut mesurer la sensibilité du voltmètre en

courant continu : $S_{dc} = \frac{I}{I_{gfs}} = \frac{I}{1mA} = 1000 \Omega / V$, d'où pour une tension de 10V

on trouve

$$R_s = S_{dc} \times 10 \text{ d'où } R_s = 1000 \times 10 - 1000 = 9000\Omega$$

b) L'indication de l'appareil sera :

Si on remplace les 10V dc par une tension d'entrée de 10V efficace d'une sinusoïde. La tension est positive pendant une demi-alternance donc la valeur maximale est $E_p = 10\sqrt{2} = 14.14V$.

Le galvanomètre sera sensible à la valeur moyenne de la sinusoïde.

La valeur moyenne est $U_{av} = 0.318 \cdot E_p = \frac{E_p}{\pi} = 0.45 E_{eff}$. Le galvanomètre donne une

déviations proportionnelle à U_{dc} de 4,5 V et la déviation est $\alpha = 0.45 \cdot \alpha_{max} = 45$ divisions.

Pour une tension $U_{eff} = 10V$ le voltmètre est moins sensible en alternatif.

c) Pour avoir une déviation en pleine échelle en ac, la résistance R_s sera 45% de celle R_{sdc}

d'où : $R_{sac} = \frac{U_{moyenc}}{I_{dc}} - R_g = \frac{0.45 \cdot E_{eff}}{I_{dc}} - R_g$; donc la sensibilité en courant alternative est

de : $S_{ac} = 0.45 \cdot S_{dc}$.

En général on a : $S_{ac} = \frac{S_{dc}}{F}$ ou $S_{dc} = S_{ac} \cdot F$, $R_{sac} = \frac{1}{F} \cdot S_{dc} \cdot \text{calibre}$ -

Exercice 2

a) Calculer la valeur de R_s pour le circuit suivant de la figure ; $I_g = 1mA$; $R_g = 300\Omega$, tension d'entrée = 10V eff, $S_{dc} = 1000\Omega / V$

b) Déterminer la sensibilité S_{ac} et la résistance R_{sac} .

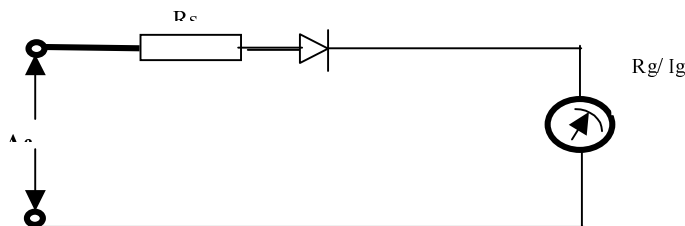


Fig.13

Réponse :

a) $R_{sdc} = S_{dc} \times \text{calibre} - R_g = 1000 \times 10 - 300 = 9700 \Omega$

En ac $R_{sac} = S_{dc} \times (0.45) \times 10 - R_g = 1000 \times 0.45 - 300 = 4200 \Omega$

b) La sensibilité en ac est ; $S_{ac} = 0.45 \times S_{dc} = 0.45 \times 1000 = 450 \Omega / V$

$R_{sac} = S_{ac} \times \text{calibre} - R_g = 450 \times 10 - 300 = 4200 \Omega$

Si on ne s'intéresse pas à la sensibilité, on peut écrire :

$$R_s = \frac{0.45 \times E_{eff}}{I_{gac}} - R_g = \frac{0.45 \times 10}{1mA} - 300 = 4200 \Omega$$

Dans la pratique la configuration d'un appareil à courant alternatif est donné par la figure .14.

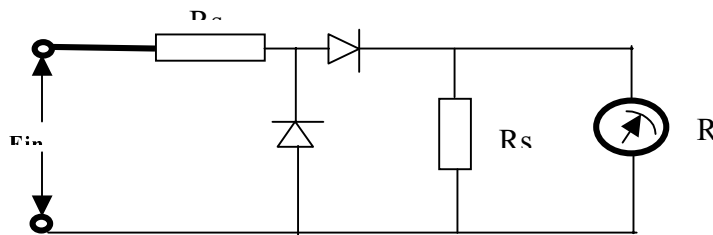


Fig. 14

Ainsi, on a une diode et un shunt en parallèle. La diode n'a pas d'effet sur le circuit c'est une diode de protection pour l'onde négative.

Le shunt R_{sh} permet d'augmenter le courant à travers D1 pour que la diode travaille dans la zone linéaire et améliorer la linéarité de l'appareil pour les calibres les plus faibles.

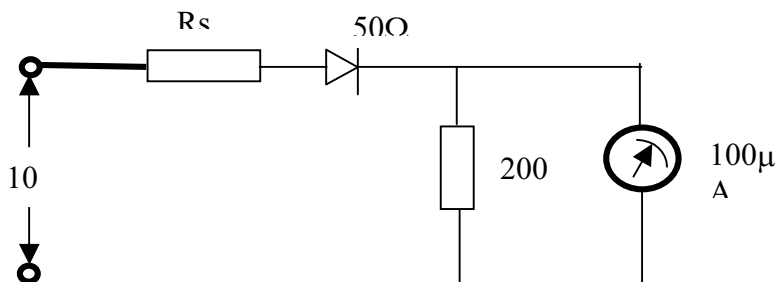


Fig.15

Exercice 3

En utilisant la figure 3.14 calculer :

a) La valeur de R_s ; b) la sensibilité en ac et la sensibilité équivalente en dc.

Réponse

Soit $I_{sh} = \frac{100 \times 200}{200} = 100 \mu A$ d'où $I_t = 2 \times I_{sh} = 200 \mu A$

$E_{av} = E_{dc} = 0.45 E_{eff}$ d'où $R_t = \frac{E_{dc}}{200 \mu A} = R_s + R_d + R_s // R_g$

$E_{dc} = 0.45 \times 10 = 4.5 V$ et $R_t = \frac{4.5}{200 \mu A} = 2.250 \cdot 10^6 \Omega = 22.50 k\Omega$

d'où $R_s = R_t - 150 = 22.35 k\Omega$ La sensibilité en ac est :

$S_{ac} = \frac{R_t}{\text{calibre}} = \frac{22500}{10 V} = 2250 \Omega / V$

La sensibilité en courant continu est $S_{dc} = \frac{I}{I_t} = \frac{I}{200 \mu A} = 5000 \Omega/V$

d) Redressement double alternance

Un voltmètre a c peut être réalisé en utilisant un pont à diode figure 315.

Le redressement double alternance produit une tension moyenne deux fois celle du simple alternance ce qui demande un appareil moins sensible, mais il y a deux diodes en série avec le galvanomètre ce qui augmente la non-linéarité pour les tensions basses.

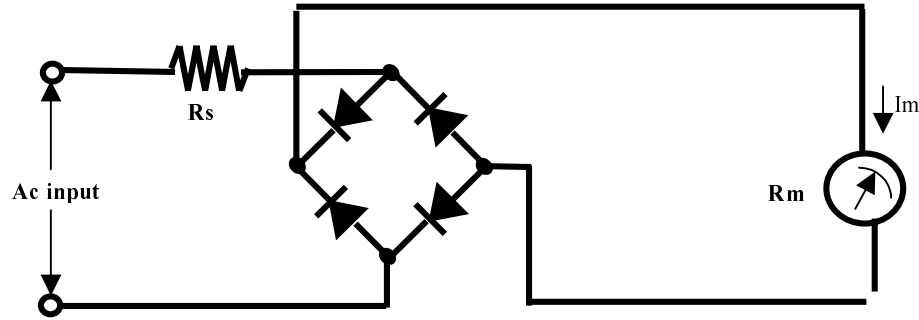


Fig.16

Pour un redressement double alternance on a : $E_{rms} = 1.11.E_{moyen}$

Le facteur est pour une onde sinusoïdale : $F = \frac{\frac{Em}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi} Em} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 1.11$

Exercice .4

Un voltmètre ayant la configuration de la figure 3.15 a $R_g = 50 \Omega$ et

$I_g = 1mA$. On suppose les diodes idéales ($V_d \approx 0$, $V_{in} \approx \infty$).

Déterminer la valeur de R_s pour obtenir une déviation maximale avec 10V ac (efficace) appliqué à l'entrée.

Réponse

$$E_{dc} = \frac{E_{rms}}{1.11} = \frac{2}{\pi} E_{rms} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} E_{rms} = 0.9 E_{rms} ; E_{dc} = 9V$$

La résistance totale est $R_t = R_s + R_g = \frac{9 V}{1mA} = 9000 \Omega \Rightarrow R_s = 8950 \Omega$.

Si l'onde est non sinusoïdale et elle est appliquée à ce voltmètre il mesurera une grandeur plus élevée ou plus basse selon le facteur de forme de l'onde.

Exercice .5

Une onde carrée symétrique d'amplitude 10 V est appliquée à un voltmètre de valeur moyenne gradué en valeur efficace pour une onde sinusoïdale de 10V efficace; calculer:

(a) Le facteur de forme de l'onde

(b) l'erreur causée par l'appareil.

© La valeur de R_s nécessaire pour que l'appareil donne déviation de pleine échelle pour la tension rectangulaire; avec $R_g = 1000 \Omega$ et $I_g = 0.1 mA$.

Réponse

(a) $E_{rms} = E_m$; $E_{av} = E_m$ donc le facteur de forme est $F = 1$.

(b) pour une onde sinusoïdale $E_{rms} = F \times E_{av} = 1.11 E_{av}$; mais puisque pour l'onde carrée $E_{rms} = E_{av}$; l'appareil aura une indication supérieure de 1.11; car : $\frac{F_{sin}}{F_{carre}} = 1.11$; donc l'erreur

est $\epsilon_r = \frac{1.11 - 1}{1} \times 100 = 11\%$. L'appareil indique une déviation en plus de 11%.

(c) $R_{stria} = \frac{I}{F} \times S_{dc} \times \text{calibre} - R_g = 1 \times \frac{I}{I_g} \times \text{calibre} = 10000 \times 10 = 100k \Omega$

3.1.5 Ampèremètre

L'appareil comporte un transformateur de courant et il permet, en effet, d'utiliser la même échelle en continu et en alternatif par un choix judicieux du rapport de transformation. Si l'appareil présente deux échelles distinctes alors:

- l'un est noté en continu (-) et l'autre en alternatif (+).

L'appareil est sensible à la valeur moyenne (I_{Mo}), $I_{moy} = \frac{2 I_{max}}{\pi}$

Mais il est gradué en valeur efficace $I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ avec : $\frac{I_{eff}}{I_{moy}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 1.11$

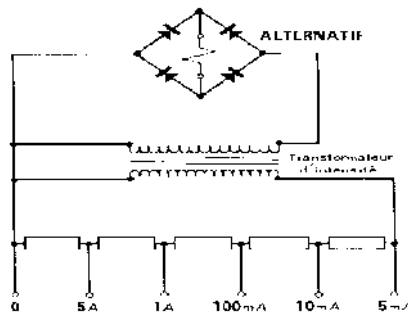


Fig.3.17 Ampèremètre à courant alternatif.

La figure 3.18 représente un ampèremètre ac. En continu le courant crée une tension aux bornes d'un shunt à prises multiples. Un galvanomètre à cadre mobile suivi d'une résistance de compensation est relié aux extrémités du shunt. Il est parcouru par un courant proportionnel a la tension aux bornes du shunt.

En alternatif: Un autotransformateur d'intensité à prises multiples transforme le courant mesure en un courant secondaire qui attaque un pont redresseur forme de deux diodes et deux résistances. La déviation du galvanomètre place dans la diagonale du pont est proportionnelle a la valeur moyenne du courant redresse, le cadran est gradue en valeur efficace. La protection du galvanomètre est assurée par deux diodes. Les calibres 3 A et 1 A dc et ac sont sortis sur des bornes séparées. Les calibres 0.3A a 10 mA dc et ac sont distribués par un sélecteur.

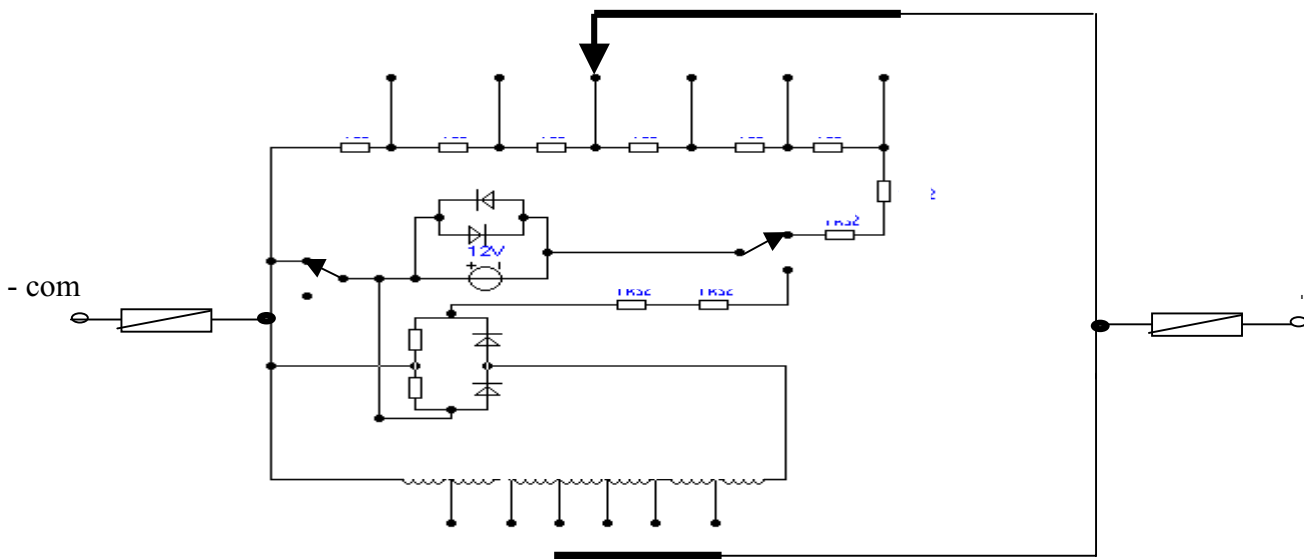


Fig 3.18 schéma d'un ampèremètre dc/ac

En alternatif: Un autotransformateur d'intensité à prises multiples transforme le courant mesure en un courant secondaire qui attaque un pont redresseur forme de deux diodes et deux résistances. La déviation du galvanomètre place dans la diagonale du pont est proportionnelle a la valeur moyenne du courant redresse, le cadran est gradue en valeur efficace. La protection du galvanomètre est assurée par deux diodes. Les calibres 3 A et 1 A dc et ac sont sortis sur des bornes séparées. Les calibres 0.3A a 10 mA dc et ac sont distribués par un sélecteur.

3.1.6 Voltmètre

L'appareil est en général multicalibres. Pour des fortes tensions d'entrée, la tension aux bornes des diodes reste négligeable et on obtient une échelle graduée en U_{eff} sensiblement linéaire (elle peut être confondue avec l'échelle en continue en modifiant la résistance R_s branchée en série avec l'équipage mobile). Par contre, pour l'échelle la plus faible (1.5 ou 3 V) la tension aux bornes des diodes n'est plus négligeable.

Le cadran possède donc une échelle spéciale, non linéaire réservée à la mesure des tensions sur le calibre le plus faible.

la classe de précision est de 0.5 à 2.5% pour une fréquence de quelques Hz à quelques dizaines de Hz. L'indication d'un appareil magnétoélectrique à redresseur n'est utilisable qu'en régime sinusoïdal.

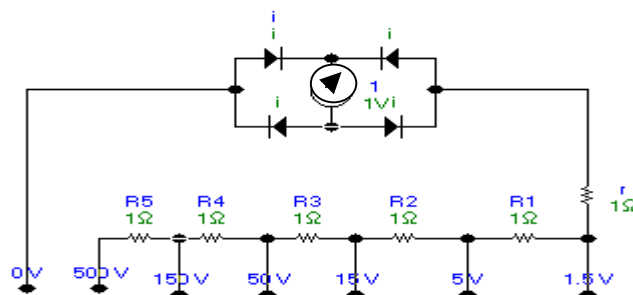


Figure.18

3.1.7 Mesure pour une forme d'onde quelconque

En général un appareil magnétoélectrique à redresseur est calibré pour mesurer la valeur efficace d'une onde sinusoïdale ; mais il mesure la valeur moyenne et il est corrigé par un coefficient appelé facteur de forme et ceci dans le but de donner la valeur efficace. Pour une onde sinusoïdale avec redressement simple alternance l'appareil a un facteur de forme de $F=2.22$. Pour un redressement double alternance le facteur de forme est $F= 1.11$ donc $V_{moy} = 0.9 V_{rms}$.

Si on utilise l'appareil pour mesurer une onde quelconque l'appareil une valeur d'une tension accompagnée d'une erreur. Ainsi pour avoir une valeur correcte de la tension il faut faire une correction pour éliminer l'erreur.

Le tableau 1.1 donne les facteurs de formes pour différentes.

Pour obtenir la vraie valeur efficace de n'importe quelle onde, tout en utilisant un voltmètre magnétoélectrique à redresseur, il suffit de multiplier la valeur lue par le voltmètre au facteur donné à la colonne 3.

L'indication d'un appareil magnétoélectrique à redresseur n'est utilisable qu'en régime sinusoïdal.

Remarque : **Valeur efficace d'une somme de sinus et de cosinus**

Une fonction $y(t) = a_0 + (a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots) + (b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots)$ a une valeur $Y_{eff} = \sqrt{a_0^2 + \frac{1}{2}(a_1^2 + a_2^2 + \dots) + \frac{1}{2}(b_1^2 + b_2^2 + \dots)}$; a_0 : valeur moyenne.

Remarque : **Valeur efficace d'une somme de sinus et de cosinus**

Une fonction $y(t) = a_0 + (a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + \dots) + (b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + \dots)$ a une valeur $Y_{eff} = \sqrt{a_0^2 + \frac{1}{2}(a_1^2 + a_2^2 + \dots) + \frac{1}{2}(b_1^2 + b_2^2 + \dots)}$; a_0 : valeur moyenne.

Waveform	RMS value	Form factor	Multiply AC meter reading by to obtain correct RMS value
	$0.707V_p$	1.111	1.1
	$0.5V_p$	1.571	1.414
	$0.707V_p$	1.111	1.0
	$0.5V_p$	1.0	0.9
	$0.775V_p$	1.414	1.273
	$0.577V_p$	1.732	0.957
	$0.577V_p$	1.155	1.098
	$0.577V_p$	1.155	1.098

Tableau 1.1

Exercice 1

Une onde représentée par la figure est appliquée à un voltmètre de valeur moyenne gradué en valeur efficace pour une onde sinusoïdale de 10V efficace; calculer:

(Un) Le facteur de forme de l'onde

(Deux) l'erreur causée par l'appareil.

(Trois) La valeur de R_s nécessaire pour que l'appareil donne une déviation de pleine échelle pour la tension rectangulaire; avec $R_g = 1000\Omega$ et $I_g = 0.1 \text{ mA}$.

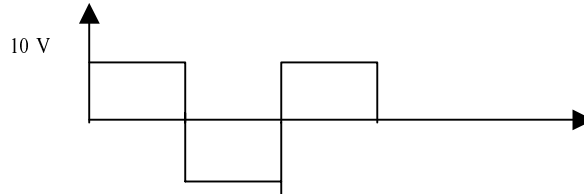


Fig.19

Réponse

(a) $E_{rms} = E_m$; $E_{av} = E_m$ donc le facteur de forme est $F = 1$.

(b) pour une onde sinusoïdale $E_{rms} = F \times E_{av} = 1.11 E_{av}$

mais puisque pour l'onde carrée $E_{rms} = E_{av}$; l'appareil aura une indication supérieure de

1.11; car : $\frac{F_{sin}}{F_{carre}} = 1.11$ donc l'erreur est $\epsilon_r = \frac{1.11 - 1}{1} \times 100 = 11\%$.

L'appareil indique une déviation en plus de 11%.

(c) $R_{stria} = \frac{I}{F} \times S_{dc} \times \text{calibre} - R_g = 1 \times \frac{1}{1} \times \text{calibre} = 10000 \times 10 = 100k \Omega$

Exercice 2

Une onde en dent de scie de la forme $e(t) = 50.t \text{ V}$ de période

$T=3 \text{ s}$ est appliquée au voltmètre de la figure 3.20 ; calculer :

(a) Le facteur de forme ; (b) l'erreur causée sur la lecture.

Réponse

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^3 e^2 dt} = 50\sqrt{3} \text{ V} = \frac{1}{T} \int_0^3 e dt = 75 \text{ V}$$

Le facteur de forme est $F = \frac{50\sqrt{3}}{75} = 1.15$

(b) $\frac{F_{sin}}{F_{scie}} = \frac{1.11}{1.15} = 0.961$ d'où l'erreur : $\epsilon_r = \frac{0.961 - 1}{0.961} \times 100 = -3.9$

L'appareil indique une déviation de 3.9% moins.

Pour mesurer un courant alternatif avec un appareil magnétoélectrique on doit redresser tout d'abord le signal pour obtenir un courant continu.

Exercice.3:

L'appareil magnétoélectrique à redressement double alternance de la figure 3.20 permet de mesurer des tensions continues et alternatives.

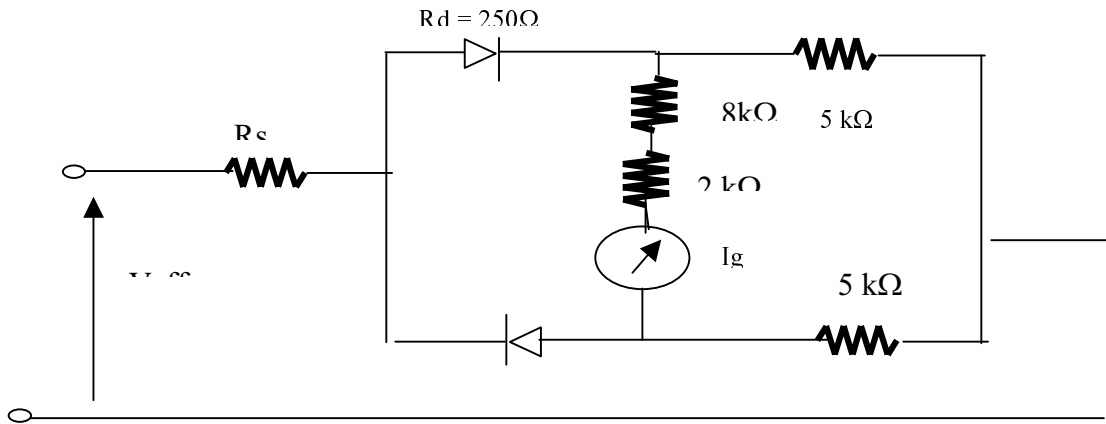


Fig.20

On demande de :

- 1) Calculer la valeur de R_s pour un courant à travers le galvanomètre $I_g = 50 \mu\text{A}$, si la tension efficace à mesurer est de 5V .
- 2) Déterminer la sensibilité de l'appareil en alternatif.
- 3) Déduire la sensibilité en continu.

Exercice 4

On suppose que L'appareil magnétoélectrique à redressement double alternance de la figure 3.19 est gradué en valeur efficace pour une onde sinusoïdale et un calibre 20 V .

1) Chercher l'indication de l'appareil si on lui applique l'une des ondes suivantes :

- Une onde triangulaire symétrique ayant une amplitude maximale crête à crête de 20V .
- Une onde rectangulaire symétrique ayant une amplitude maximale 20 V crête à crête.
- Une onde rectangulaire logique ayant une amplitude maximale de 10V .

Une onde à rapport cyclique variable d'amplitude $U_{\text{max}} = 20 \text{ V}$, $F = \frac{I}{\sqrt{D}}$, $D = \frac{t}{T} = 0.2$

Déterminer pour chaque onde la valeur de R_s qui permet de donner la valeur efficace corrigée (déviatoin de pleine échelle).

Exercice 5

Determiner la valeur moyenne et la valeur efficace de la fonction de la figure 3.20.

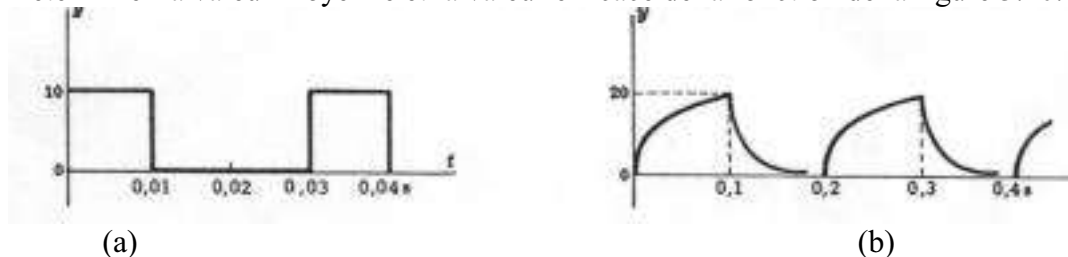


Fig.21

Pour $0 < t < 0.01$, $y = 10 \text{ V}$; pour $0.01 < t < 0.03$, $y = 0$. (fig3.20a).

Pour $0 < t < 0.1$, $y = 20(1 - e^{-100t})$ $0.1 < t < 0.2$ $y = 20 e^{-50(t-0.1)}$

Exercice 6

- 1) Déterminer la valeur efficace de la fonction $y = 50 + 30\sin\omega t$
- 2) Déterminer le facteur de forme de la tension $50 + 141.4\sin\omega t + 35.5\sin 3\omega t$.

3.1.8 Ohmmètre à cadre mobile

a) Principe

Un microampèremètre ou milliampèremètre à cadre mobile peut être utilisé pour mesurer des résistances.

Le circuit de la figure.21 montre le schéma de principe d'un ohmmètre.

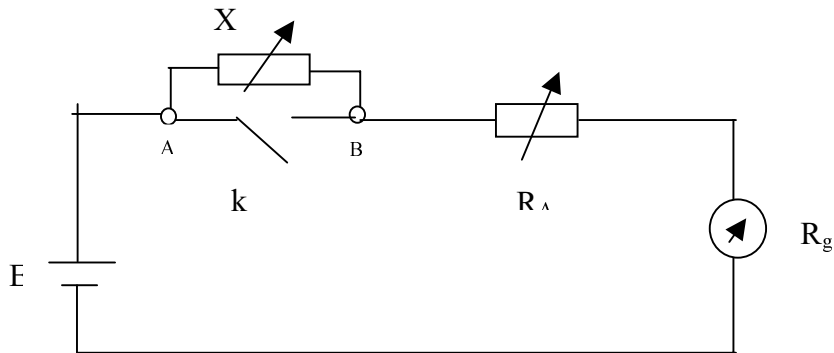


Fig .22schéma de principe d'un ohmmètre

Il est composé par un microampèremètre ou milliampèremètre à cadre mobile avec sa résistance interne, une résistance ajustable (R_{Aj}) et la résistance à mesurer R_X . Quand les bornes A et B sont court-circuitées ($R_X=0$), on ajuste R_{Aj} pur avoir une déviation maximale $\alpha_0 = \alpha_{max}$. Quand les bornes A et B sont ouvertes ($R_X= \infty$), il n y a pas de courant qui circule à travers le cadre mobile donc on n'a pas de déviation. On conclue que le courant à travers le cadre mobile est inversement proportionnel à la résistance à mesurer.

Le courant à travers le galvanomètre est donné par:
$$i_g = \frac{E}{R_x + R_g + R_{Aj}}$$

Puisque I_g est une fonction non linéaire de X , donc la graduation de l'échelle est aussi non linéaire.

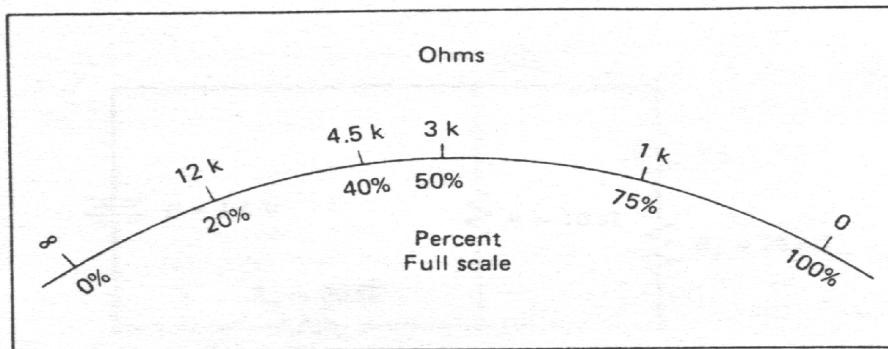


Fig.23 : Echelle d'un ohmmètre montrant la non-linéarité

b) Etalonnage

Lorsque l'interrupteur K est fermé (fig.3.21), la déviation maximale α_0 est réglée et obtenue

par R_{Aj} , il vient:
$$i_0 = \frac{E}{R_g + R} = \frac{E}{R_t} = K \cdot \alpha_0 \quad (1)$$

Avec $R_t = R_g + R_{Aj}$; et K constante de l'appareil en A/div.

Lorsque l'interrupteur (K) est ouvert, le courant devient:
$$I_g = \frac{E}{R_x + R_t} = K \cdot \alpha \quad (2)$$

Des relations (1) et (2) on déduit: $R_x = R_t \frac{(\alpha_0 - \alpha)}{\alpha}$. Si R_x est variable on peut définir une

nouvelle échelle de lecture en ohms $R_x = f(\alpha)$.

L'appareil étant étalonné, il suffit de remplacer entre les bornes AB, la résistance d'étalonnage par la résistance à mesurer et lire la valeur. La loi de variation de $R_x = f(\alpha)$, (fig 3.22).

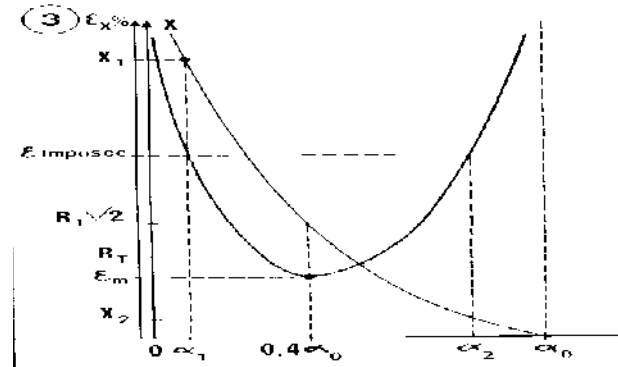


Fig.23. $\epsilon_x = f(\alpha)$ et $R_x = f(\alpha)$.

c) Incertitude de la mesure $\epsilon_x \%$

$\Delta\alpha_0$ et $\Delta\alpha$ représente les erreurs absolues due a la classe de l'appareil de mesure donc

$$\Delta\alpha_0 = \Delta\alpha$$

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{\Delta R_t}{R_t} + \frac{\Delta\alpha_0}{\alpha_0} \left[\frac{\alpha_0}{\alpha_0 - \alpha} + \frac{\alpha_0^2}{\alpha (\alpha_0 - \alpha)} \right]$$

En négligeant l'erreur de construction de la résistance R, l'incertitude résulte seulement de la

classe de précision de l'appareil :
$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{\Delta\alpha_0}{\alpha} \left[\frac{\alpha_0}{\alpha} \cdot \frac{\alpha_0 + \alpha}{\alpha_0 - \alpha} \right] = \varphi(\alpha)$$

On peut tracer R_x et ϵ_x en fonction de α sur le même graphe et pour une précision ϵ_x imposée définir la plage de lecture (fig.3).

Le tarage doit être fait et vérifié avant toute mesure. Pour cela on court-circuite les bornes A et B et on ajuste le bouton de tarage pour amener l'aiguille en position $\alpha_0 = \alpha_{max}$. On peut alors effectuer la mesure en connectant A et B aux bornes de la résistance inconnue R_x .

3.1.9 Appareils ferromagnétiques

Ces appareils, sans fer, sont basés sur les forces électromagnétiques qu'exercent des champs magnétiques sur une ou plusieurs pièces métalliques.

Il existe deux types d'appareils ferromagnétiques :

Appareils à attraction et appareils à répulsion.

a) Appareil à attraction

Une bobine fixe parcourue par un courant i attire une pièce en fer doux qui supportent l'aiguille indicatrice, cette dernière constitue l'équipage mobile. Un ressort spiral détermine le couple.

La bobine parcourue par un courant i crée un champ d'induction B , le noyau de fer doux est attiré. Son déplacement entraîne en mouvement de rotation l'aiguille fig (1)

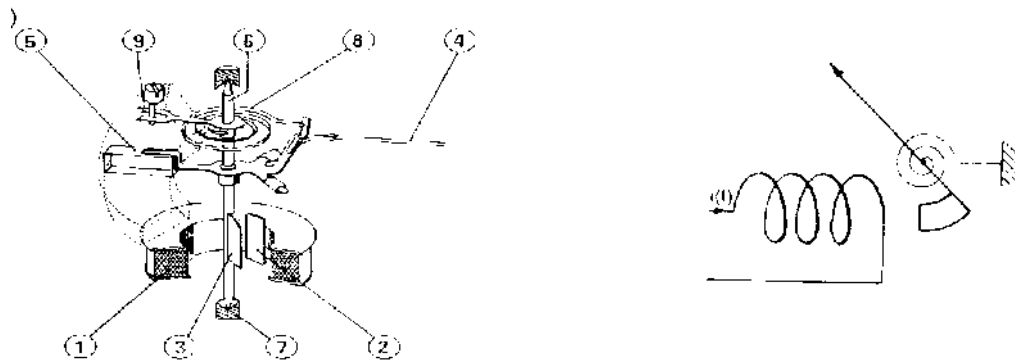


Fig. 24 : appareil ferromagnétique à attraction

Pour un mouvement $d\theta$, l'inductance propre L de l'ensemble bobine noyau varie de dL et le travail du couple moteur C_M est égale a :

$$C_M d\theta = d \left(\frac{1}{2} L I^2 \right) = \frac{1}{2} I^2 dL \text{ d'où } C_M = \frac{1}{2} I^2 \left(\frac{dL}{d\theta} \right) = I^2 \varphi(\theta) ; \text{ à}$$

A ce couple moteur s'oppose le couple de rappel de ressorts spiraux ; ainsi l'angle correspondant à l'équilibre se déduit des relations suivantes :

$\frac{1}{2} I^2 \left(\frac{dL}{d\theta} \right) = C \theta$; si $\frac{dL}{d\theta} = \text{constante}$, l'angle de rotation est, $\theta = k \cdot I^2$ et la déviation α de l'aiguille est donc de la forme $\alpha = k \cdot i^2$, l'échelle est quadratique.

b) Appareil à répulsion

La bobine fixe parcourue par le courant à mesurer aimante deux pièces de fer doux, l'une fixe, l'autre mobile (figure 2a). Les aimantations étant de même sens, ces deux pièces se repoussent (figure 2b), assurant le déplacement de l'aiguille indicatrice.

La répulsion aura lieu quelque soit le sens du courant, sa force est fonction du carré de l'intensité I , par suite la déviation α est égale à : $\alpha = f(I^2)$.

Les appareils ferromagnétiques ont une déviation fonction du carré de l'intensité. La rotation est la même pour un courant continu ou un courant périodique de valeur efficace I . L'échelle est la même pour un courant continu ou un courant périodique de valeur efficace I .

L'échelle établie pour le courant continu, donne, ainsi la lecture directe en la valeur efficace des courants périodiques quelle que soit la forme du courant.

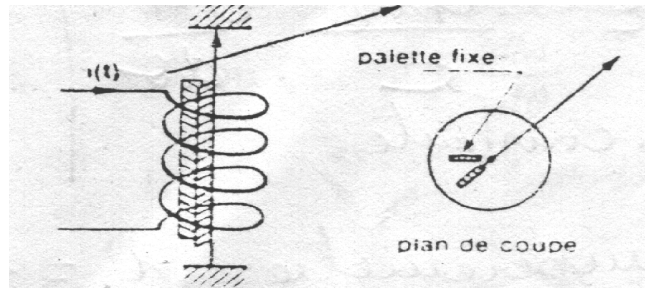


Fig.25 appareil à répulsion

Les appareils ferromagnétiques présentent donc un avantage important sur les appareils magnétoélectriques à redresseur ; ils ne comportent qu'une graduation par contre ils ont trois inconvénients :

La rotation du cadre est proportionnelle à I^2 donc la graduation est non linéaire, les divisions se resserrent au fur et à mesure que le courant décroît, le premier $\frac{1}{4}$ de l'échelle n'est guère utilisable.

Compte tenu de leur technologie, leur indication est très influencée par la fréquence du courant ; la bande de fréquence utilisable est très étroite (jusqu'à 400 Hz).

La consommation est importante.

Ces appareils sont répandus dans les techniques où la tension et le courant présentent des formes non sinusoïdales ; en électrotechniques : moteur à vide, redresseurs, onduleurs....

Ils peuvent être en classe 0.2 à 0.5 et ils sont robustes.

En ampèremètre, le changement de calibre se fait par la mise en série ou en parallèle de deux demi-bobines.

En voltmètre, leur consommation est assez élevée car leur résistance interne est relativement faible (quelques milliers d'ohms). Le changement de calibres s'obtient par résistances additionnelles.

3.1.10 Appareils électrodynamiques

a) Principe

Ces appareils, sans fer, sont basés sur les actions électrodynamiques mutuelles qui s'exercent entre deux circuits parcourus par des courants.

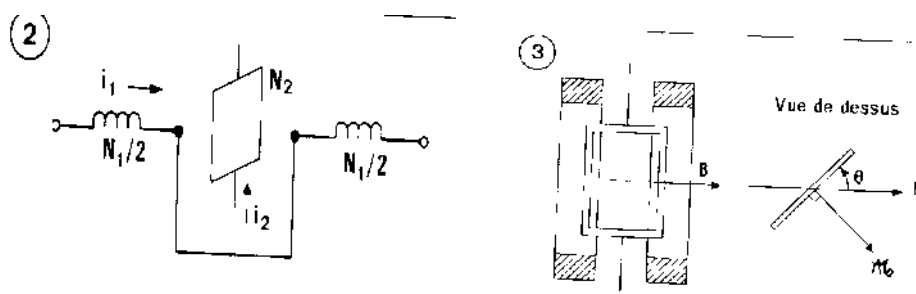


Fig.26 appareil électrodynamique

Un circuit inductif fixe formé de deux enroulements connectés en série ou en parallèle, crée un champ d'induction B dans lequel peut se déplacer un cadre mobile réalisé en fil fin parcourue par un courant et muni d'un dispositif de rappel.

L'induction créée par les deux bobines est $B = k_1 \cdot N_1 \cdot i_1$.

Si \mathcal{M} est le moment magnétique du cadre, alors il aura pour expression :

$$\mathcal{M} = N_2 \cdot S_2 \cdot i_2 \text{ d'où } C_M = \mathcal{M} \cdot B \cdot \cos\theta = (k_1 \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot S_2 \cdot \cos\theta) \cdot i_1 \cdot i_2 .$$

Pour i_1 et i_2 constantes, C_M varie avec la position angulaire θ et est maximum pour $\theta = 0$, c'est à dire lorsque b est dans le plan du cadre.

Les deux circuits sont couplés par induction mutuelle, le flux crée par les inducteurs fixes et embrasse par le cadre a pour valeur:

$$\phi = N_2 B S_2 \sin\theta = k_1 \cdot N_1 \cdot i_1 \cdot N_2 \cdot S_2 \cdot \sin\theta, i_1 = (M_0 \sin\theta) = M \cdot i_1 .$$

M : Coefficients d'induction mutuelle pour $\theta = \frac{\pi}{2}$ et θ quelconque, l'expression du C_M

devient : $C_M = (M_0 \cos\theta) \cdot i_1 \cdot i_2$. En remarquant que

$$M_0 \cos\theta \text{ est la dérivée de } M_0 \sin\theta : C_M = i_1 i_2 \frac{dM}{d\theta} .$$

d'où le couple moteur $C_M = M \cdot B \cdot \cos\theta = K_1 \cdot N_1 \cdot i_1 \cdot N_2 \cdot S_2 \cdot i_2 \cos\theta$

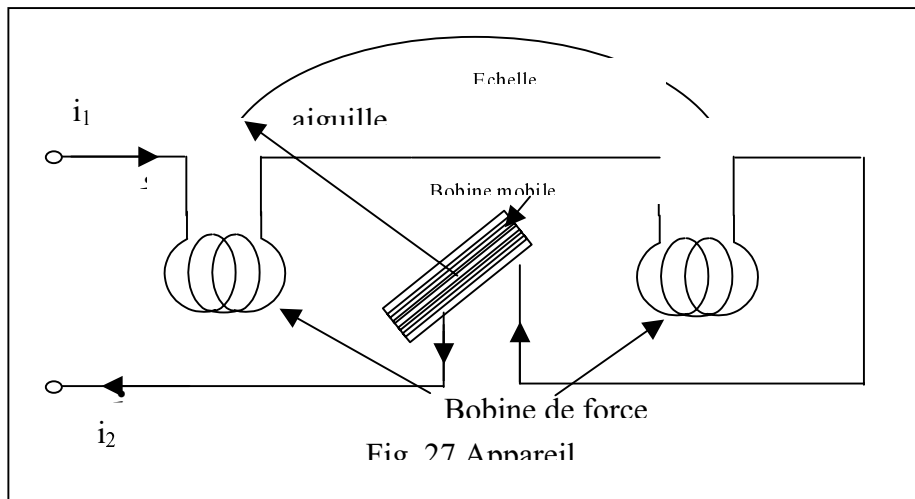
On pose $M_0 = K_1 \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot S_2$. D'où $C_M = M_0 \cdot i_1 \cdot i_2 \cos\theta$

On remarque que $M_0 \cos\theta$ est la dérivée de $M_0 \sin\theta$ d'où $C_M = i_1 i_2 \frac{dM}{d\theta}$

Lorsque le couple moteur est équilibré par le couple de rappel

$$C_R = C_M = -C \cdot \theta , \text{ le cadre aura une rotation égale à : } \theta = \frac{1}{C} \frac{dM}{d\theta} i_1 i_2$$

Si le terme $\frac{dM}{d\theta}$ est rendu sensiblement constant dans la zone angulaire décrite par le cadre, la déviation α de l'aiguille est proportionnelle au produit des courants: $\alpha = k i_1 i_2$. Si $i_1 = i_2 = i$, $\alpha = k i^2$.



b) Emploi en courant alternatif

L'équipage mobile ayant une période propre très supérieure à celle des courants i_1 et i_2 est soumis à un couple moteur moyen de valeur :

$$C_{M\text{moyen}} = \frac{dM}{d\theta} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt \text{ d'où une déviation permanente } \alpha = k \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt$$

Pour $i_1 = I_{M1} \cos(\omega t + \varphi_1)$, $i_2 = I_{M1} \cos(\omega t + \varphi_2)$ et $\alpha = k \cdot I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$

Si $(\varphi_1 - \varphi_2) = 0$, la déviation est proportionnelle aux produits des valeurs efficaces I_1, I_2 .

Il est utilisé en ampèremètre, voltmètre et wattmètre

c) Ampèremètre

Pour un ampèremètre on a : $i_1 = i_2 = i$ d'où $\alpha = k \cdot i^2$, car les deux enroulements sont en série . L'échelle quadratique étalonnée en continu demeure valable en alternatif.

Pour un ampèremètre le cadre est connecté en dérivation sur un shunt R_1 à travers une résistance R_2 . Les bobines fixes comportent quelques spires de gros fil et i_2 reste faible devant i .

d) Voltmètre

Un voltmètre est obtenu en ajoutant une résistance additionnelle r en série avec le milliampèremètre (figure.28)

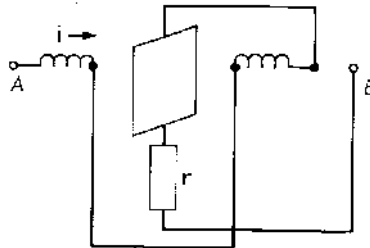


Figure.28

Si R_v est la résistance totale du circuit: $\alpha = ki^2 = \frac{u^2}{R_v} = k' u^2$.

Pour conserver les mêmes échelles en continu et en alternatif, l'inductance $L\omega$ des bobines doit rester négligeable devant R_v dans le domaine nominal des fréquences d'utilisation.

e) Wattmètre électrodynamique

L'inducteur fixe en gros fil constitue le circuit intensité du wattmètre ; sa résistance est r_A .
Le cadre mobile en fil fin constitue le circuit tension du wattmètre de résistance R_V .

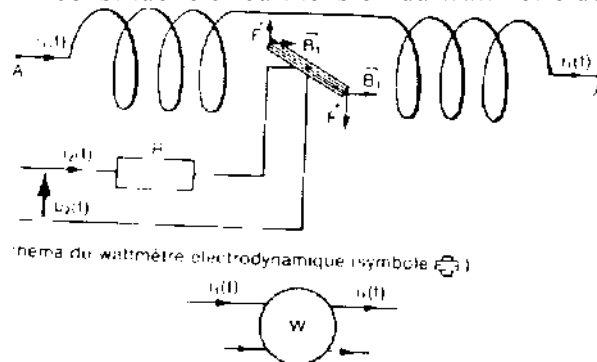


Fig.29 Principe du wattmètre électrodynamique

1) Calibres de l'appareil

La conservation d'un wattmètre impose, lors de son branchement, le respect de deux calibres : I_C et U_C correspondant au calibre puissance en watts et k constante en

$$W / \text{division} , k = \frac{P_c}{\alpha_{max}} = \frac{U_c I_c}{\alpha_{max}}$$

2) Montage de l'appareil

Pour le wattmètre deux montages sont possibles amont et aval.

(1) Montage amont (figure 30).

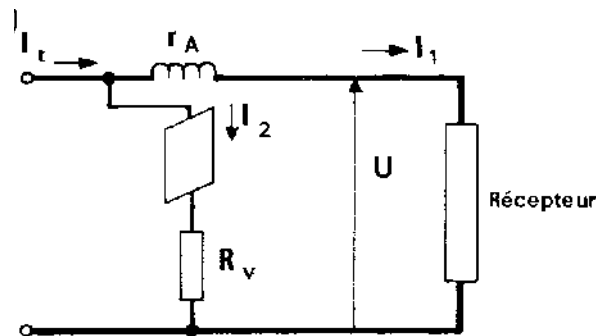


Figure 30. Montage amont

Dans le cas d'un montage amont on a :

$$I_1=I \text{ et } I_2= \frac{r_A}{R_v} I + \frac{U}{R_v} \text{ d'où } \alpha = \frac{k}{R_v} \left(\frac{r_A}{R_v} I + \frac{U}{R_v} \right) I_1 = \frac{k}{R_v} (U.I + r_A I^2)$$

Dans ce montage la puissance consommée par le circuit intensité est mesurée en excès

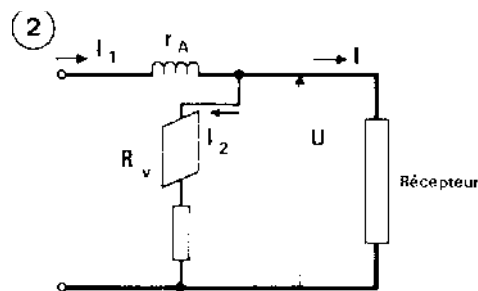


Figure.31 Montage aval

Dans le cas d'un montage aval le wattmètre mesure la grandeur $P = P_Z + \Delta P_{AV}$;

$$I_1 = I_2 + I \text{ et } I_2 = \frac{U}{R_V} \text{ donc } I_1 = \frac{U}{R_V} + I \text{ d'où } \alpha = k I_1 I_2 = k \left(\frac{U}{R_V} + I \right) \frac{U}{R_V}$$

$$= \frac{k}{R_V} \left(U \cdot I + \frac{U^2}{R_V} \right)$$

Le ppareil indique la puissance absorbée par le recepteur UI augmente e de la puissance consommée par lew circuit tension du wattmetre.

3) Emploi en alternatif

L'appareil étalonné en courant continu, mesure en alternatif la puissance active $P = UI \cos \varphi$,

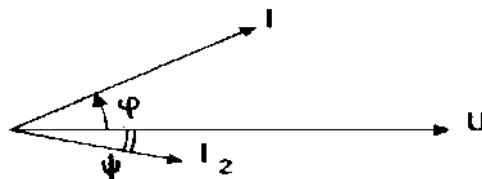
soit $u = U_M \cos(\omega t)$ et $i = I_M \cos(\omega t + \varphi)$. La déviation moyenne est : $\alpha = \frac{1}{T} \int_0^T k i_1 i_2 dt$

avec $i_1 = i$ et $i_2 = \frac{u}{R_V}$

$$\alpha = \frac{1}{T} \int_0^T k \frac{2UI}{R_V} \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) dt = \frac{2k}{R_V} UI \cos \varphi$$

4) Influence de l'inductance L du cadre

Le courant dans le circuit tension est déphasé d'un angle Ψ par rapport à la tension appliquée à ses bornes (figure)



$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{L\omega}{R_V} \text{ et } Z_V = \sqrt{L^2 \omega^2 + R_V^2}$$

L et R_V sont respectivement l'inductance et la résistance du circuit fil fin.

$$i = I_M \cos(\omega t + \varphi), i_2 = \frac{u}{Z_V} = \frac{U\sqrt{2}}{Z_V} \cos(\omega t - \Psi) \text{ avec } Z_V = \frac{R_V}{\cos \Psi}$$

$$\text{d'où } \alpha = \frac{K}{T} \int_0^T k \frac{2UI}{Z_V} \cos(\omega t + \varphi) \cos(\omega t - \Psi) dt = 2 \frac{kUI}{R_V} \cos \Psi \cos(\varphi + \Psi)$$

La puissance exacte est $P = UI \cos \varphi$

$$\text{et } P' = UI (\cos \Psi \cos \varphi \cdot \cos \Psi - \sin \varphi \cdot \sin \Psi) = UI \cos \varphi (\cos^2 \Psi - \operatorname{tg} \varphi \cdot \operatorname{tg} \Psi)$$

$$\text{L'erreur systématique est } \varepsilon = \frac{1 - \operatorname{tg} \varphi \cdot \operatorname{tg} \Psi}{1 + \operatorname{tg}^2 \Psi} - 1 = \frac{\operatorname{tg} \varphi \operatorname{tg} \Psi + \operatorname{tg}^2 \Psi}{1 + \operatorname{tg}^2 \Psi}$$

ψ est généralement faible, $\operatorname{tg}^2 \psi$ est négligeable donc $\varepsilon \approx -\operatorname{tg} \varphi \operatorname{tg} \psi$.

Pour $\varphi = 0$, $\varepsilon = 0$, $P' = P$;

pour φ arrière < 0 , $\varepsilon > 0$, $P' > P$

pour φ avant > 0 , $\varepsilon < 0$, $P' < P$.

L'erreur devient très importante lorsque φ tend vers $\frac{\pi}{2}$ ou $-\frac{\pi}{2}$ ce qui correspond à une lecture en début d'échelle.

5) Contrôle des calibres de l'appareil

La conservation d'un wattmètre impose, lors de son branchement, le respect de deux calibres: I_c et U_c correspondant au calibre puissance en watts. On définit la constante K en

$$W/\text{division}, K = \frac{P_c}{\alpha_{max}} = \frac{U_c I_c}{\alpha_{max}}$$

Pour contrôler la consommation du courant et de la tension il est nécessaire d'insérer un ampèremètre et voltmètre en serie avec le wattmètre pour cela deux montages sont possibles (montage aval et montage amont).

- Montage amont figure (1).

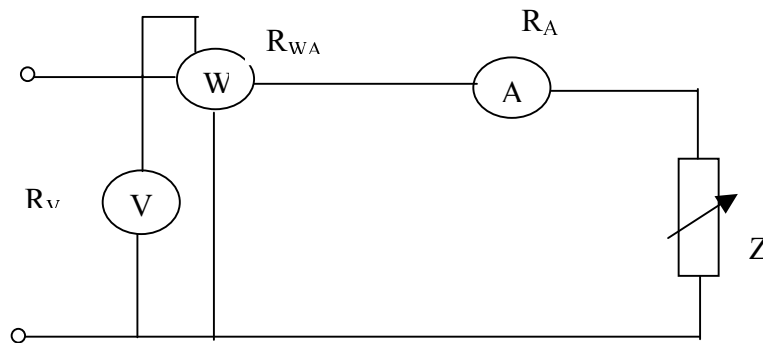


Figure 32

R_A , R_V , R_{WA} , R_{WV} sont respectivement les résistances internes de l'ampèremètre, du voltmètre et du wattmètre et Z l'impédance de la charge.

En déterminant Z et φ à partir de (2) et de (3) on commet une erreur systématique due à la consommation des appareils de mesure (ampèremètre voltmètre, wattmètre). Cette erreur nous permet en effet de choisir le montage qui convient à la mesure qu'on veut faire.

A partir des indications des trois appareils, on détermine les grandeurs suivantes

$$\bar{Z} = \frac{U}{I} = R_A + R_{WA} + R + jX \quad (4).$$

$$\text{et } \cos\varphi' = \frac{P}{U.I} = \frac{(R_A + R_{WA})}{U} . I + \cos\varphi \quad (5)$$

les grandeurs ne sont en effet, que des grandeurs mesurées mais les valeurs exactes sont données par :

$$\cos\varphi = \cos\varphi'' - \frac{P}{U.I} = \frac{(R_A + R_{WA})}{U} . I \quad (6)$$

$$X = Z' . \sin\varphi \quad (7). \quad R = Z' \cos\varphi' - (R_A + R_{WA}) \quad (8).$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$$

L'erreur relative de mesure est donnée par :

$$\varepsilon_r \% = \frac{Z' - Z}{Z} \cdot 100 = \frac{R_A + R_{WA}}{Z} \cdot 100 \quad (9)$$

De (9) on peut conclure que le montage amont convient pour la mesure des impédances ayant une grande valeur.

Dans le cas d'un montage amont le wattmètre mesure la grandeur

$$P = P_Z + \Delta P_{am}; \text{ avec } \Delta P_{am} = I^2 \cdot (R_A + R_{WA}) \quad (10)$$

Montage aval

A partir des mesures indiquées par les trois appareils on déduit les valeurs suivantes :

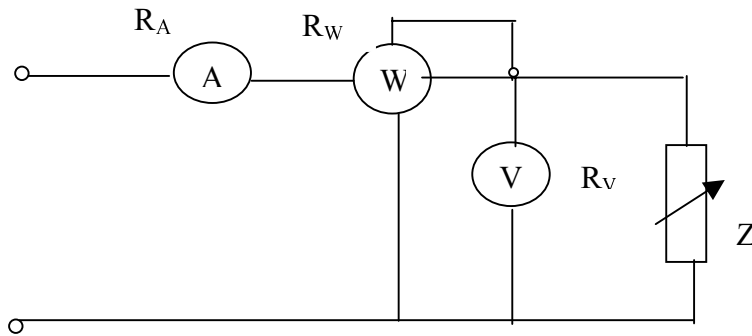


Figure 33

$$Z' = \frac{U}{I} = Z // (R_V // R_{WV}) \quad (11)$$

$$\cos\varphi' = \frac{P}{U \cdot I} = \frac{U}{I} \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{WV}} \right) + \cos\varphi \quad (12)$$

de (10) et (11) on tire les grandeurs réelles ;

$$\cos\varphi = \frac{P}{U \cdot I} - \frac{U}{I} \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{WV}} \right) \quad (13)$$

$$R = \frac{Z' \cos\varphi' \cdot R_p}{Z' \cdot \cos\varphi' + R_p} \quad (14)$$

$$\text{Avec } R_p = R_V // R_{WV} = \frac{R_V \cdot R_{WV}}{R_V + R_{WV}}; \quad X = Z' \cdot \sin\varphi' \quad (15)$$

$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$. L'erreur relative de mesure est donnée par :

$$\varepsilon_2 \% = \frac{Z' - Z}{Z} \cdot 100 = \frac{Z}{Z + R_p} \cdot 100 \quad (16)$$

Dans le cas d'un montage aval le wattmètre mesure la grandeur

$$P = P_Z + \Delta P_{AV}; \text{ avec } \Delta P_{AV} = U^2 \cdot \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{WV}} \right) \quad (17)$$

ΔP_{AV} c'est l'erreur de la puissance due à la consommation du voltmètre et le wattmètre et P_Z la puissance consommée par le récepteur.

On voit que pour les deux montages il y a une erreur due à la consommation des appareils.

$$\text{Si } \Delta P_{AV} = \Delta P_{am}, \text{ on aura : } U^2 \cdot \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{WV}} \right) = I^2 \cdot (R_A + R_{WA})$$

$$\text{Puisque } I^2 = \frac{U^2}{Z^2} \text{ d'où : } U^2 \cdot \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{WV}} \right) = \frac{U^2}{Z^2} \cdot (R_A + R_{WA}) \quad (18)$$

$$\text{De (18) on tire : } Z_C = \sqrt{(R_A + R_{WA}) \cdot \frac{R_V \cdot R_{WV}}{R_V + R_{WV}}} \quad (19)$$

En conclusion :

$$\text{si } Z > \sqrt{(R_A + R_{WA}) \cdot \frac{R_V \cdot R_{WV}}{R_V + R_{WV}}} \text{ on a } \Delta P_{AV} > \Delta P_{am} \quad (20a)$$

$$\text{si } Z < \sqrt{(R_A + R_{WA}) \cdot \frac{R_V \cdot R_{WV}}{R_V + R_{WV}}} \text{ on a } \Delta P_{AV} < \Delta P_{am} \quad (20b)$$

Les conditions (20a) et (20b) servent pour le choix du montage. En effet, on choisi le montage qui donne le moins d'erreur.

3.2 Mesures de Puissances et d'énergies

Les mesures de puissances et d'énergies sont:

Soit des mesures électrotechniques en basse fréquence, d'assez fortes puissances (quelques kW par exemple).

Soit des mesures électroniques pouvant atteindre des fréquences très élevées (quelques gigahertz); les puissances mises en jeu pouvant être très faibles (de l'ordre du nanowatt).

Les mesures électrotechniques font surtout intervenir des systèmes qui échangent de l'énergie avec le réseau de distribution 50 Hz, ce réseau pouvant être soit monophasé ; soit triphasé.

En général, les tensions d'alimentation du réseau peuvent être considérées comme des fonctions sinusoïdales des temps. Cependant, les courants absorbés par les récepteurs sont: Soient sinusoïdaux; Soient périodiques non sinusoïdaux (redresseurs, redresseurs contrôlés, onduleurs). Par contre, les mesures électroniques font souvent intervenir à la fois des tensions et des courants de formes quelconques, périodiques ou non périodiques.

3.2.1 Mesures en monophasé

a) Valeurs instantanées

En utilisant les conventions du système récepteur (figure10) pour la tension $u(t)$ et le courant $i(t)$, la puissance instantanée $p(t)$ absorbée par le récepteur vaut: $P(t) = u(t).i(t)$

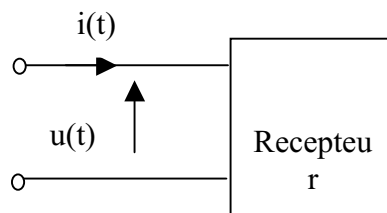


Figure.34

L'énergie élémentaire dw entre les instants t et $t+dt$, est telle que $p(t) = \frac{dw}{dt}$, par définitions

de la puissance donc : $dw = u(t).i(t).dt$

Lorsque le récepteur fonctionne en régime périodique, l'énergie W absorbée par période T

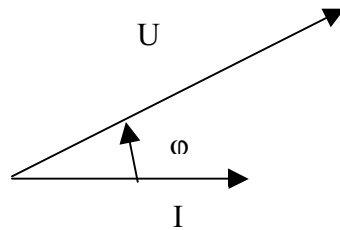
vaut : $W = \int_0^T u(t).i(t).dt$ et la puissance moyenne P ou puissance active vaut

$$P = \frac{1}{T}.W_T. \quad \text{Soit, encore, } P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t).i(t).dt$$

Lorsque le régime est sinusoïdal, la tension $u(t)$ et le courant $i(t)$ sont tous deux des fonctions sinusoïdales du temps: $i(t) = I. \sqrt{2} \cos \omega t$, $u(t) = U. \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi)$

La puissance active P en régime sinusoïdal est : $P = U.I.\cos\varphi$. (figure.)

Dans cette expression, U et I sont des valeurs efficaces et $\cos\varphi$ est appelé le facteur de puissance du récepteur.



Par définition la puissance réactive Q d'un récepteur monophasé est : $Q = U.I.\sin\varphi$

La puissance réactive s'exprime en VAR(volts ampères réactifs).

Par définition, la puissance apparente S d'un récepteur monophasé vaut: $S = U.I.$

Elle s'exprime en VA (volts ampères).

b) Tension sinusoïdale, courant périodique mais de forme quelconque

En décomposant le courant $i(t)$ en série de fourrier, selon une somme sinusoïdale, on obtient:

$$u(t) = U_{RMS} \sqrt{2} \cos\omega t$$

$$i(t) = I_{RMSF} \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_F) + I_{H2} \sqrt{2} \cos(2\omega t - \varphi_{H2}) + \dots + I_{Hk} \sqrt{2} \cos(k\omega t - \varphi_{hk}) + \dots$$

I_{RMSF} : valeur efficace du fondamental, et I_{Hk} étant la valeur efficace de l'harmonique de rang k.

Par définition, la puissance moyenne vaut :
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t).i(t).dt$$

Elle vaut dans le cas d'une tension $u(t)$ sinusoïdale $P = U_{RMS}.I_{RMSF}.\cos\varphi_F$

Puisque la valeur moyenne du produit de deux sinusoïdes de fréquences différentes est nulle, seul le fondamental $I_{RMSF}.\sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_F)$ intervient dans l'expression de la puissance moyenne P.

Par analogie avec le régime sinusoïdal, on peut étendre la notion de puissance réactive Q en écrivant, lorsque la tension $u(t)$ est sinusoïdale, $Q = U_{RMS}.I_{RMS}\sin\varphi_F$

La puissance apparente vaut $S = U_{RMS}.I_{RMS}$

Avec:
$$I_{RMS} = \sqrt{(I_F)^2 + (I_{H2})^2 + \dots + (I_{Hn})^2 + \dots}$$

c) Utilisation d'un wattmètre

Le wattmètre est un appareil à quatre bornes comprenant deux circuits électriquement indépendants :

Un circuit courant (en gros fil) parcouru par un courant $i(t)$. Ce circuit se branche en série avec la charge.

Un circuit tension (circuit fil fin) pour lequel la tension $u(t)$ est appliquée. Ce circuit se branche en parallèle.

Si on néglige la chute de tension aux bornes du circuit courant, le wattmètre indique sensiblement la valeur moyenne de $u(t).i(t)$; donc la puissance active P absorbée par le récepteur.

d) Choix des calibres

L'indication du wattmètre est celle de la puissance active P,

$P = U.I.\cos\varphi$. En régime sinusoïdal $P = U_{RMS}.I_{RMSF}.\cos\varphi_F$ lorsque $u(t)$ est sinusoïdal. La puissance dépend du produit U.I par conséquent un dépassement, soit du calibre tension, soit

du calibre courant, peut provoquer la détérioration de l'appareil sans que l'aiguille sorte des limites mesurables

Exemple, soit un wattmètre branché avec les calibres 300V, 5 A. Si $U = 230\text{ V}$

$\cos\varphi = 0.4$ et $I = 10\text{ A}$ (surcharge très forte), on obtient $P = UI\cos\varphi$, soit

$p = 920\text{ W}$. Cette puissance restant inférieure à la puissance maximale

$300 \times 5 = 1500\text{ W}$. En conséquence il faut choisir les calibres d'un wattmètre en fonction de la tension et du courant, indépendamment de la puissance.

Il est donc prudent d'insérer dans un montage un ampèremètre et un voltmètre. En régime sinusoïdal, ceci permet de calculer le facteur de puissance:

$$\cos\varphi = \frac{P}{U.I}$$

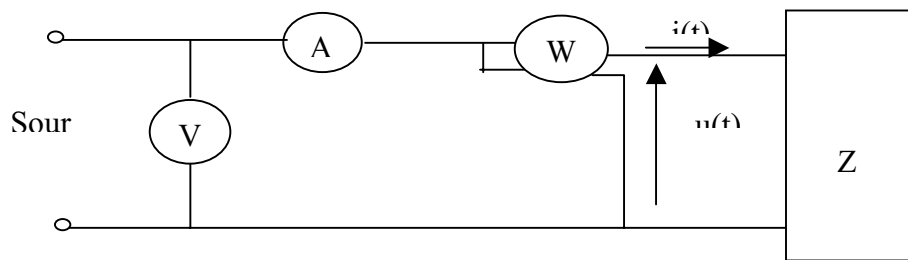


Fig.35

Lorsque le courant $i(t)$ a une intensité efficace qui dépasse le plus grand calibre, on utilise un transformateur de courant(figure 36)

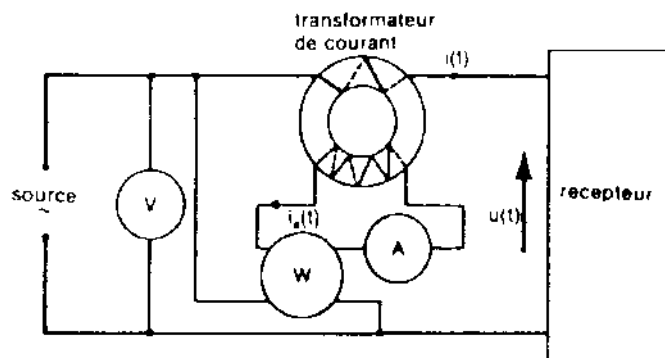


Fig.36

e) Influence de la fréquence

A fréquence très basse (quelques Hz) l'aiguille du wattmètre vibre, car la période propre du cadre n'est pas suffisante. En très basse fréquence, l'indication de l'appareil tend à être celle de la puissance instantanée.

Aux fréquences dépassant 1kHz, l'indication de l'appareil peut devenir incorrecte car l'inductance L de la bobine fil fin n'est plus négligeable.

Comme la tension appliquée aux bornes du circuit fil fin est sinusoïdale, de pulsation ω , la condition de bon fonctionnement du wattmètre est $\omega L \ll R$, R étant la résistance additionnelle du circuit fil fin.

Pour les wattmètres ferromagnétiques, en plus de l'inductance de la bobine fil fin, il existe une autre limitation aux fréquences élevées due à l'importance des pertes fer des circuits magnétiques.

3.2.2 Wattmètre à effet hall

a) Principe

Edwin H.Hall a découvert qu'une plaque conductrice traversée par un courant en présence d'un champ magnétique (comme le montre la figure 1) produit une différence de potentielle entre ces extrémités perpendiculaires au courant traversant la plaque et au champ B.

Cette découverte a été mise en application à l'apparition des semi-conducteurs.

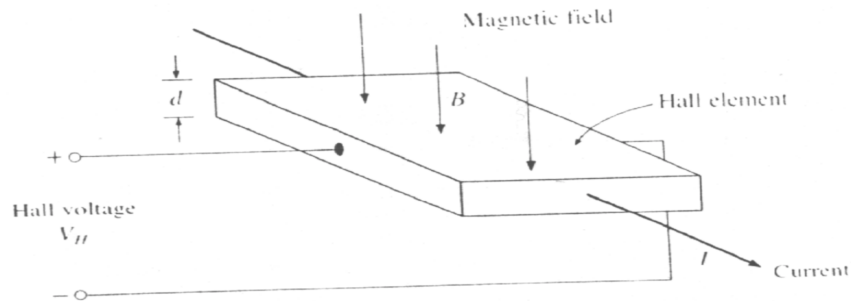


Fig 37 Principe de l'effet

Les charges dans le semi-conducteur sont poussées par une force en direction de la plaque d'où la création d'une différence de potentiel. Ce potentiel dépend de la valeur du courant I de l'induction B et de l'épaisseur (d) et du coefficient R_H de hall dépendant du matériau utilisé.. La tension V générée est donnée par l'expression

suivante. $V_H = \frac{R_H \cdot I \cdot B}{d}$. Puisque R_H et d sont constants, Le capteur de hall produit

une sortie proportionnelle au produit du courant par la densité du flux magnétique comme le montre la figure 2 qui représente un wattmètre utilisant un transducteur de Hall. Le champ magnétique dépend du courant de la charge et le courant a travers l'élément de hall dépend de la tension aux bornes de la charge.

La tension Hall est proportionnelle produit du courant et la tension charge. donc proportionnel à la puissance instantanée dissipée consommée.

En utilisant un voltmètre électronique, on peut mesurer la puissance moyenne de la tension Hall et avoir une graduation proportionnelle à la puissance moyenne.

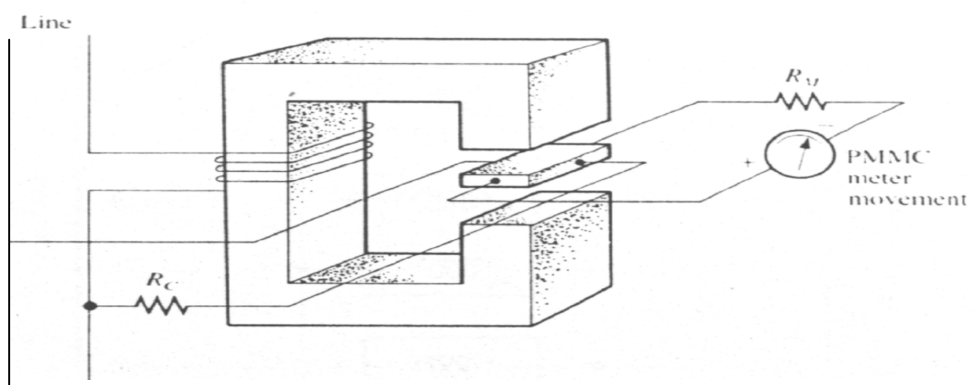


Fig.38 Wattmètre à effet hall

3.2.3 Mesure de puissance active : Récepteur déséquilibré 4 fils.

Réseau de distribution

Un système de distribution triphasé comprend en général quatre fils (figure 39):

Trois fils de phase, notés 1, 2 et 3 repérés le plus souvent par les couleurs conventionnelles vert, jaune et brun.

Un fil neutre, noté n, généralement de couleur grise.

Les tensions entre fils de phase et neutre, $u_{1N}(t)$, $u_{2N}(t)$ et $u_{3N}(t)$, sont appelées tensions simples. On suppose que ces tensions sont sinusoïdales et de même fréquence.

Si le système est équilibré en tension les tensions simples ont même valeur efficace notée V , elles sont sinusoïdales et déphasées entre elles de $2\pi/3$:

$$u_{1N}(t) = V \cdot \sqrt{2} \cos \omega t, \quad u_{2N}(t) = V \cdot \sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \quad u_{3N}(t) = V \cdot \sqrt{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}),$$

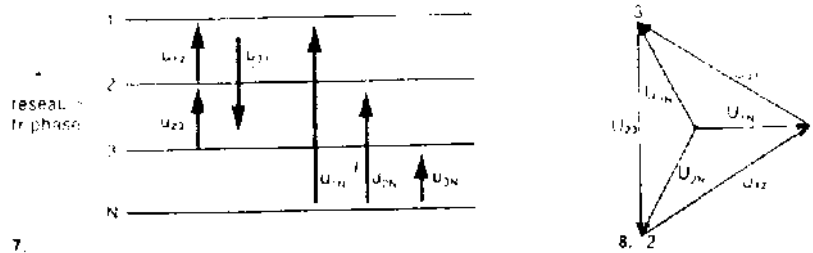


Fig.39b représentation du diagramme de Fresnel

Lorsque le système triphasé est équilibré chaque tension composée a une valeur efficace U valant $U = V \cdot \sqrt{3}$. Le système triphasé des tensions composées est déphasé d'un angle $\frac{\pi}{6}$ par rapport au système triphasé de tensions simples.

3.2.4 Principe de mesure de puissance

Le montage est dit '4 fils' lorsque le neutre est branché. Dans le cas, où le récepteur est monté en étoile, il est possible de considérer chaque phase séparément.

La phase 1 absorbe la puissance moyenne :
$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T U_{1N}(t) \cdot i_1(t) \cdot dt$$

Il en est de même pour les autres phases, absorbant les puissances moyenne P_2 et P_3 la puissance moyenne P absorbée par le récepteur vaut: $P = P_1 + P_2 + P_3$.

En régime sinusoïdal, la phase 1 absorbe $P_1 = U_{1N} \cdot I_1 \cos \varphi_1$, U_{1N} et I_1 étant les valeurs efficaces de $u_{1N}(t)$ et $i_1(t)$ et φ étant leur déphasage. Donc la puissance moyenne P vaut: $P = U_{1N} \cdot I_1 \cos \varphi_1 + U_{2N} \cdot I_2 \cos \varphi_2 + U_{3N} \cdot I_3 \cos \varphi_3$

Lorsque seules les tensions sont sinusoïdales, on obtient: $P_1 = U_{1N} \cdot I_{F1} \cos \varphi_{F1}$.

I_{F1} étant la valeur efficace du fondamental.

a) Récepteur avec trois fils

Le montage est dit trois fils lorsque le neutre n'est pas branché. Le récepteur est monté soit en étoile, soit en triangle; de l'extérieur, il est d'ailleurs impossible de savoir quel est le couplage du récepteur.

b) Mesure de la puissance par deux wattmètres : Couplage étoile d'un récepteur

La puissance instantanée $p(t)$ absorbée par le récepteur est la somme des puissances instantanées absorbées par chaque phase dans le cas général, récepteur équilibré ou non, régime sinusoïdal ou non sinusoïdal: $P(t) = u_{10} \cdot i_1 + u_{20} \cdot i_2 + u_{30} \cdot i_3$.

Si v_0 est le potentiel du point neutre, on aura:

$$p(t) = (v_1 - v_0) \cdot i_1 + (v_2 - v_0) \cdot i_2 + (v_3 - v_0) \cdot i_3 \quad \text{ou} : \quad p(t) = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 + -v_0(i_1 + i_2 + i_3)$$

Le dernier terme $(v_0(i_1 + i_2 + i_3))$ est nul car la conservation du courant au nœud o est donné en valeur instantanée par: $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ car le branchement est sans fil neutre.

En conclusion, l'expression de $p(t) = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3$ ne fait pas intervenir la valeur du potentiel v_0 .

Retranchons de l'expression $p(t)$ le terme nul $(i_1 + i_2 + i_3) \cdot v_3$ puisque

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad \text{on obtient} \quad p(t) = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 + v_3 i_3 - v_3(i_1 + i_2 + i_3). \quad \text{En simplifiant} : p(t) = (v_1 - v_3) \cdot i_1 + (v_2 - v_3) \cdot i_2 \quad \text{ou encore} : p(t) = u_{13} i_1 + u_{23} i_2$$

On obtient un montage à deux wattmètres Les wattmètres sont sensibles à la puissance

moyenne. Le premier (W_1) indique pour une tension périodique $P_1 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_{13} i_1 dt$

$$\text{Le deuxième indique de même} : P_2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_{23} i_2 dt.$$

La puissance moyenne est: $P = P_1 + P_2$

c) Couplage triangle

La puissance instantanée absorbée est la somme des puissances instantanées absorbées par les trois phases donc: $p(t) = u_{12} \cdot j_3 + u_{23} \cdot j_1 + u_{31} \cdot j_2 = (v_1 - v_2) \cdot j_3 + (v_2 - v_3) \cdot j_1 + (v_3 - v_1) \cdot j_2$
 $p(t) = v_1(j_3 - j_2) + v_2(j_1 - j_3) + v_3(j_2 - j_1)$; $p(t) = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3$

On obtient donc la même expression que précédemment. La suite du raisonnement conduisant à la méthode des deux wattmètres.

En effet, la méthode des deux wattmètres est générale pour un système triphasé 3 fils sans neutre.

En effet, elle est applicable pour un système triphasé déséquilibré et ceci quel que soit le couplage du récepteur

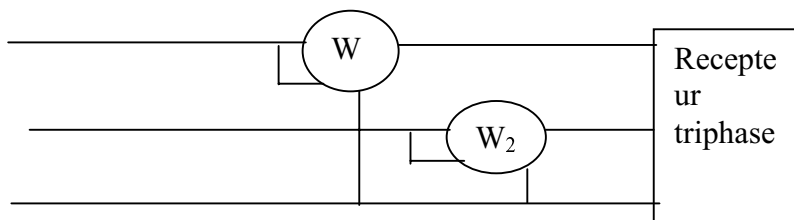


Fig 40: Methode de deux wattmetres

c) Récepteur équilibré

En régime sinusoïdal, lorsque le récepteur est équilibré, la puissance active vaut, (quel que soit le branchement étoile ou triangle du récepteur) : $P = \sqrt{3} U \cdot I \cdot \cos\phi$; expression dans laquelle le terme U est la tension composée efficace, le terme I est le courant de ligne efficace, et $\cos\phi$ est le facteur de puissance du récepteur.

De même la puissance réactive Q a pour expression: $Q = \sqrt{3} U \cdot I \cdot \sin\phi$

d) Méthodes des deux wattmètres en régime sinusoïdal pour un récepteur équilibré

3 fils.

On suppose que la figure 41 représente un système triphasé horaire pour lequel les vecteurs images de u_{1N} , u_{2N} et u_{3N} se succèdent dans le sens horaire.

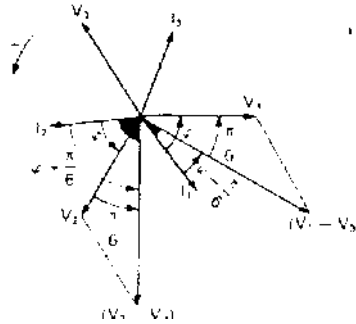


Fig 41. Système triphasé

Le wattmètre W_1 indique $P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{13} i_1 dt$

Le système triphasé étant équilibré $u_{13}(t)$ a pour valeur efficace $U=V\sqrt{3}$ et est déphasé de $\frac{\pi}{6}$ en arrière par rapport à $u_{iN}(t)$; donc $P_1 = U.I.\cos(\varphi - \frac{\pi}{6})$.

De même le wattmètre W_2 indique $P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{23} i_2 dt$

Le système triphasé étant équilibré $u_{23}(t)$ a pour valeur efficace $U=V\sqrt{3}$ et est déphasé de $\frac{\pi}{6}$ en avance par rapport à $u_{iN}(t)$: $P_2 = U.I.\cos((\varphi + \frac{\pi}{6})$.

La somme algébrique des deux wattmètres donne :

$$P_1 + P_2 = U.I. [\cos(\varphi - \frac{\pi}{6}) + \cos(\varphi + \frac{\pi}{6})].$$

Le terme entre crochet vaut : $2\cos\varphi \cos\frac{\pi}{6} = \sqrt{3} \cos\varphi$; donc $P_1 + P_2 = \sqrt{3} U.I.\cos\varphi$

On retrouve dans le cas particulier du récepteur équilibré le résultat général valable pour un récepteur déséquilibré.

Lorsque le réseau de distribution est antihoraire, on obtient de même :

$$P_1 = U.I.\cos(\varphi + \frac{\pi}{6}); P_2 = U.I.\cos(\varphi - \frac{\pi}{6}).$$

La figure.42 représente un système horaire. Les courbes représentent P_1 et P_2 en fonction de φ avec : pour le récepteur inductif : $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$; et pour un circuit capacitif : $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$.

On constate que lorsque $\varphi = 0$, $P_1 = P_2$.

Lorsque $|\varphi| < \frac{\pi}{3}$, donc $\cos\varphi > 0.5$, les deux wattmètres deviennent dans le même sens.

Lorsque $|\varphi| > \frac{\pi}{3}$, donc $\cos\varphi < 0.5$, l'une des lectures est négative; dans ce cas on change le branchement et on compte négativement la lecture correspondante

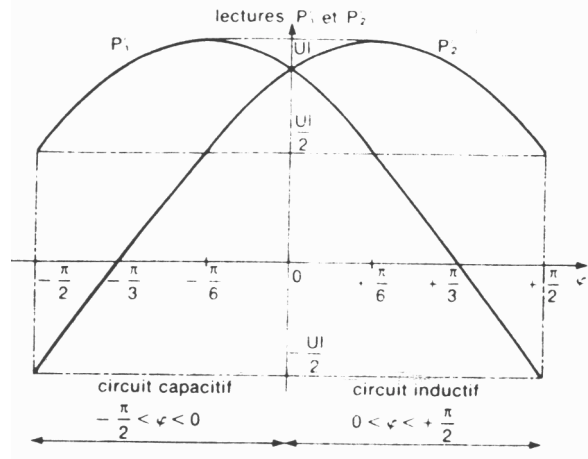


Figure.42. Diagramme des puissances

3.2.5 Mesure de la puissance réactive et $\cos\varphi$

Déterminons l'expression de la différence des indications des deux wattmètres. Quel que soit l'ordre de succession des phases (horaires ou antihoraires), on obtient :

$$|P_1 - P_2| = U \cdot I \left| \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) \right|. \text{ La différence des cosinus vaut : } \left| 2 \sin\frac{\pi}{6} \sin\varphi \right|$$

Donc : $|P_1 - P_2| = UI |\sin\varphi| = \frac{Q}{\sqrt{3}}$ d'où : $Q = \sqrt{3} |P_1 - P_2|$. Comme $P_1 + P_2 = P$ soit $UI \cos\varphi$

on obtient : $|\operatorname{tg}\varphi| = \sqrt{3} \frac{|P_1 - P_2|}{P_1 + P_2}$. Connaissant $\operatorname{tg}\varphi$ on peut calculer φ .

On peut utiliser un varmètre pour mesurer l'énergie réactive.

Exercice :

On effectue l'essai d'un récepteur inductif triphasé équilibré. On utilise la méthode des deux wattmètres. On lit $U=230 \text{ V}$ et l'ampèremètre branché au secondaire d'un transformateur de courant de rapport 4 indique 3.4 A .

Les deux wattmètres sont branchés avec les calibres 300 V , 10 A et 150 divisions. Le wattmètre 1 dévie dans le sens négatif en inversant le circuit tension, on obtient 34 divisions. Le wattmètre 2 indique 115 divisions.

- Déterminer le courant de ligne.
- Que peut-on dire du système de phase (horaire ou antihoraire)?
- Déterminer la puissance active.
- Déduire la puissance réactive et le $\cos\varphi$

3.2.6 Compteur d'énergie : Mesures d'énergie

L'énergie consommée par une installation pendant Δt vaut :

$$\Delta W = \int_0^{\Delta t} u(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Lorsque la puissance moyenne P absorbée par une installation est constante, on obtient : $\Delta W = P \cdot \Delta t$.

Il est, dans ce cas, possible de mesurer l'énergie moyenne ΔW pendant Δt à l'aide d'un wattmètre (mesure de P) et d'un chronomètre (mesure de Δt).

En pratique, on souhaite le plus souvent obtenir l'énergie sur un intervalle de temps assez long (quelques mois par exemple) au cours duquel la puissance moyenne de l'installation fluctue en général. Dans ce cas, on utilise de préférence un compteur d'énergie.

Un compteur d'énergie active est un appareil à induction destiné à la mesure de l'énergie.

Il comprend, comme un wattmètre, deux circuits électriquement indépendants :

- un circuit courant à insérer en série avec l'utilisation,
- un circuit tension à brancher en parallèle avec le récepteur.

Ces deux circuits forment des bobines enroulées sur un circuit magnétique dans l'entrefer duquel peut tourner un disque conducteur mobile (qui n'est soumis à aucun couple de rappel).

Le disque mobile est soumis à :

- un couple moteur moyen proportionnel à la puissance moyenne P ,
- un couple résistant proportionnel à la vitesse (courant de Foucault induits).

Lorsque le régime permanent est atteint, la vitesse de rotation N est proportionnelle à P , donc le nombre de tours du disque est proportionnel à l'énergie absorbée par le récepteur.

Le disque, dans sa rotation, entraîne un mécanisme permettant l'affichage numérique de l'énergie exprimée en Wh, ou en kWh.

Le branchement d'un compteur monophasé est analogue à celui d'un wattmètre.

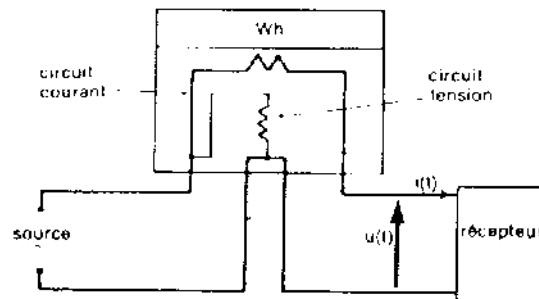


Fig .43.Compteur d'energie

4. Appareils électroniques analogiques

4.1 Principe de fonctionnement et organisation interne

Ce sont des appareils à affichage à aiguille qui nécessitent une alimentation (par piles, accumulateurs ou secteur).

Dans le cas d'un fonctionnement en courant continu la grandeur continue, d'entrée (tension, courant ou résistance) est éventuellement transformée en tension. Cette tension est atténuée par un atténuateur à plots, ce qui donne plusieurs calibres.

La tension précédemment conditionnée est amplifiée, de façon non réglable et appliquée à un voltmètre à aiguille.

Pour le fonctionnement en courant alternatif, la grandeur d'entrée (tension ou courant) doit être convertie, au cours de son traitement, en continu. Ceci peut se faire :

Soit juste avant application au voltmètre à aiguille ; soit à l'entrée de l'appareil.

Ces appareils ont une meilleure sensibilité, que les appareils électriques, une impédance d'entrée élevée et une précision acceptable.

La classe de ces appareils s'étend de 0.2 à 1.5.

Ils mesurent la valeur moyenne et aussi la valeur efficace.

Pour la mesure de la valeur efficace vraie, on utilise un thermocouple.

Généralement, les appareils électroniques de mesure se divisent en deux groupes. En effet, d'après le traitement de l'information on a :

Appareils de mesure électroniques analogiques

Appareils de mesure numériques

4.2 constitution d'un appareil électronique analogique

Un appareil électronique analogique a courant continu est, en général, constitué par un atténuateur, un amplificateur, un appareil de lecture (galvanomètre) et une alimentation stabilisée.

La figure 44 représente le schéma synoptique d'un voltmètre.

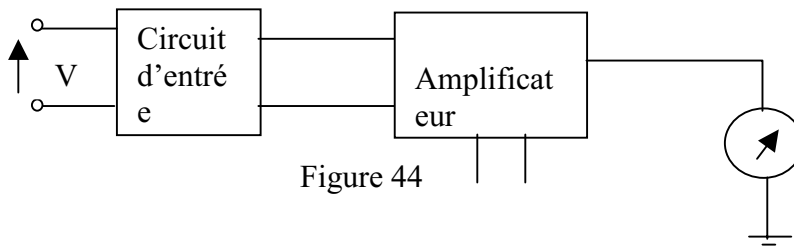


Figure 44

a) Amplificateur

L'amplificateur sert à augmenter le niveau du signal à mesurer et améliorer en même temps la sensibilité des appareils de mesure.

L'amplificateur doit se caractériser par un gain assez stable, des erreurs en phase et en fréquence négligeable, une impédance d'entrée élevée, un bruit de fond et des distorsions non-linéaires négligeables.

En effet, pour obtenir ces caractéristiques on doit employer des amplificateurs avec contre-

réaction négative :

$$K_{cr} = \frac{K}{1 + BK_{cr}}$$

Avec : K_{cr} le gain de l'amplificateur avec contre réaction

β : le coefficient de la contre réaction négative

K : le gain de l'amplificateur sans contre réaction

Si $\beta K \gg 1$ on arrive à : $K_{cr} \cong \frac{1}{\beta}$

Dans ce cas, les paramètres de l'amplificateur sont stabilisés et l'influence de la température, de l'instabilité de la tension et du vieillissement des composants sont considérablement diminuées.

b) Convertisseurs

En alternatif on utilise des convertisseurs qui sont des dispositifs avec lesquels on change la nature de l'inconnue qu'on veut mesurer. On peut citer :

les détecteurs de tension alternative –continue .

Les convertisseurs tension fréquence, résistance tension, capacité tension

Les capteurs de température, de vitesse

c) Alimentation

L'emploi des alimentations stabilisées dans les appareils de mesure diminue l'influence de l'instabilité de la tension secteur sur la précision des appareils.

De plus le faible valeur de l'impédance de sortie des alimentations stabilisées diminue les contre réactions parasites et les oscillations parasites.

d) Circuit d'entrée

Le circuit d'entrée, d'un appareil de mesure, constitue une partie très essentielle dont dépend la précision puisque l'échelle des tensions à mesurer est trop large, de quelques millivolts jusqu'au millier de volts, il est naturel de disposer d'un diviseur de tension à l'entrée. Pour diminuer l'erreur méthodique, l'impédance d'entrée doit être élevée.

Pour assurer une bonne précision de l'appareil, on doit utiliser un diviseur de tension ayant une stabilité suffisante. En effet, ce dernier doit être réalisé avec des résistances bobinées de précision.

En outre, l'amplificateur de mesure doit avoir un gain stable et indépendant des variations de la température et l'instabilité de la tension d'alimentation. Pour obtenir ces caractéristiques, on emploie un amplificateur avec une forte contre réaction négative.

Ainsi, la stabilité et la précision de l'amplificateur dépendent seulement du coefficient de transfert β du circuit de contre-réaction.

Malgré les précautions déjà prises, la sensibilité des voltmètres de tension continue est limitée par les phénomènes de dérive c'est à dire les variations incontrôlées de la tension de sortie et qui dépendent surtout de la température, de la stabilité de la tension continue et du vieillissement des composants.

Pour remédier à cet inconvénient, on ajoute un dispositif de réglage de zéro de l'appareil.

4.3 Caractéristiques générales

Les grandeurs mesurées par les appareils appelés " voltmètres électroniques " au sens large sont :

des tensions continues ou alternatives

des courants continus ou alternatifs

des résistances (en continu).

Les appareils existants sont soit mono-fonction, soit multifonctions. Des appareils ne sont appelés multimètre que s'ils permettent de mesurer des tensions, des courants et des résistances.

Indications portées sur un voltmètre électronique ou un ampèremètre électronique :

permettent de déterminer la valeur mesurée, qui peut être :

- soit une valeur moyenne

- soit une valeur efficace, valable quelle que soit la forme du signal cette valeur est souvent appelée (valeur efficace vrai).

4.4. Voltmètre électronique à amplificateur opérationnel

Les récents progrès techniques pour la fabrication des circuits intégrés ont permis de construire des AOP avec des caractéristiques beaucoup plus stables pour leur utilisation dans les voltmètres électroniques.

La résistance d'un IC est très élevée car le courant d'entrée est de 50 pA au moins. La résistance de sortie est, dans le cas idéal, nulle donc l'amplificateur est capable de dévier l'aiguille du galvanomètre.

les voltmètres à amplificateur opérationnel se classent en trois catégories selon l'application utilisée, on trouve: à suiveur de tension ; à entrée non-inversée ; à convertisseur tension – courant.

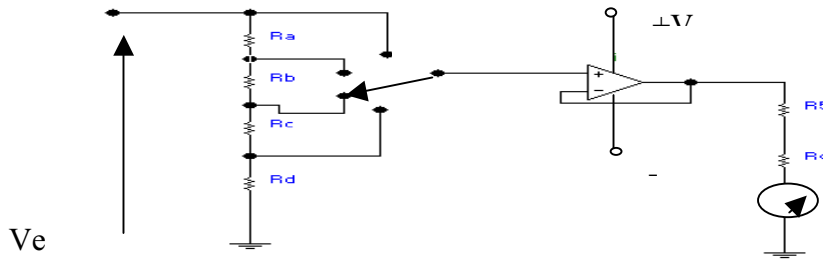


Fig.45 Voltmètre à ampli-opérationnel suiveur de tension

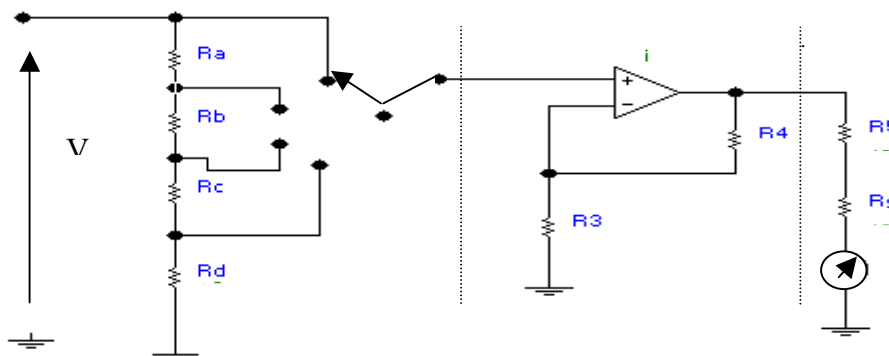
Le voltmètre à ampli suiveur de tension permet d'avoir une grande impédance d'entrée sans amplification de la tension car le gain est unité figure 46.

Le galvanomètre de mesure est connecté à la sortie de l'ampli opérationnel à travers un réseau de résistances. La résistance R_g est celle du galvanomètre. La résistance R_s limite le courant de sortie.

Si la tension à mesurer est très faible, on utilise un amplificateur non inverseur, figure 47. Cet amplificateur est constitué par un réseau de résistances à contre réaction et

qui sont R_3 et R_4 . Le gain du circuit est : $A_V = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$

A part l'erreur due au galvanomètre et aux résistances ; l'AOP peut introduire une erreur qui est due à son gain interne, mais cette erreur est toujours négligeable comparée à celle du galvanomètre.



4.5 Ampèremètre électronique

Pour mesurer un courant il faut toujours convertir le courant en tension.

Le réseau de résistance donné par la figure est utilisé pour choisir le calibre de l'ampèremètre. Ce circuit représente une série de shunts. Le galvanomètre est gradué en courant par application de la loi d'Ohm : $I = E_R / R_S$ avec E_R chute de tension à travers le shunt de courant et V_m la tension donnée par l'appareil de mesure.

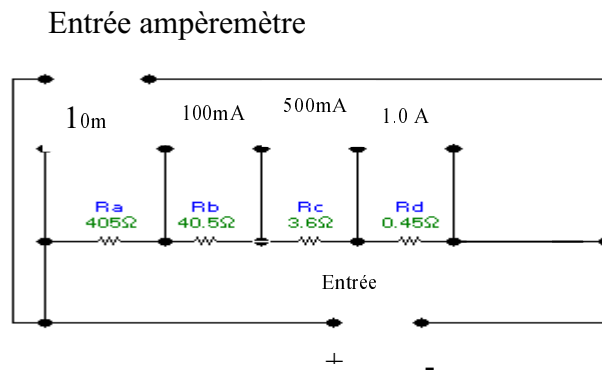


Fig 47 Circuit d'entrée pour un ampèremètre

4.6 Appareils électroniques à courant alternatif

La mesure du courant alternatif présente quelques problèmes qui n'apparaissent pas en courant continu

La valeur instantanée d'une tension sinusoïdale est donnée par l'expression mathématique suivant : $E = E_M \sin(\omega t)$ (volts), ω : vitesse angulaire (rd/s)

Ces valeurs sont utilisées pour définir les propriétés de l'onde sinusoïdale

4.6.1- Valeur efficace vrai

La valeur efficace d'une grandeur sinusoïdale est donnée par l'expression suivante :

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_M}{\sqrt{2}} \text{ ou } E_M = \sqrt{2} E_{\text{eff}}$$

La valeur efficace est celle la plus importante des trois grandeurs E_M , E_{eff} , E_{moyen} car elle nous donne une comparaison précise et directe avec le courant continu. Les voltmètres analogiques électroniques utilisent un galvanomètre pour mesurer la grandeur cherchée. Pour les utiliser en courant alternatif il faut convertir le signal sinusoïdal en courant continu avant d'être lu. La conversion doit être faite pour retenir la valeur efficace. Cette conversion est réalisée de différentes façons.

a) Redressement simple alternance

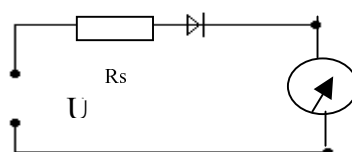


Figure 48. Appareil de mesure

Généralement la conversion ac / dc est faite par des diodes de redressement. en effet, on sait que la diode est un élément électronique qui peut supprimer la partie négative d'un signal alternatif, ainsi on obtient une onde à alternance positive ou mono-alternance figure 46. La figure 47 représente un voltmètre électronique. Le signal à mesurer est menu d'un diviseur de tension à réseau de résistance et il est connecté à travers une capacité de liaison permettant d'éliminer les tensions continues supplémentaires.

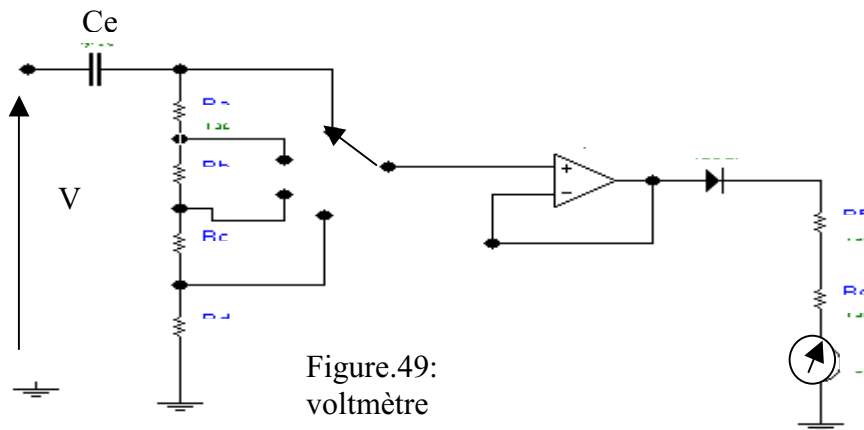


Figure.49: voltmètre

L'onde sinusoïdale est appliquée directement à l'entrée non inverseuse de l'ampli opérationnel à gain unité. Le galvanomètre analogique est sensible à la valeur moyenne de

l'onde redressée : $E_{moyen} = \frac{E_M}{\pi}$, $= 0.318 \cdot E_M$; avec $E_M = 1.41 E_{eff}$, alors :

$$E_{moyen} = 0.318 \cdot (1.41) \cdot E_{eff} = 0.45 \cdot E_{eff} \text{ or } E_{eff} = \frac{E_{moyen}}{0.45} = 2.22 \cdot E_{moyen}$$

Le coefficient 2.22 est appelé facteur de forme qui est le rapport de $\frac{E_{eff}}{E_{moyen}}$

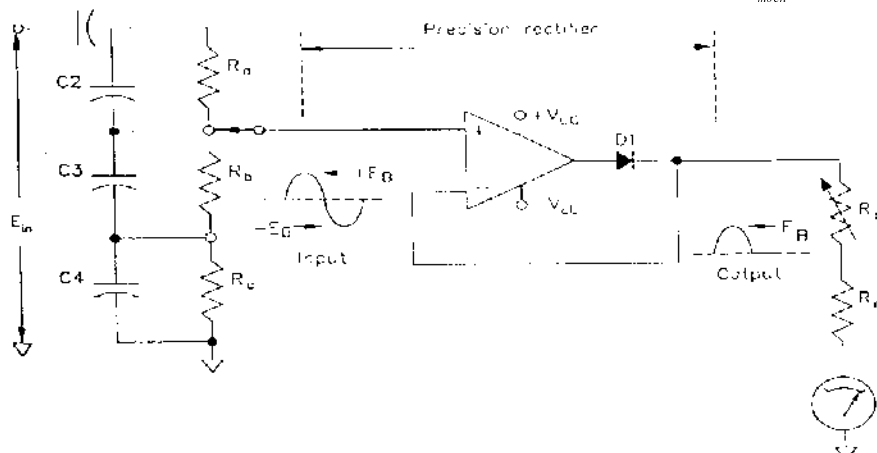


Figure.50. La diode se trouve dans la boucle de contre -reaction d'étalonner de l'échelle de l'appareil de mesure pour la mesure de la valeur efficace. Quand la tension à mesurer à un niveau bas la diode de redressement devient une source d'erreur surtout pour les diodes au silicium dont la tension de seuil est de 0.7 V. En effet, pour éviter cette erreur on place la diode dans une boucle de contre réaction (figure 48 ; donc la non-linéarité de la diode est compensée : L'entrée inversée suit l'entrée non

inverseuse. La tension appliquée au galvanomètre est égale à celle à l'entrée de l'ampli opérationnel. Ce circuit est un redresseur de précision.

Les condensateurs C_2 , C_3 et C_4 branchés en parallèle avec l'atténuateur à résistances sont utilisés pour compenser la capacité à l'entrée de l'ampli opérationnel. Ce phénomène est rencontré aussi dans les oscilloscopes. Le circuit de la figure 49 est un suiveur à gain

$$\text{variable ayant pour gain } A_V = \frac{R_{22} + R_3}{R_3}$$

b) Redressement double alternance

Quand on utilise le redressement double alternance, la partie positive et négative de l'onde est convertie en signal continu (figure 3.12). La conversion double alternance donne un facteur de forme de 1.11 car :

$$E_{\text{moyen}} = \frac{2.E_M}{\pi} = 0.636 E_M \text{ et } E_M = 1.414 E_{\text{eff}} \text{ ou } E_{\text{eff}} = \frac{E_{\text{moyen}}}{0.9}$$

Le voltmètre est étalonné pour mesurer la valeur moyenne de la tension.

Le circuit de la figure 3.12 utilise un pont à diode. Le circuit est un convertisseur tension-courant. La tension aux bornes de R_3 est toujours égale à celle à l'entrée du pont redresseur.

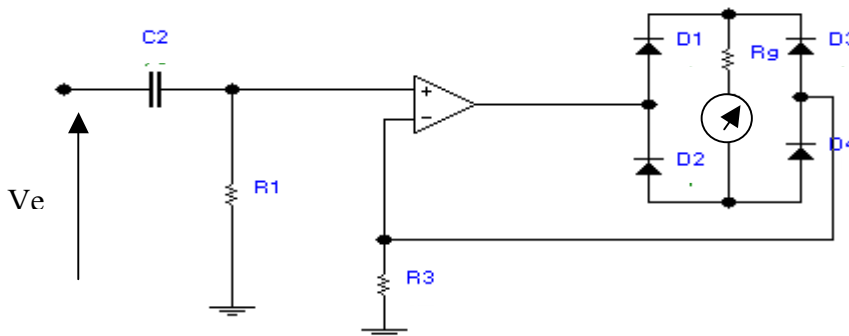


Figure.50

Figure.51 . Redresseur double alternance idéal

(X/T)

4.7- Voltmètre de valeur efficace vrai

Les voltmètres déjà vus mesurent la valeur efficace d'une tension sinusoïdale et qui est, en fait, obtenue par mesure de la valeur moyenne.

Quand l'onde à mesurer est non sinusoïdale, l'appareil n'indique pas la valeur efficace vraie, mais celle en corrélation directe avec la valeur moyenne.

La valeur efficace vraie peut être mesurée en utilisant un convertisseur de valeur efficace vrai. Le principe utilisé par le convertisseur est soit mécanique ou électronique. Il convertit la valeur efficace en puissance électrique pour être mesurée par un système d'affichage.

4.7.1 Convertisseur à thermocouple

La figure 52 représente un convertisseur à thermocouple qui permet la mesure de la valeur efficace vraie. La résistance connectée au thermocouple permet de changer la valeur efficace en puissance électrique qui chauffe un thermocouple ce dernier génère une f.e.m proportionnelle à la valeur efficace. Le thermocouple utilisé est une jonction de deux métaux différents qui sont soudés ensemble.

Les métaux peuvent être cuivre et Constantan car ils ont la caractéristique de générer une f.e.m s'ils sont placés en contacts puis chauffés.

La f.e.m est proportionnelle à la tension de chauffe. Cette tension est lue par un millivoltmètre pour être comparée à un étalon.

La jonction est soudée directement au système de chauffage ou attacher à un matériau céramique.

La f.e.m générée peut atteindre 112 mV. La figure 52 utilise un thermocouple. Pour l'équilibre du circuit le signal à mesurer est proportionnel à la puissance RI^2 de la valeur efficace vraie de l'onde alternative.

L'ampli opérationnel joue le rôle d'un buffer qui isole l'entrée et le thermocouple. Le courant à travers R_1 est proportionnel à la valeur efficace de la tension à mesurer, ainsi la f.e.m délivrée par le thermocouple est proportionnelle à la valeur efficace de la tension d'entrée E_{in}

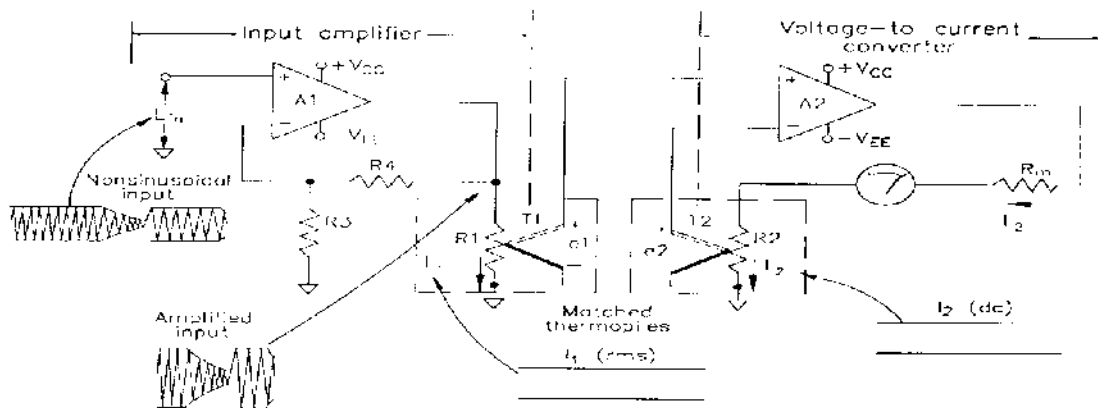


Figure 52. Voltmètre à thermocouple

Les métaux peuvent être cuivre et Constantan car ils ont la caractéristique de générer une f.e.m s'ils sont placés en contacts puis chauffés.

La f.e.m est proportionnelle à la tension de chauffe. Cette tension est lue par un millivoltmètre pour être comparée à un étalon.

La jonction est soudée directement au système de chauffage ou attacher à un matériau céramique.

La f.e.m générée peut atteindre 112 mV. La figure 52 utilise un thermocouple. Pour l'équilibre du circuit le signal à mesurer est proportionnel à la puissance RI^2 de la valeur efficace vraie de l'onde alternative.

L'ampli opérationnel joue le rôle d'un buffer qui isole l'entrée et le thermocouple. Le courant à travers R_1 est proportionnel à la valeur efficace de la tension à mesurer, ainsi la f.e.m délivrée par le thermocouple est proportionnelle à la valeur efficace de la tension d'entrée E_{in} . L'ampli opérationnel A_1 joue le rôle d'un convertisseur tension courant.

Le courant de sortie passe à travers le galvanomètre de mesure et la résistance R_2 qui est l'élément de chauffe pour le thermocouple.

Le deuxième thermocouple est branché à l'entrée inverseuse de l'ampli opérationnel A_2 qui joue le rôle d'un ampli de différence. Si $e_2 < e_1$ alors la sortie de A_2 croît ce qui permet d'augmenter le courant I_2 jusqu'à ce que l'effet de la chaleur fait augmenter la valeur de e_2 et devient égale à e_1 , les deux thermocouples sont alors adaptés.

Cette solution impose aux capteurs d'avoir les mêmes caractéristiques.

La constante de temps est relativement élevée de l'ordre de quelques secondes ce qui rend ce type de voltmètre long.

4.7.2 Convertisseur de valeur efficace à ampli opérationnel

La figure 53 montre une autre configuration pour la mesure de la valeur efficace. Ce montage utilise des circuits électroniques pour effectuer les opérations mathématiques afin de déterminer la valeur efficace vraie.

La valeur de la tension efficace est donnée, mathématiquement, par l'expression suivante :

$$V_{\text{eff(rem)s}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \text{ ou } v(t) \text{ représente la tension alternative et } V_M \text{ est sa valeur}$$

maximale. L'opération donne le carré et elle est effectuée par un multiplieur analogique. La deuxième étape est d'effectuer l'opération "intégrale" pour avoir la valeur moyenne.

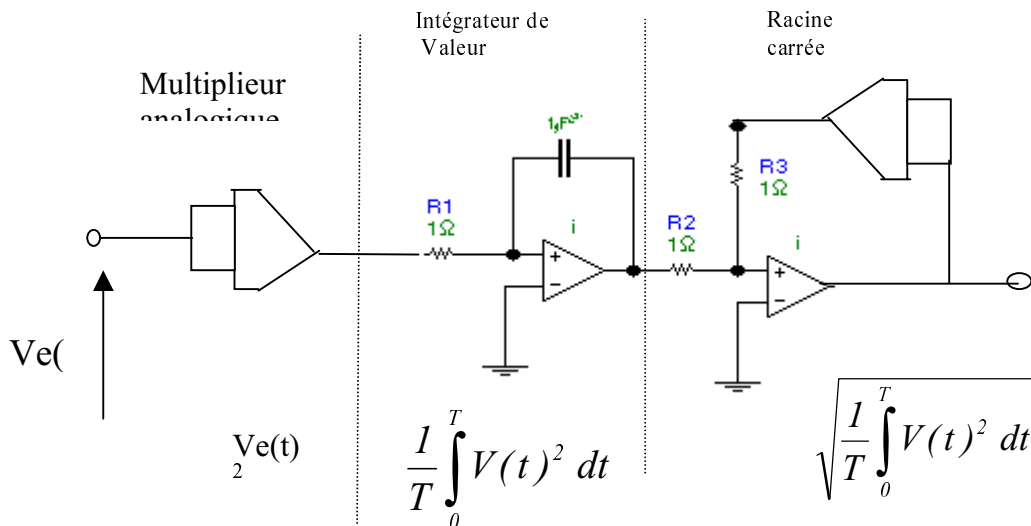


Figure 53. Voltmètre de valeur efficace vrai

En effet, en plaçant une capacité dans la boucle de contre réaction on peut avoir l'opération

$$: \frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt$$

L'étape finale est de déterminer la racine carrée qui est combinée à un circuit de redressement et un multiplieur placé dans une boucle de contre réaction négative. La sortie est proportionnelle à la valeur efficace vraie de la tension d'entrée.

4.8 Voltmètre de valeur maximale

Dans certaines applications, il est important de mesurer la tension maximale V_m que celle de la valeur moyenne ou efficace d'une tension alternative. Les mesures de V_m sont nécessaires pour la construction des alimentations stabilisées (ou la tension inverse peut être dépassée) et pour des circuits digitaux à impulsion. La figure 54 représente un voltmètre de valeur maximale.

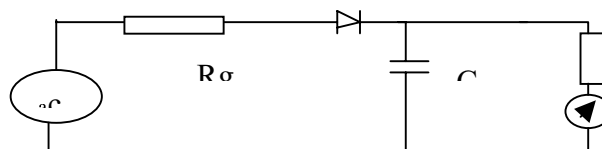


Figure.54 Voltmètre de valeur maximale

Soit la tension $e_g = E_m \sin(\omega t)$ appliquée à l'entrée d'un détecteur pour voltmètre.

Pendant l'alternance positive le condensateur se charge rapidement à la valeur maximale E_m . La constante de charge est : $\tau_{ch} = C (R_g + r_d)$

La constante de décharge est $\tau_{dech} = C (R_g + R_0 + R)$ avec $\tau_{dech} \gg \tau_{ch}$
 La valeur moyenne de la tension aux bornes de C est donnée par :

$U_{Cav} = E_m \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) = E_m \cos \theta$, mais puisque l'angle de conduction est très faible donc on a : $U_{Cav} \approx E_m$.

En régime stationnaire les valeurs de I_{ch} et I_{dech} sont égales et on a :

$$I_{moyen} = \frac{1}{2\pi} \int \frac{E_m \sin \omega t - u_c(t)}{R_{ch}} d\theta = \frac{U_{cAV}}{R_{dech}}$$

Pour mesurer la valeur E_m , il faut satisfaire la condition : $\eta = \frac{R_{dech}}{R_{ch}} \gg 1$.

La constante de temps de décharge est très grande. on suppose que pendant la décharge r_{in} de la diode est infini et R est choisit équivalent à: $R = (10 \text{ à } 100) \text{ M}\Omega$.

Cette résistance de décharge est choisit pour satisfaire la condition: $R.C \gg 0,5 T_{BF}$.

T_{BF} la plus basse fréquence. On note $\eta = \frac{R_{dech}}{R_{ch}}$. Pour avoir une détection précise et une

mesure de l'amplitude avec une faible erreur le coefficient $\eta = \frac{R_{dech}}{R_{ch}}$ doit satisfaire la

condition $\eta \gg 1$; c'est à dire R doit être très élevée. En régime stationnaire $Q_{ch} = Q_{dech}$ et $I_{ch} = I_{dech}$ avec $I_{dech} = \frac{E_c}{R} = \frac{Q_{dech}}{T}$ ($U_c \approx E_m$); $Q_{ch} = Q_{dech} = C(U_{ct2} - U_{ct1}) = 2.C.\Delta U_c$. ΔU_c est

l'amplitude de l'ondulation. Pour calculer l'erreur on a : $I_{ch} = I_{dech} = \frac{E_c}{R} = \frac{2.C.\Delta V}{T}$

L'erreur ε est donnée par : $\varepsilon = \frac{\Delta U_c}{E_m}$. Puisque $\Delta U_c = \frac{2.E_m.T}{R.C}$ d'où : $\varepsilon = \frac{\Delta U_c}{E_m} = \frac{2.R.C}{E_m}$

$= \frac{T}{2.\tau_{ch}}$ donc $\varepsilon_r = \frac{1}{2.R.C.f}$.

On conclu que si f diminue ε_r augmente. ; ainsi pour diminuer l'erreur τ_{dech} doit augmenter.

III- Générateurs de signaux

1- Introduction:

Les générateurs de signaux constituent un élément essentiel de l'équipement des laboratoires. Ainsi on les trouve dans les chaînes de productions des instruments, dans les laboratoires de recherche... En effet, les générateurs ont diverses applications telle que : test des amplificateurs, la réponse en fréquence d'un système, l'alignement des récepteurs, commande de certains processus automatiques, ainsi que d'autres applications dans le domaine de l'électronique.

2- Principaux types de générateurs

Selon leur fonction les instruments qui génèrent des ondes sont appelés: oscillateurs, générateurs de signaux, ou générateurs de fonctions. En effet, les sources de signaux peuvent être classées en quatre groupes : oscillateurs, générateurs de signaux, générateurs de fonctions, synthétiseurs.

Un oscillateur génère, en général, une sinusoïde; par contre un générateur de signaux a la possibilité de moduler une porteuse.

Le générateur de fonction fournit différentes formes d'ondes.

Le synthétiseur génère une onde sinusoïdale digitalisée ayant une excellente stabilité en fréquence et une bonne résolution.

3- Oscillateur sinusoïdal basse fréquence (oscillateurs audio)

Un oscillateur audio est utilisé pour tester des instruments fonctionnant dans la bande audio-fréquence. Ce genre d'oscillateur produit un signal sinusoïdal variable en amplitude et en fréquence. L'amplitude maximale est de l'ordre de $25 V_{rms}$. La plage de fréquence est de 20Hz à 20 kHz. En général, l'impédance de sortie pour ces oscillateurs est 50Ω ou 75Ω .

Parmi les oscillateurs les plus utilisés on trouve celui à pont Wien et à réseau RC déphaseur.

3.1 Principe

Chaque oscillateur de ce type est un système bouclé composé par un amplificateur et un réseau de sélection RC de transmittance respective $K_c(P)$ et $\beta_c(P)$.

L'amplificateur est contrôlé par une contre réaction positive qui est appliquée à l'entrée de ce dernier par la prise d'une fraction du signal de sortie qui est additionner au signal d'entrée.

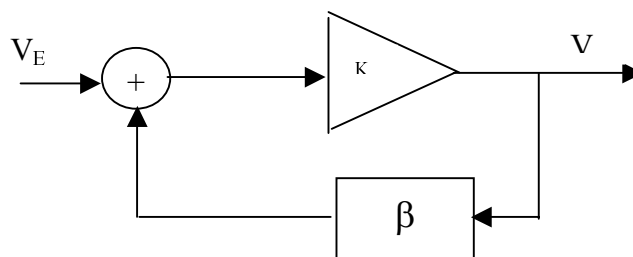


Figure 1: Principe de

Le système étant rétro-réactionné de transmittance équivalente

$$W(p) = \frac{K(p)}{1 - \beta(p)K(p)}$$

$\beta(p)$: transmittance du réseau de sélection

$K_c(p)$: gain de l'amplificateur

En augmentant la contre réaction, on arrive aux conditions d'oscillation car l'amplificateur fournit sa propre énergie à l'entrée. Le système devient oscillatoire si : $1 - |\beta(p).K(p)| = 0$.

Auquel cas, on a : $\omega = \omega_0$ qui est la pulsation des oscillations.

Les équations qui régissent le fonctionnement de l'oscillateur sont :

$$(\beta.V_S + V_E) = V_S \quad (1); \quad V_E.K = V_S(1 - \beta.K).$$

Le gain du système bouclé est :

$$A_{cl} = \frac{K}{1 - \beta.K} \quad (2)$$

On est, alors, ramené à un système oscillatoire autonome non amorti régi par l'équation

temporelle suivante : $\frac{du^2}{dt^2} + \omega_0 u = 0$, dont la solution est : $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$.

Pour avoir des oscillations il faut satisfaire la condition : $\frac{du^2}{dt^2} + \varepsilon \frac{du}{dt} + \omega_0 u = 0$ (3)

U_m et φ dépendent des conditions initiales.

Le tableau ci dessous résume les conditions d'oscillations:

Pour que le système oscille il suffit que le terme : $1 - \beta.K = 0$

Si le gain de la boucle βK est:	Sortie
< 1	Pas d'oscillation
$= 1$	Oscillation
> 1	Distorsion du signal

Les conditions d'oscillations nécessitent un réseau de contre-réaction sélective. Ce circuit est composé par combinaison de résistances et capacités.

3.2 Oscillateur à pont Wien

Parmi les d'oscillateurs basse fréquence on trouve celui à pont de Wien.

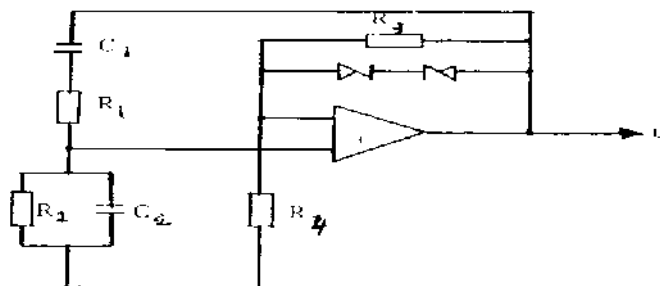


Figure 2 : Oscillateur à pont de Wien

La caractéristique fréquentielle du système dépend de celle du filtre et qui est représenté par la figure 4.

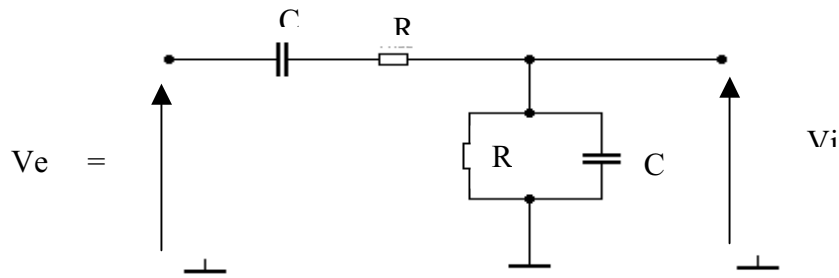


Figure 3 : Réseau de

On pose $Z_{C1} = \frac{1}{j\omega C_2}$; $Z_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2}$

$$Z_1 = R_1 + Z_{C1} = \frac{jR_1 C_1 \omega + 1}{jR_1 C_1 \omega} ; Z_2 = \frac{R_2 \cdot Z_{C2}}{R_2 + Z_{C2}} = \frac{R_2}{1 + jR_2 C_2 \omega}$$

Le réseau de contre réaction a la fonction de transfert suivante:

$$\beta(j\omega) = \frac{V_i}{V_s} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{j\omega R_1 C_1}{1 - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + j\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2)} \quad (4)$$

Si $R_1 = R_2 = R$ et $C_1 = C_2 = C$ alors $\beta(j\omega)$ se réduit à :

$$\beta(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + j3\omega R_1 C} \quad (5)$$

Le gain de contre réaction $G(j\omega) = K \cdot \beta(j\omega) = \frac{K \cdot j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + j3\omega R_1 C}$

La condition d'oscillation est : $K \cdot \beta(j\omega) = \frac{K \cdot j\omega RC}{1 - (\omega RC)^2 + j3\omega R_1 C} = 1, \quad (6)$

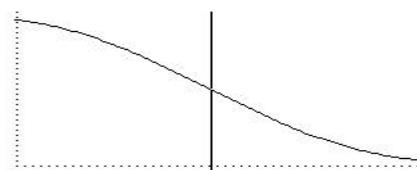
d'où : $(\omega RC)^2 + j3\omega RC - jK\omega RC = 0.$

$(\omega RC)^2 = 0$ d'où $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ pulsation d'oscillation et qui donne $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7).$

Le gain de l'ampli est $K = 3$; donc l'oscillation se produira si le gain de La boucle est

$K = 3$ et $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$

Les caractéristiques de gain et de phase du réseau de sélection confirment les conditions d'oscillation.



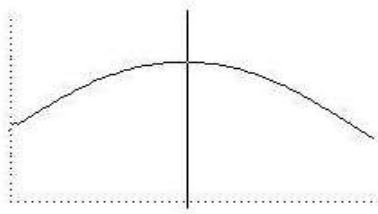


Figure 4 : caractéristique de gain et de phase du réseau

L'oscillateur à pont de Wien est largement utilisé en audio fréquence; car il présente des distorsions faibles et une stabilité en fréquence acceptable avec une bande assez large allant de 5 Hz à 500 kHz .

3.3 Oscillateur à réseau RC déphaseur

Le second audio oscillateur est celui à réseau RC déphaseur qui est composé par un réseau RC en cascade figure 5.

Chacuns des trois groupes du réseau RC effectue un déphase de 60° qui donne au total 180° nécessaire pour l'oscillateur.

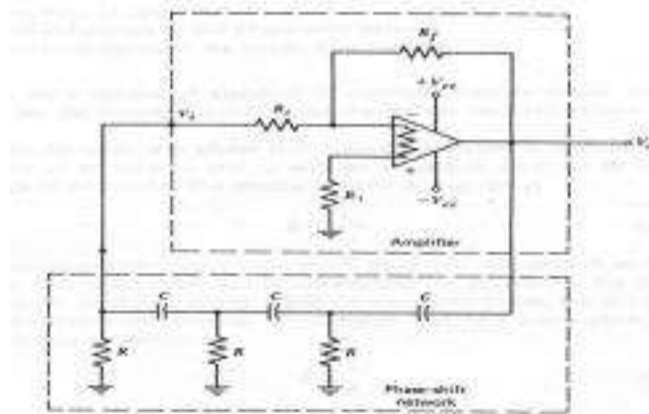


Figure 5: Oscillateur RC déphaseur

Si on cherche l'expression de la contre réaction on aura :

$$\beta = \frac{V_i}{V_0} = \frac{1}{1 - \frac{5}{(\omega RC)^2} + j\left(\frac{1}{(\omega RC)^3} - \frac{6}{\omega RC}\right)} \quad (8)$$

Si le réseau déphaseur effectue un déphasage de 180° , la partie imaginaire de l'équation (1) sera égale à zéro c'est à dire: $\frac{1}{(\omega RC)^3} - \frac{6}{\omega RC} = 0$

La fréquence d'oscillation sera $f = \frac{1}{2\sqrt{6}\pi RC}$ et $\omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$ (9)

$$\underline{\text{La contre réaction } B = \frac{V_i}{V_0} = \frac{1}{1 - \frac{5}{\frac{1}{6}} + j(6\sqrt{6} - 6\sqrt{6})} = -\frac{1}{29} \text{ donc } V_0 = -29 \cdot V_i}$$

Application : Déterminer la fréquence f pour un oscillateur à réseau RC déphaseur ayant

R = 13 Ω et C=100 μ F .

4 - Générateur de fonctions

4.1 introduction

Ils sont des appareils universel d'application, car ils fournissent une variété de formes d'ondes et une large gamme de fréquences.

Un générateur de fonctions produit, toujours, les signaux suivant : Sinusoïdal, triangle rectangulaire, rampe et signal logique à rapport cyclique variable La fréquence s'entend de fraction de Hz jusqu'à plusieurs centaines de kHz. On utilise généralement une onde triangulaire ou rectangulaire.

Plusieurs générateurs ont la possibilité de livrer des signaux modulés en amplitude, en fréquence, en phase à rapport cyclique variable et VCO contrôlé et même des signaux aléatoires. La flexibilité des générateurs de fonctions les rend très populaire et ont vite remplacé les générateurs sinusoïdaux dans beaucoup d'applications. Les générateurs traditionnels fournissent une sinusoïde comme signal primaire. Les générateurs de fonction, cependant, génèrent un signal triangulaire et tous les autres signaux sont dérivés de ce signal.

Le principe utilisé est celui de la charge d'une capacité par un courant constant.

La tension aux bornes du condensateur est une rampe linéaire figure 6. Pour changer la direction de la rampe il suffit de changer la direction du courant de charge.

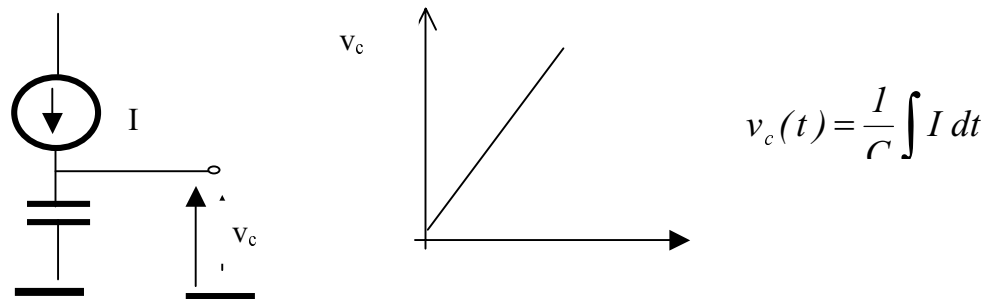


Figure 6 : Principe de génération d'une onde en dent de scie

La figure 7 représente le schéma synoptique généralisé d'un générateur de fonction.

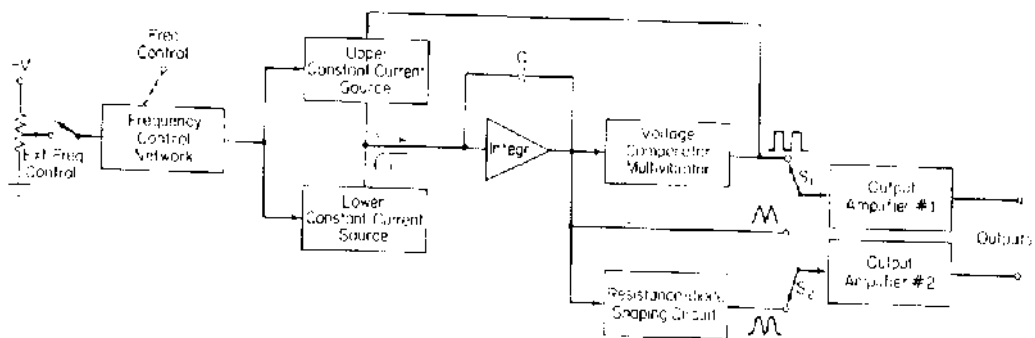


Figure 7 schéma synoptique d'un générateur de fonctions

4.2 Principe du générateur de fonction

La figure 8 représente le schéma d'un générateur de fonction illustrant le principe utilisé pour la génération des principaux signaux.

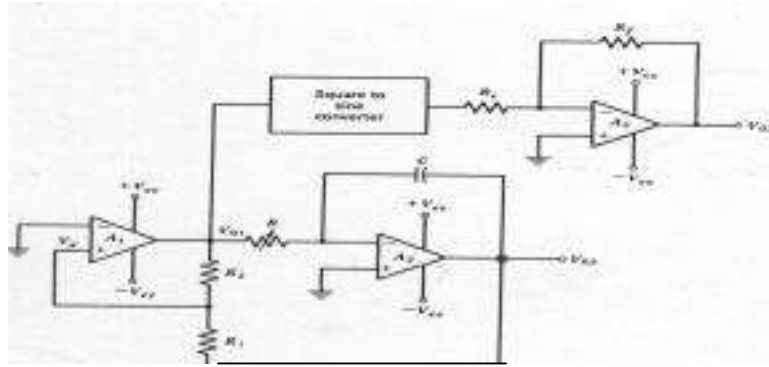


Figure 8: schema de principe d'un générateur de fonction

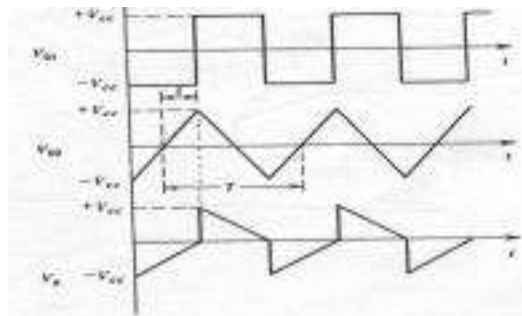


Figure 9 : ondes générées par le circuit de la figure 8

- On a une onde rectangulaire plus simple donnant une fréquence stable que celui du sinus.
- L'AO1 génère une sortie rectangulaire ; c'est un comparateur qui fonctionne en saturation entre $\pm V_{cc}$.
- L'OA2 est un intégrateur qui génère une onde triangulaire. La tension aux bornes du condensateur est une rampe linéaire (figure 6). Pour changer la direction de la rampe il suffit de changer la direction du courant de charge. Le troisième étage est un convertisseur triangle sinus.

4.2.1 Calcul de l'amplitude d'oscillation

Le circuit peut être analysé comme suit :

On considère $V_{01} = -V_{cc}$; cette tension reste égale à $-V_{cc}$ jusqu'à ce que V_{1+} devienne supérieure à V_{1-} et qui est égale à zéro ; $V_{1+} - V_{1-} = V_x$ dépendant de V_{01} et V_{02} d'où :

$$V_x = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{02} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1), \text{ avec } V_{01} = -V_{cc} .$$

On utilise le théorème de superposition pour trouver V_x .

$$V_{01} = 0, V_{1x} = + V_{02} \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; V_{02} = 0, u_{2x} = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ et enfin on a } V_x = V_{1x} + V_{2x}$$

Quand $V_x = 0$, alors V_{01} change d'état c'est à dire on a :

$$0 = V_x = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{02} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ d'où } V_{02} \cdot R_1 = V_{cc} \cdot R_1 \text{ et } V_{020} = V_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (2)$$

Quand V_{02} atteint $V_{020} = V_{cc} \frac{R_1}{R_2}$ (3), le comparateur change d'état et l'intégrateur commence à décroître.

4.2.2 Calcul de la fréquence

Pour obtenir la fréquence (f) d'oscillation, on procède comme suit :

La capacité C se charge à $q = i_c \cdot t$ (4), $i_c = dq/dt$ et $dq = i_c \cdot dt$.

La relation entre q charge et la tension de charge est : $q = C.V_{02}$ d'où $i_c = C(dV_{02}/dt)$.
 On peut écrire que $i_c = i_R$ avec $i_r = V_{01}/R$. Puisque le courant ampli est $i_{amp} = 0$ et Z_e élevée
 on aura $i_R = (V_{01}/R) = C(dV_{02}/dt)$ ou encore $(V_{01}dt/RC) = dV_{02}$

d'où : $V_{02} = \frac{1}{RC} \int V_{01}.dt$ (5)..

En remplaçant dans (1) V_{02} par l'équation (3), on aura :

$V_{02} = \frac{R_1}{R_2} V_{cc} = V_{01} \frac{1}{RC}.t$ (6). Puisque $V_{01} = V_{cc}$ on aura : $V_{cc} \frac{R_1}{R_2} = \frac{t}{RC} V_{cc}$ d'où

$t_1 = \frac{R_1}{R_2} R.C$. Si $R_1 = R_2$ on a $t_1 = RC$ et pour une période on a $T = 4.RC \frac{R_1}{R_2}$ (7).

Si $R_1 = R_2$ T devient: $T = 4RC$ et $f = \frac{1}{4.R.C}$ (8).

Exemple

pour le circuit de la figure 10, calculer la fréquence et l'amplitude du signal triangulaire.

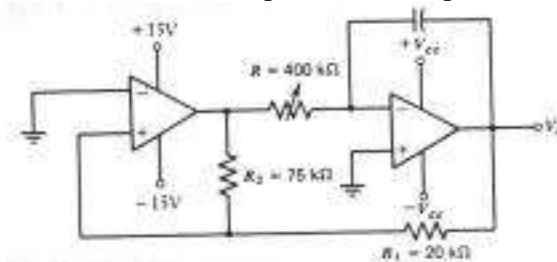


Figure 10

Le signal triangulaire passe par un conformateur triangle-sinus figure 11.

4.2.3 Conformateur triangle sinus

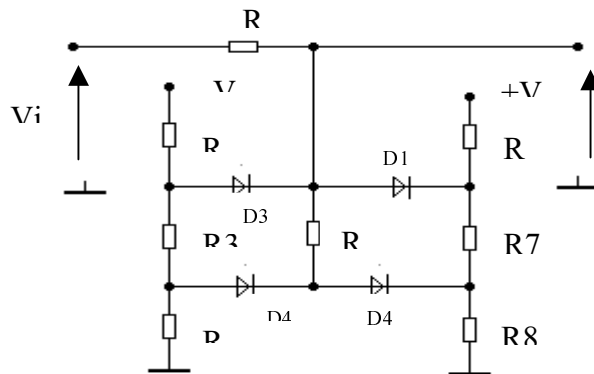


Figure 11 : conformateur à diodes

C'est un circuit non linéaire formé par des diodes et un diviseur de tension qui déforme le signal triangulaire pour approximer la sinusoïde.

Pour un signal d'entrée les diodes sont polarisées en inverse et le circuit présente, effectivement, un circuit ouvert. Le signal augmente dans la direction positive et D2 devient passante donc R5 et R8 sont mises en série ceci permet de changer la pente du signal de sortie qui diminue, ainsi, $V_{out} = V_{in} (R_5 + R_8) / (R_1 + R_5 + R_8) = K.V_i$

Le prochain changement s'établit lorsque D1 devient passante ce qui place R5//R7 d'où

$V_{out} = V_i (R_5//R_7+R_8/R_6)/(R_1+ R_5//R_7+R_8//R_6)=K_2.V_i$. Donc la pente de la tension de sortie est réduite. Le phénomène est similaire lorsque la tension diminue.

Pour l'alternance négative le phénomène est similaire au précédent.

En ajoutant encore des diodes et des résistances, on aura une meilleure approximation de la sinusoïde.

Le signal de la figure 12 comprenant six segments rectilignes par demi-période qui représente une sinusoïde avec une bonne approximation.

On démontre que l'approximation est le meilleur possible lorsque l'on a :

$$\begin{aligned} y_1 &= \sin \frac{\pi}{6} & \tau_1 &= \frac{T}{12} \\ y_2 &= \sin \frac{\pi}{3} & \tau_2 &= \frac{2.T}{12} \\ y_3 &= \sin \frac{\pi}{2} & \tau_3 &= \frac{3.T}{12} \end{aligned}$$

où T est la période du signal. les pentes des différents segments sont alors donnés par :

$$p_1 = \frac{.12}{T} \cdot \sin \frac{\pi}{6} ; p_2 = \frac{12}{T} [\sin \frac{\pi}{3} - \sin \frac{\pi}{6}] ; p_3 = \frac{12}{T} [-\sin \frac{\pi}{3}]. \quad (9).$$

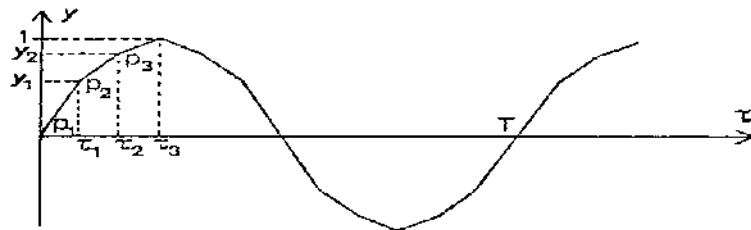


Figure 1 2: approximation d'une sinusoïde

Avec ces différentes valeurs, les quatre premiers harmoniques impairs sont nuls (3,5,7,9) et, plus généralement, seuls les harmoniques $(12.(n-1))$ sont différents de zéro. Les distorsions sont données par la relation suivante :

$$D\% = 100 \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_n^2}}{A_1} \quad (10)$$

où les A_n sont les coefficients du développement en série de Fourier du signal considéré, Les distorsions sont données par la relation :

$$D\% = 100 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{(12n-1)^4} + \frac{1}{(12n+1)^4} \right)} \quad (11).$$

5- Oscillateur à fréquence radio

L'oscillateur RF doit satisfaire, aussi, les mêmes critères que celui de l'oscillateur à fréquence audio, le réseau déphaseur est forme par un réseau LC qui constitue un filtre sélectif résonant. Lorsque $X_L = X_C$ on aura $2\pi f.L = \frac{1}{2\pi fC}$ d'ou $f = \frac{1}{2\pi(LC)^{\frac{1}{2}}}$ (1).

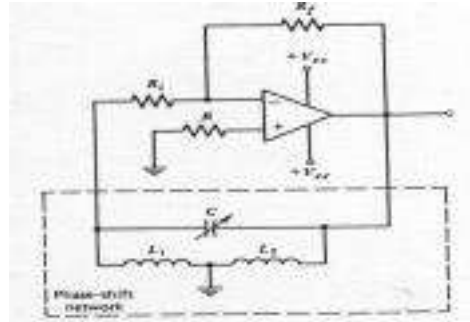


Figure.13

F : fréquence d'oscillation

L : inductance du réseau déphaseur

C : capacité du réseau déphaseur

Le plus utilise de ces oscillateurs est celui de Colpits and Hartley.

L'oscillateur comprend une inductance formée de deux enroulements L_1 et L_2 et une capacité ajustable. Le réseau de contre réaction β est donné par $B =$.

En connectant un ampli inverseur permettant un déphasage de 180 on satisfait le critère de Barkhausen $A.\beta \geq 1$ pour obtenir des oscillation c'est à dire $A \geq \frac{1}{\beta}$ d'où

$A \geq \frac{-L_1}{L_2}$. Le gain de l'ampli doit être supérieur ou égal au rapport de L_1 sur L_2 pour obtenir des oscillations d'où $A = \frac{-R_f}{R_i}$ (2).

Exercice :

Le circuit de la figure 13 a les données suivantes : $R=15 \text{ k}\Omega$, $L_1=10 \text{ }\mu\text{H}$ et $L_2= 270 \text{ }\mu\text{H}$, et $C= 0.001 \text{ }\mu\text{F}$.

On demande de déterminer :

la fréquence d'oscillation

Le gain minimum et la valeur de R_f

IV - Les appareils numériques de mesure d'intervalle de temps

1- Introduction :

Les compteurs de fréquence servent en recherche et développement dans la production et la maintenance d'équipements de communication, de radios et de télévisions et dans de nombreuses autres applications. Pour la mesure de fréquence relativement basse, ils utilisent une méthode de calcul réciproque qui permet à la fois une grande rapidité et une très haute précision. Les mesures standards incluent: la fréquence, la période, le temps entre deux événements, le rapport de fréquence et le déphasage.

2- Fréquence numérique

2-1- Principe

Un fréquencemètre numérique permet de mesurer la fréquence d'un signal, d'afficher et de sortir le résultat sous forme numérique. Un fréquencemètre comprend quelques circuits de base, interconnectés dans une configuration correspondant à la fonction choisie.

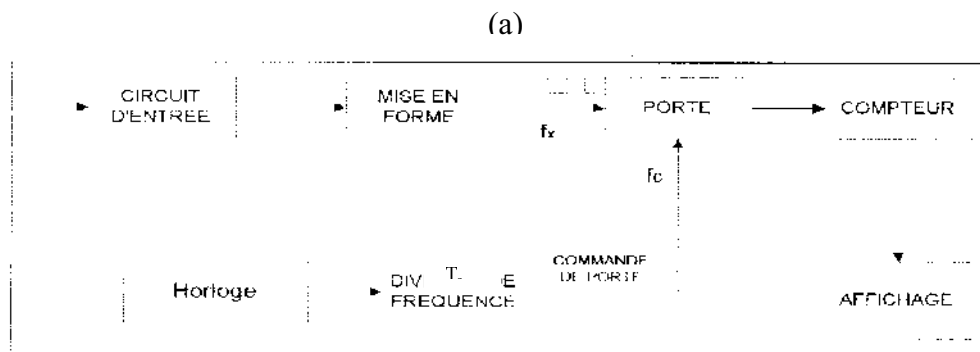


Figure 1 · Schéma de principe

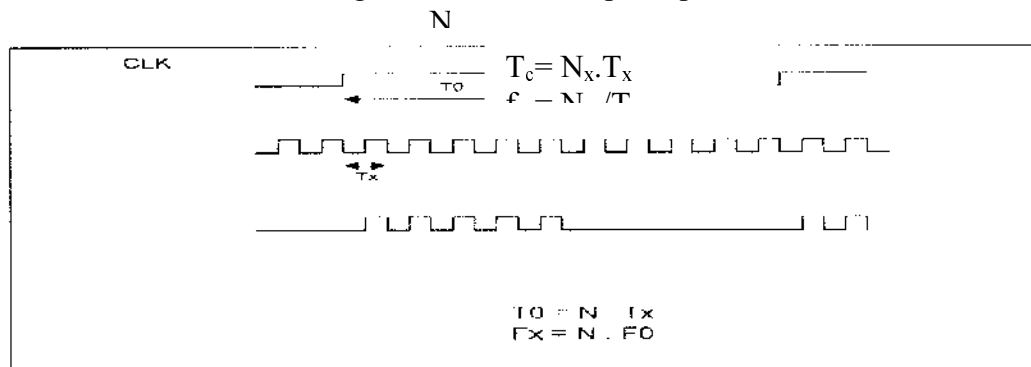


Figure 2 : Principe de mesure de fréquence

Le circuit d'entrée comporte un diviseur de tension, un amplificateur et un circuit de mise en forme. Les impulsions de fréquence f_x passent à travers une porte ET qui est ouverte pendant un intervalle de temps (T_c) issue d'une horloge à quartz. Ordinairement, l'intervalle de temps, pendant lequel sont comptées les impulsions, est égal à: 0,01s; 0,1s; 1s; 10 s.

2.2 Détermination de la fréquence

Un compteur détermine le nombre N_x d'impulsions passant à travers une porte pendant un temps T_c . avec : $T_c = N_x T_x$ et $T_x = 1/f_x$ d'où : $f_x = \frac{N_x}{T_c}$ (1).

f_x : fréquence à mesurer, T_c : temps de comptage et N_x : nombre d'impulsions à compter pendant T_c .

2.3 Précision

Le fréquencemètre mesure une fréquence f_x avec une certaine précision car la fréquence exacte f_c est inconnue; on ne connaît que la fréquence affichée à partir du nombre d'impulsions N_x . En effet, lorsqu'on développe l'expression (1), tout en utilisant le logarithme différentiel., on aboutit à: $\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta N_x}{N_x} + \frac{\Delta T_c}{T_c}$ (2) avec $T_c = M T_0$ donc :

$$\frac{\Delta T_c}{T_c} = \frac{\Delta f_0}{f_0} = \varepsilon_q, \text{ car } M \text{ est une constante.}$$

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \frac{\Delta N_x}{N_x} \pm \frac{\Delta f_0}{f_0} \quad (3), \text{ avec } f_0 : \text{fréquence de l'horloge à quartz. L'incertitude due à la}$$

discrétisation est : $\frac{\Delta N_x}{N_x} = \pm \frac{1}{N_x} \pm$ En remplaçant N_x par : $N_x = \frac{f_x T_c}{f_c}$; l'expression (3) peut

$$\text{être écrite sous la forme } \frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \varepsilon_q \pm \frac{1}{f_x T_c} \quad (4).$$

L'équation (4) permet de tracer l'erreur de la fréquence $\varepsilon_f = f(T_c, f_x)$

D'après l'expression (4), on voit que l'erreur ε_f diminue si T_c et f_x augmentent. En outre, si f_x diminue, la mesure de la fréquence par un fréquencemètre devient médiocre, c'est pourquoi, on fait recours à un périodemètre.

Pour les basses fréquences, on utilise un périodemètre pour mesurer la période et par la suite, on calcule la fréquence f_x .

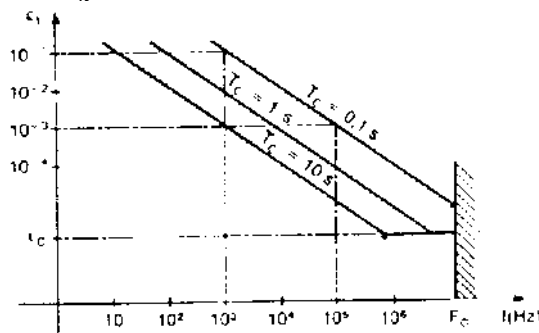


Figure 3 Précision en fréquence

La précision est d'autant meilleure que :

- la fréquence f_x à mesurer est plus élevée (en restant compatible avec la plage de fréquence de l'appareil).
- le temps de mesure T_c est long.

3. Périodemètre Numérique

3.1 Principe

Le schéma synoptique d'un périodemètre numérique est représenté par la figure 4.

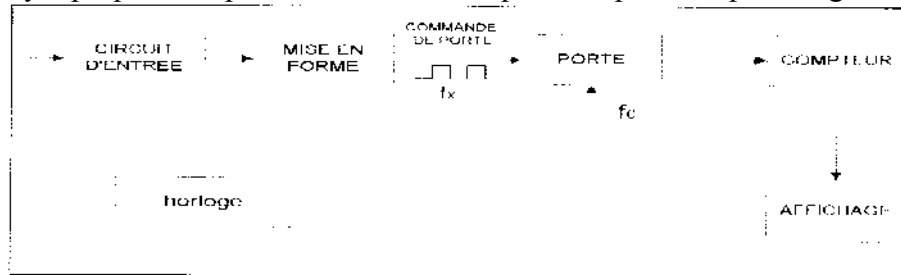


Figure 4: schéma de principe périodemètre numérique

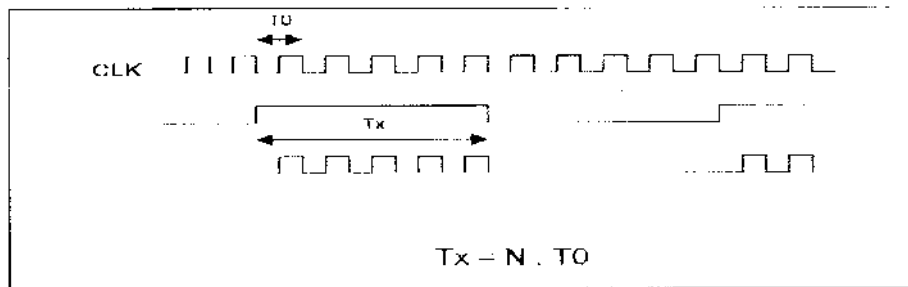


Figure 5: Principe de mesure de période

La période ET reçoit à son entrée le signal de l'oscillateur de référence ayant pour fréquence f_0 , sur l'autre entrée on applique le signal dont on veut mesurer sa période. A la sortie de la porte ET, on reçoit un paquet d'impulsions N_x sur un intervalle de temps T_x égale à la période à mesurer (figure.4); d'où $T_x = N_x \cdot T_0$, avec T_0 : période de l'horloge à quartz.

3.2 Précision du périodemètre

Lors de la mesure de période, le signal d'entrée commande l'ouverture de la porte; ce signal ne peut pas être connu avec précision et il cause des incertitudes de déclenchement. Donc, le signal de comptage ne sera pas égal à la période du signal d'entrée.

En effet, le signal à mesurer comporte un bruit d'amplitude maximale Δu . Ce bruit cause une erreur de déclenchement note ϵ_d qui est donnée par l'expression suivante $\epsilon_d <$

$$\frac{2 \Delta u}{T \left(\frac{du_e}{dt} \right)}, \quad u_e : \text{tension d'entrée, } \Delta u \text{ bruit superposé à } u_e$$

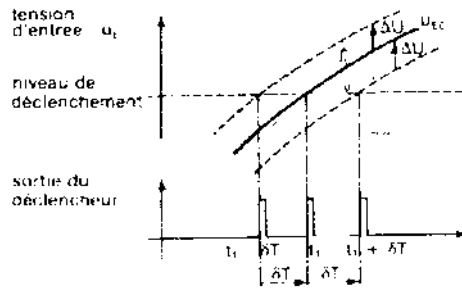


Figure.6

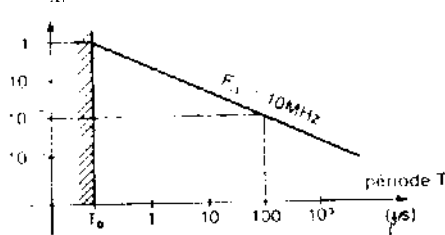
Le temps de comptage est : $T_c - \delta T \leq T \leq T_c + \delta T$ avec $\delta T = \frac{\Delta u}{\left(\frac{du_e}{dt}\right)}$

La précision sur la mesure de la période sera: $\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \delta_q \pm \frac{1}{N_x} \pm \varepsilon_D$, si on remplace

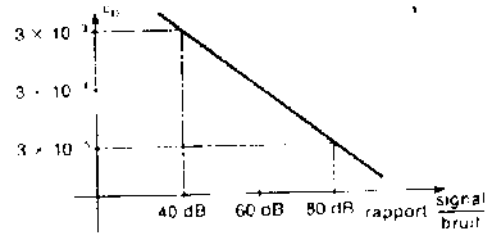
$$\frac{1}{N_x} = \frac{1}{T_x f_0}, \text{ on aura : } \varepsilon_T < \varepsilon_q + \varepsilon_D + \frac{1}{T_x f_0}$$

Ces incertitudes sont dues aux précisions de l'oscillateur de référence à l'incertitude de déclenchement et à l'incertitude de discrétisation.

La courbe (4) montre que l'erreur ε_T diminue avec l'augmentation de f_0 et la diminution de la fréquence f_x .



(a) Incertitude d'ambiguïté



(b) Incertitude de déclenchement

Figure.7

4. Mesure à haute fréquence

Les compteurs sont capables de compter en direct jusqu'à des fréquences d'environ 200 MHz. Au-delà, et jusqu'à environ 1500 Mhz, ils sont pourvus d'un circuit diviseur à très haute fréquence qui réduit la fréquence du signal d'entrée à une valeur compatible avec la chaîne de comptage figure (8).

Le temps de comptage doit bien être modifié afin de tenir compte de l'effet du pré-diviseur. Celui-ci est généralement accessible par une entrée haute fréquence à basse impédance (50 Ω).

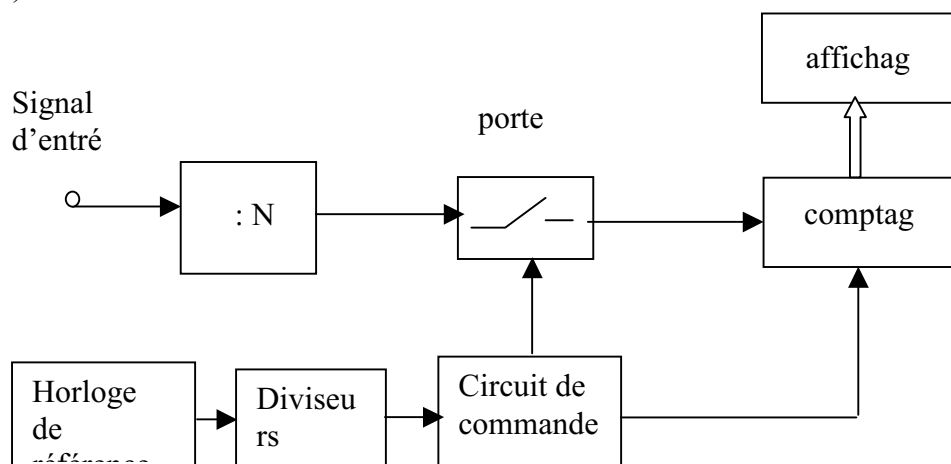


Figure.8

5. Phasemètre Numérique

La mesure de déphasage entre deux signaux est un cas particulier de mesure d'intervalle de temps pour lequel les deux signaux sont sinusoïdaux

Pour mesurer le déphasage on utilise un appareil dit phasemètre

En effet, pour mesurer cet intervalle de temps, on utilise un phasemètre numérique qui permet la transformation et la détection d'un déphasage entre les deux signaux analogiques en un intervalle de temps, puis l'affichage du résultat sous forme numérique

La différence de phase entre deux signaux sinusoïdaux de même fréquence est donnée par

$$\text{l'équation suivante : } \varphi = 2\pi f \Delta t = \omega t \text{ ou } \varphi \text{ (rd)} = 2\pi \frac{\Delta t}{T} \quad (1)$$

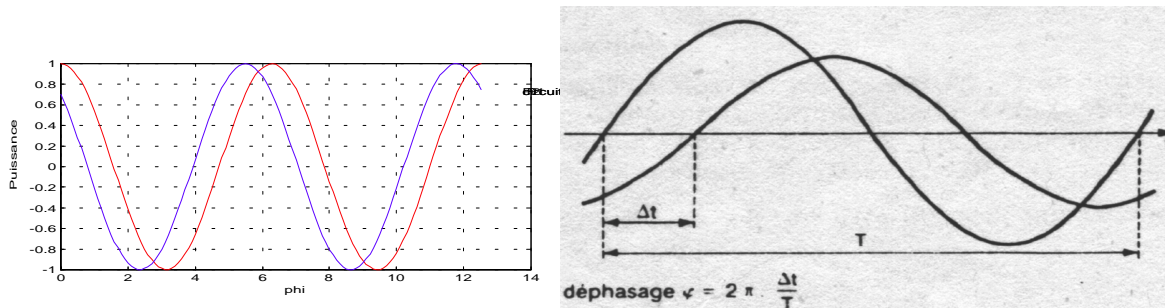


Figure.10

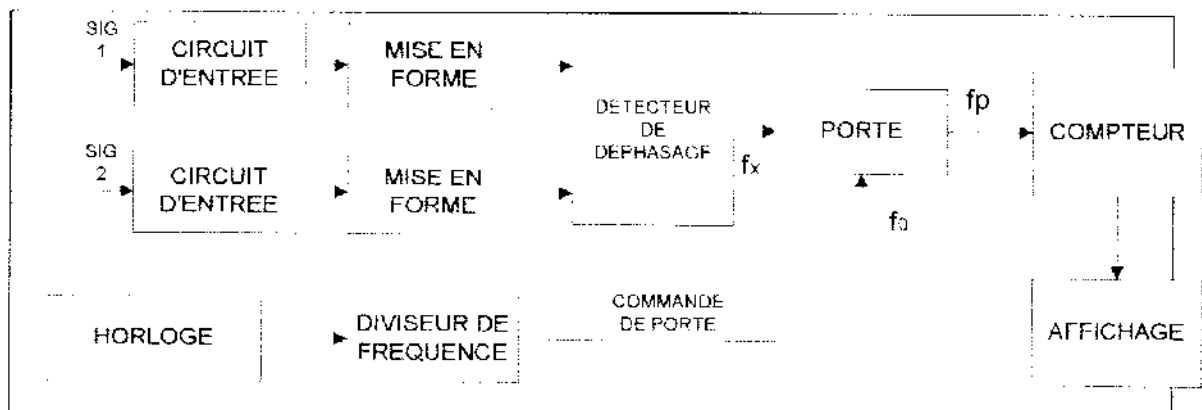


Figure 10 : schéma synoptique d'un phasemètre numérique

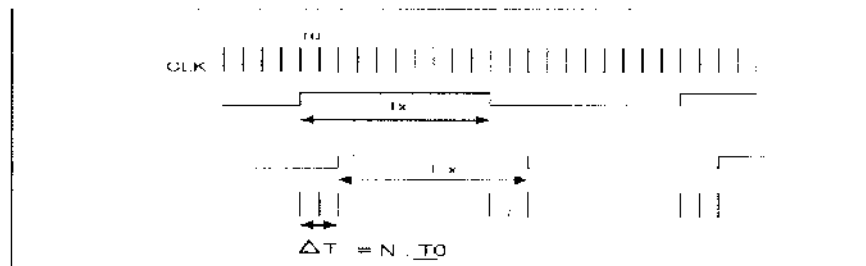


Figure.11 : Principe du déphasage

D'après l'équation (1), on remarque que pour mesurer intervalle de temps Δt , il est nécessaire de faire un traitement des signaux (amplification, mise en forme, différentiation ...). Si on utilise un périodemètre numérique pour mesurer l'intervalle de temps Δt , on peut utiliser l'équation (2); $\Delta t = n.T_0$ (2) et $T = N.T_0$ (3).

En remplant (2) et (3) dans (1), on aboutit à: $\varphi = 2.\pi.\frac{n}{N}$ (4).

Le nombre d'impulsions n_0 correspondant à un déphasage de 1° est $n_0 = \varphi_0 N / 2\pi = T / 360.T_0$; avec $T_0 = 2.78.10^{-3}$ (5).

D'après l'expression (5), on remarque que la valeur de n_0 dépend de la fréquence f_0 de l'horloge et de la fréquence de la tension d'entrée.

Pour diminuer l'erreur de discrétisation, on doit avoir : $f_0 / f = T / T_0 > 10^3$ (6)

Si la fréquence de l'horloge est de 10 MHz, la fréquence du signal d'entrée ne doit pas dépasser 10 kHz. Pour remédier à cet inconvénient, on mesure directement le temps relatif $\Delta t / T$ qui est proportionnel au déphasage; dans ce cas l'indication de l'appareil ne dépend plus de la fréquence des tensions d'entrée u_1 et u_2 . Les circuits de mise en forme MF₁ et MF₂ sont identiques et ils permettent la transformation des tensions sinusoïdales en signaux logiques. L'intervalle de temps, entre chaque paire d'impulsion, est proportionnel à la différence de phase et à $1/T$.

Les deux signaux issus des mires en forme MF1 et MF2 agissent respectivement sur une bascule RS dont la sortie fournit une impulsion de durée égale à l'intervalle de temps Δt .

Le signal déphasage est appliqué à l'entrée d'un circuit logique (ET). Celui-ci reçoit également le signal fourni par une horloge à quartz. Puisque la porte logique (ET) ne s'ouvre que pendant le temps Δt déphasage, on obtient à la sortie un paquet d'impulsions dont le nombre est proportionnel au déphasage φ ou à Δt . $\Delta t = n_x.T_0$ (7) avec

T_0 : période de l'horloge.

n_x : Nombre d'impulsions proportionnelles à Δt . $\varphi = \omega.\Delta t = \omega N_x T_0$; pour $\varphi = \pi$

on a : $\Delta t = T_x / 2$. On compte le nombre d'impulsions n_x pour obtenir Δt déphasage .

Pour augmenter la précision, on mesure m paquets d'impulsions pendant un intervalle de temps noté $T_m \gg T_x$. La porte ET2 est ouverte pendant le temps T_m . Cet intervalle de temps T_m est obtenu par division de la période T_0 de l'horloge à quartz.

Le nombre d'impulsions N_x , comptées par le compteur pendant l'intervalle de temps T_m est proportionnel à la différence. de phase φ . Soit $m = T_m / T_x$, et $n = \Delta t / T_0$

m : nombre de paquets d'impulsions et n : nombre d'impulsions contenues dans un paquet.

Le nombre d'impulsions comptées pendant le temps T_m est égale à :

$$N_x = n.m = (T_m / T) . \Delta t / T_0 = (T_m / T) . \Delta t / f_0 \quad (8)$$

En combinant les expressions (1) et (8) , on arrive à : $\varphi = 2.\pi.. \frac{N_x}{f_0 T_m}$ (9)

D'après l'expression (9), on remarque que le déphasage φ est indépendant de la fréquence des tensions u_1 et u_2 .

La précision de ce type du phasemètre numérique est meilleure que celle des phasemètres analogiques.

L'erreur de discrétisation peut être inférieure à 0.5%.

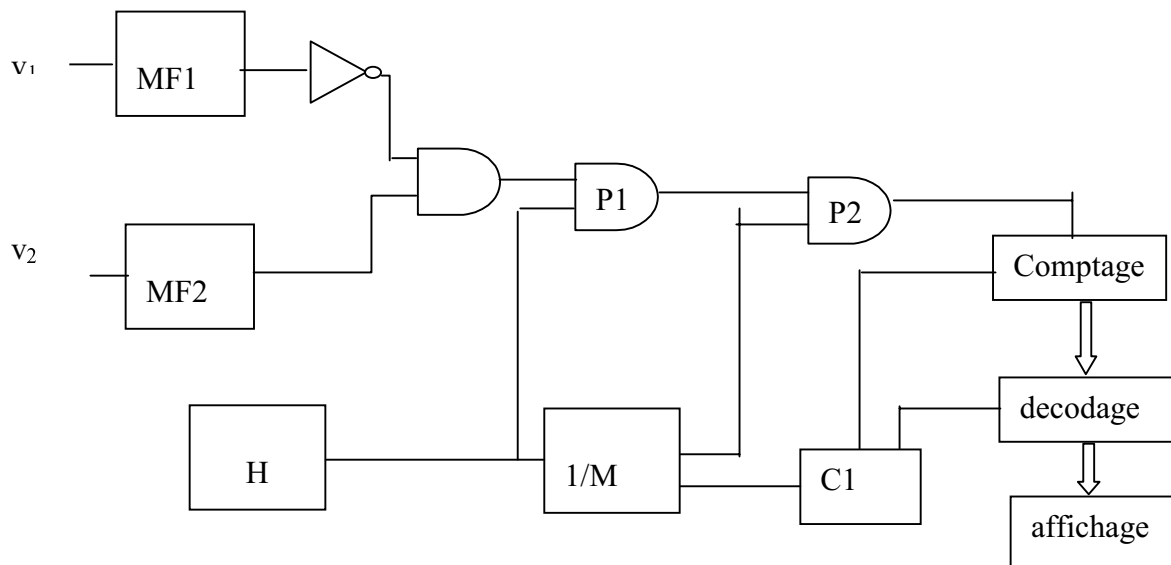


Figure.12 : Synoptique d'un phasemètre de précision améliorée

6. Phasemètre à PLL.

Le phasemètre à PLL est basé sur le comptage d'impulsions à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase fonctionnant en multiplicateur de fréquence. Si on veut avoir des mesures à 0.1° , le multiplicateur de fréquence doit générer un signal de 3600 fois plus grande que celle du signal d'entrée; le nombre d'impulsions enregistré par un compteur pendant l'intervalle de temps (Δt) donne la lecture directe du déphasage (φ).

On cherche à exprimer la qualité de déphasage $\varphi^\circ = 3600 \Delta t/T$.

Le signal déphasage est appliqué à une porte ET avec le signal issu de la mise en forme dont la fréquence est multipliée par 360 ou 3600; à la sortie de la porte, on obtient un paquet d'impulsions dans un intervalle de temps Δt déphasage.

Le déphasage Δt s'écrit : $\Delta t = N_x \cdot T_0$ avec $T_0 = T/360$ d'où $\Delta t = N_x \cdot T/360$, si $\Delta t = T/2$; on aura $\Delta t = T/2 = N_x \cdot T/360$; de l'expression (1), on détermine N_x pour un déphasage $\varphi = \pi$. $N_x = 180$ impulsions, ce qui correspond à un déphasage de 1° pour une impulsion. En outre, si l'on divise la fréquence f_x par 3600, on trouve un nombre $N_x = 1800$ impulsions pour un déphasage $\varphi = \pi$ et pour 1° on aura 10 impulsions ce qui correspond à un e impulsion.

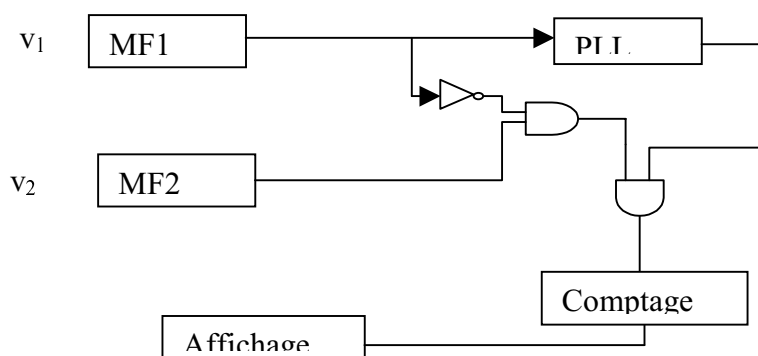


Figure 13. Schéma de principe d'un phasemètre à PLL

V- Les appareils à affichage numérique

1- Introduction :

La technologie a avancé énormément ces dernières années, spécialement, dans le domaine de l'électronique digitale.

Les appareils de mesures sont influencés par ce progrès technologique.

Ils offrent beaucoup d'avantages qui sont attractifs par rapport aux appareils analogiques tel que: grande vitesse, meilleure précision et résolution réduisant ainsi l'erreur de parallaxe et offre la possibilité de faire des mesures automatiques dans certains applications.

Les appareils à affichage numérique peuvent mesurer des tensions, des courants continus et alternatifs et beaucoup d'autres grandeurs (résistances, capacités, température, fréquence, différence de phase, etc.).

Le résultat de mesure est affiché sous forme de chiffres lumineux. Dans le plus part des cas, l'appareil indique la polarité et la fonction. Il comporte souvent un système de changement automatique de gamme.

Le premier avantage d'un appareil numérique est sa simplicité d'emploi. En effet, l'affichage des résultats sous forme numérique augmente la sûreté de la lecture car il n'y a plus d'erreur de parallaxe.

Parce que nous vivons dans un monde analogique, toutes les grandeurs physiques que nous voulons mesurer doivent être convertit sous une forme digitale

Dans la majorité des cas, pour la mesure de n'importe quelle grandeur physique, on mesure en réalité une tension continue. Ainsi, on doit transformer le signal analogique en un signal numérique qui est lisible directement sur l'afficheur. Cette transformation est effectuée par un convertisseur analogique - numérique (CAN).

On peut dire que les convertisseurs constituent le dispositif le plus important d'un appareil de mesure à affichage numérique.

En effet, les convertisseurs analogiques numériques déterminent les caractéristiques de l'appareil telles que : précision, résolution, linéarité, vitesse, réjection etc.

On choisit la méthode de conversion en tenant compte des caractéristiques exigées par l'utilisateur de l'appareil.

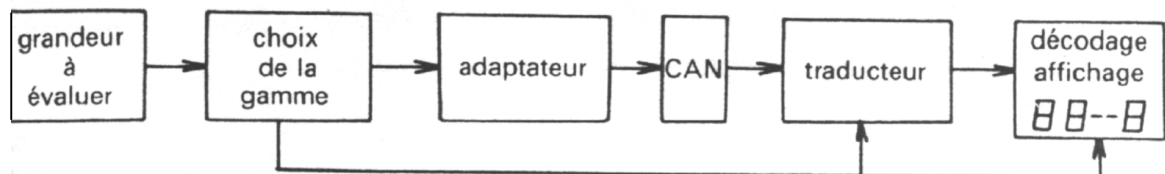


Figure.1 Schéma de principe d'un appareil affichage e

2- Caractéristiques d'un appareil à affichage numérique

Un appareil de mesure à affichage numérique utilise des circuits logiques et permet de traiter la grandeur à mesurer .

Principalement tous les appareils numériques peuvent être vus comme étant un arrangement de portes logiques qui peuvent changer d'état à une vitesse élevée tout en faisant la mesure. Les caractéristiques fondamentales sont :

a) Lecture

La technique d'affichage du résultat sous forme numérique permet de faire la différence avec un appareil analogique, car en analogique l'utilisateur doit jouer le rôle d'un CAN. Lire correctement l'échelle et faire le calcul du résultat et avoir une bonne vue. L'opérateur favorise l'erreur et consomme du temps.

b) Précision

La précision est aussi un avantage pour un appareil numérique par comparaison à un appareil analogique. Les multimètres peuvent mesurer avec une précision de $\pm 0.1\%$ de la lecture pour une température de 10°C à 30°C dans une période de 90 jours.

La précision ne dépend pas que de la résolution, il faut faire intervenir, la qualité des composants, la précision des références de tension et le temps., ect. La précision d'un appareil numérique est généralement donnée en pourcentage de la lecture, pour chaque gamme. Elle peut être très grande: certains appareils atteignent une précision de 0.0005% pour la gamme 10 V. Les appareils portatifs courants ont des précisions variant de 0.1% à 1% de la lecture suivant la gamme et la grandeur mesurée, et dans la plupart des cas à une ou deux unités (ou digits) près.

Exemple: gamme 2 V, résolution 1 mV; précision $\pm 0.1\% \cdot L \pm 2d$

(L : lecture ; d : digit ou unité de représentation).

Exemple: Lecture : 1 V, calculer la précision : $0.1\% \times 1\text{V} = 1\text{ mV}$, $1d = 1\text{ mV}$

l'erreur absolue est donc de 3 mV au maximum.

c) Fréquence d'échantillonnage

La plus part des multimètres contiennent un circuit trigger et une cadence d'échantillonnage de 3 à 10 échantillons par seconde ceci en dc . En ac le convertisseur ac/dc prend 1 à 2 s. Ceci veut dire que l'appareil doit attendre quelques secondes pour avoir une lecture stable. La vitesse d'un multimètre dépendra alors de la réponse du circuit analogique d'entrée et de la fréquence d'échantillonnage.

d) Affichage et dépassement de calibres

Les multimètres numériques sont classés d'après leur nombre d'afficheur. On ajoute un digit de dépassement de calibre appelé "one-half" il affiche 0 ou 1 ; il permet de mesurer au delà

de la pleine échelle (beyond full scale). Cependant l'appareil de mesure donne x et $\frac{1}{2}$ digit.

X nombre de la pleine échelle et le demi le digit de dépassement de l'échelle.

Exemple : Un multimètre indique 9.999 avec le $\frac{1}{2}$ digit de dépassement il indique 10.024

V. Avec les 4 digits on aura 9.999V si on change de calibre avec 4 digits on aura 10.02 V.

Par contre avec le digit de dépassement on a : 10.024 V. Le dépassement de calibre est

exprimé en % de la pleine échelle. Exemple multimètre 3 digits et $\frac{1}{2}$ avec 20% de

dépassement peut afficher une tension de 1.199 c'est à

$$\frac{0.999}{100} \cdot 20 + 0.999 = 1.199 \text{ V sur le calibre 1V.}$$

e) Résolution

Les appareils de mesure numériques fournis une résolution meilleure que ceux des appareils analogiques.

La résolution est définie par $\frac{1}{2^n}$, n étant le nombre de bits. Elle est donc liée au

$$\text{Quantum } q = \frac{E_{ref}}{2^n}$$

3- Différentes méthodes de conversion analogique – numérique

Les appareils de mesure numérique et en particulier les multimètres numériques sont utilisés pour mesurer des grandeurs analogiques, alors ils sont munis de convertisseurs analogiques numériques.

Les convertisseurs analogiques - numériques les plus utilisés sont : les convertisseurs à comptage d'impulsions; les convertisseurs à approximation successive ;les convertisseurs parallèles.

3.1 CAN à comptage d'impulsions

Ce procédé de conversion est très simple ; il nécessite peu de composants, mais offre une bonne précision. Cependant, le temps de conversion est plus long que celui de convertisseur à approximation successive ou celui du convertisseur parallèle. Ce temps de conversion est compris entre 0,1ms et 100ms.

Cette catégorie de convertisseur est très répandue ; tous les multimètres "poche" fonctionnent sur ce principe. Ils offrent une grande précision pour un faible coût, mais de par leur principe, ils ne peuvent mesurer que des tensions statiques ou faire des moyennes.

Les C.A.N. les plus répandus de cette famille sont :

Les convertisseurs à simple rampe; les convertisseurs tension-fréquence ; les convertisseurs à double rampe ; les convertisseurs à triple rampe ; les convertisseurs à quadruple rampe
Tous ces convertisseurs sont basés sur une opération de chronométrage (comptage d'impulsions pendant un temps proportionnel à la tension d'entrée).

3.2 Etude des convertisseurs à comptage

3.2.1 Convertisseur simple rampe

Le procédé consiste à comparer une rampe de tension à la tension nulle 0 et la tension E_x . L'intervalle de temps t_1-t_0 est proportionnel à la tension E_x à mesurer le nombre d'impulsion délivrée par une horloge, comptés pendant cet intervalle de temps, fournira la valeur de E_x .

a) Principe de fonctionnement

Le schéma de principe d'un convertisseur simple est représenté par la figure (20)

Le schéma de principe d'un tel convertisseur est donné à la figure 27. Les principaux éléments le constituant sont :

- un générateur de rampe (intégration d'une tension de référence).
- deux comparateurs comparant la rampe l'un au zéro, l'autre à la tension à mesurer.
- divers éléments de logique, dont un générateur de rampe, une horloge, un compteur et un système d'affichage.

Lorsque la logique commande démarrage une mesure, il y a remise à zéro de l'intégrateur

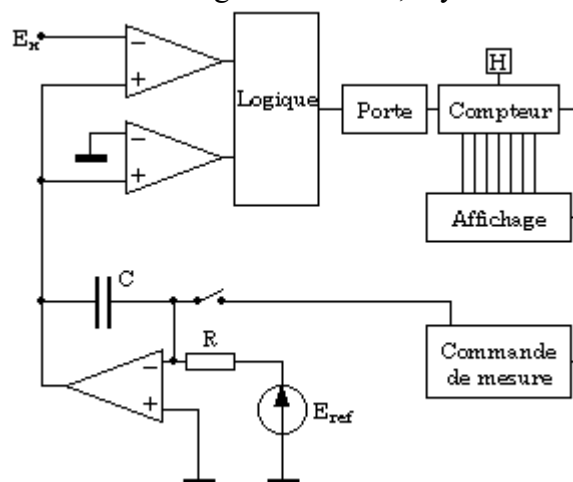


Figure. 2. Convertisseur simple rampe.

(rampe) et des compteurs ; ensuite, la tension de rampe croît linéairement avec le temps (figure 3). Quand le premier comparateur bascule à t_0 , la porte autorise le comptage des impulsions délivrées par l'horloge.

Quand le deuxième comparateur bascule, il ferme cette porte, et la valeur contenue dans les compteurs est verrouillée et transmise aux afficheurs.

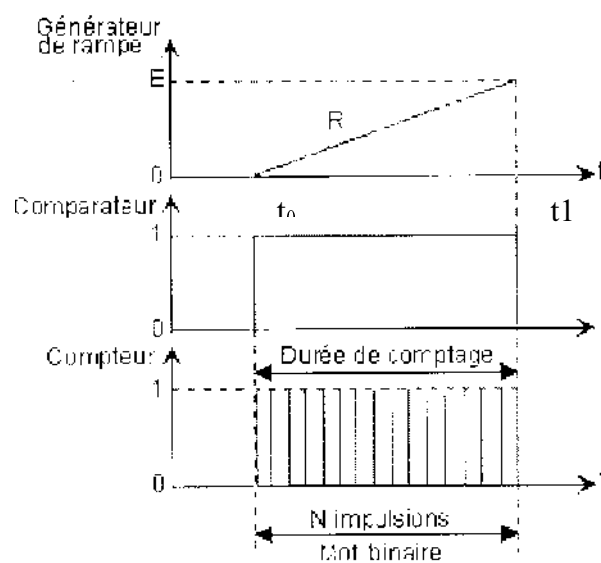


Figure.3. Cycle de conversion

On a donc fait un chronométrage des impulsions de l'horloge pendant un temps proportionnel la tension à mesurer. Cette tension est égale à :

$$E_x = \frac{E_{ref}}{RC} (t_1 - t_0) \quad (1)$$

Si N est le nombre d'impulsions comptées et F la fréquence de l'horloge, on a :

$$E_x = \frac{E_{ref}}{RC} \frac{N}{F} \quad (2)$$

La pleine échelle sera donnée en nombre de points N_{max} , c'est à dire le comptage maximum autorisé par la dynamique des compteurs. Dans ce cas, la résolution sera l'inverse de N_{max} , et elle sera d'autant meilleure que N_{max} sera grand.

Le résultat montre qu'on aura intérêt à avoir une fréquence d'horloge élevée à rampe donnée pour avoir une bonne résolution.

Le plus gros défaut de ce convertisseur : la mesure dépend de la fréquence d'horloge, de la tension de référence, et des composants R et C de l'intégrateur.

Si on sait faire des horloges à quartz stables et des références de tension de précision, il en est tout autrement avec les capacités servant dans l'intégrateur : la précision initiale est moyenne et les dérives (vieillessement, température...) difficiles à maîtriser.

L'autre gros défaut est une grande sensibilité au bruit : si la tension d'entrée varie sous l'effet d'une perturbation quelconque, le deuxième comparateur peut fermer la porte et arrêter le processus de comptage : la valeur lue sera fausse.

Il faut noter ici que la tension d'entrée doit impérativement être **fixe**, sinon, on mesure n'importe quoi !

Comme le comptage dure un certain temps, on voit que toutes ces conditions sont difficiles à réunir.

3.2.2 Conversion tension- fréquence

Il s'agit de convertir U_x en un signal périodique de fréquence F_x proportionnelle à U_x puis de mesurer f_x en comptant le nombre de périodes dans un intervalle de temps T_m . La

tension U_x à mesurer est appliquée à l'entrée d'un intégrateur; ce dernier génère une rampe. De la forme :

$$U_c = - \frac{I}{RC} \int_0^t i_c dt = - \frac{U_x}{RC} .t \quad (3)$$

La charge du condensateur C_{in} , se poursuit jusqu'à ce que la rampe atteigne la tension de référence U_{ref} , : $U_c = U_{ref}$, le comparateur bascule et fait décharger rapidement C et le cycle recommence.

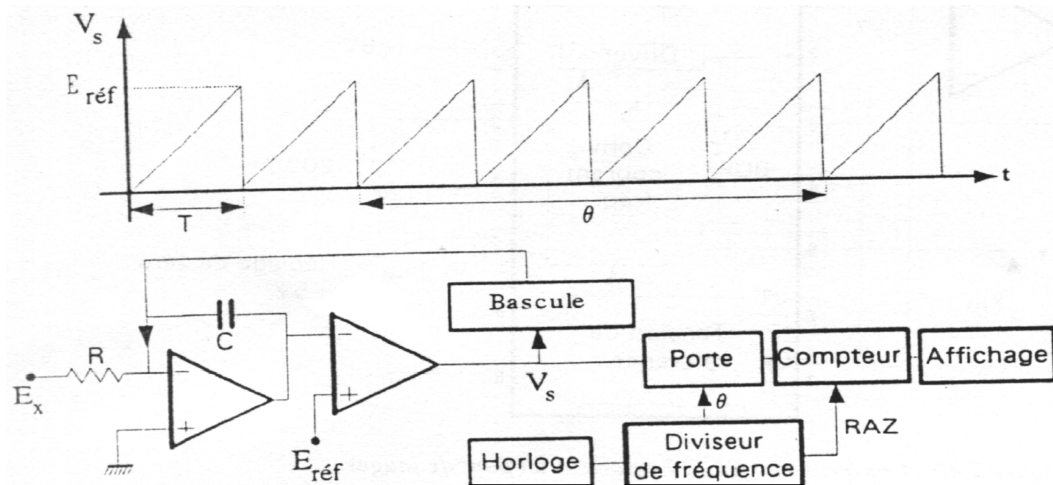


Figure.4. Schéma synoptique d'un convertisseur tension

Si T_x est la période du signal à obtenir on a: $U_{ref} = \frac{I}{RC} E_x .T_x$ (4) d'ou $U_x = RC.E_{ref} .T$

ou $U_x = RC.E_{ref} . \frac{1}{f_x}$.

On mesure f_x en comptant le nombre de périodes en une seconde, ce qui revient au même nombre de période N_x dans un intervalle de temps θ puisque $f_x = \frac{N_x}{\theta}$. (5)

on peut écrire $U_x = .E_{ref} . \frac{N_x}{\theta}$ (6). En choisissant E_{ref} , R et C et si on compte les impulsions

à la sortie du convertisseur, pendant un intervalle de temps θ bien déterminé (exemple: $\theta = 1$ s) on arrive à : $U_x = K.N_x$ (7).

On conclut que la tension U_x est proportionnelle à la fréquence f_x .

Un des avantages de cette technique est l'élimination des signaux alternatifs parasites superposés au signal à mesurer si le temps d'intégration est convenablement choisi. Comme ces signaux parasites proviennent notamment du réseau 50Hz. Si la durée d'intégration est de 20 ms ou un multiple, les signaux parasites sont intégrés et n'interviennent que par leur valeur moyenne, qui est nulle. On dit alors qu'il y a rejection du bruit.

Cependant la précision de l'appareil est liée, comme pour le convertisseur précédent à la stabilité de l'intégrateur à la précision de la tension de référence et de l'horloge.

La conversion double rampe permettra de s'affranchir de l'instabilité à long terme de l'horloge et de l'intégrateur.

Exemple de réalisations industrielles

On trouve chez chaque fabricant toute une gamme de convertisseurs de ce type couvrant les fréquences maximales de 10kHz à 1MHz. En voici quelques échantillons présentés par Analog Devices.

Frequence maximale (pleine échelle)	Modèle	Erreur de linéarité	Stabilité de sa fréquence en fonction de la température
10 kHz	AD450	0.005 %	25 ppm/ ⁰ C
100kHz	AD537	0.07 %	50 ppm/ ⁰ C
1 MHz	AD650	0.01 %	100 ppm/ ⁰ C

Utilisation

Lorsqu'on veut présenter les données numériques sous forme série, il vaut mieux utiliser la conversion tension fréquence.

Quand la distance, entre la carte où se trouve le CAN et le capteur, est grande, il est plus facile de placer un convertisseur tension fréquence près du capteur et d'émettre la fréquence. Par contre avec le CAN à sortie parallèle il n'est pas possible de placer le convertisseur avec le capteur à cause de ses nombreux fils.

3.2.3 Convertisseur double rampe

La conversion par intégration à double rampe permet d'améliorer les performances et d'éliminer les inconvénients présentés par la conversion U/F sans augmenter de façon importante la complexité des circuits de mesure.

Le schéma bloc d'un convertisseur (CAN) à double rampe est représenté sommairement par la figure.4 à l'entrée de la partie analogique, on trouve un buffer qui confère au circuit une très grande impédance d'entrée. Ce buffer peut recevoir soit la tension V_x (tension à mesurer) soit la tension $+V_{ref}$ ou $-V_{ref}$ (tension de référence) par un jeu de commutateurs analogiques S1 a S5. La sortie du buffer attaque un intégrateur dont la tension de sortie V_{int} est examinée par un comparateur..

Dans la partie logique, nous avons une horloge, un compteur par N(ex : 2000), une memoire tampon pour stocker le contenu du compteur a un instant donnee, des circuits d'affichage et une logique de contrôle qui gere le fonctionnement de l'ensemble

Pour bien comprendre ce qui se passe, on va analyser en détail le fonctionnement du convertisseur.

La tension V_x à convertir est appliquée l'entrée d'un intégrateur, durant un temps prédéterminer. Un compteur mesure un nombre le d'impulsions N_x durant t_x .

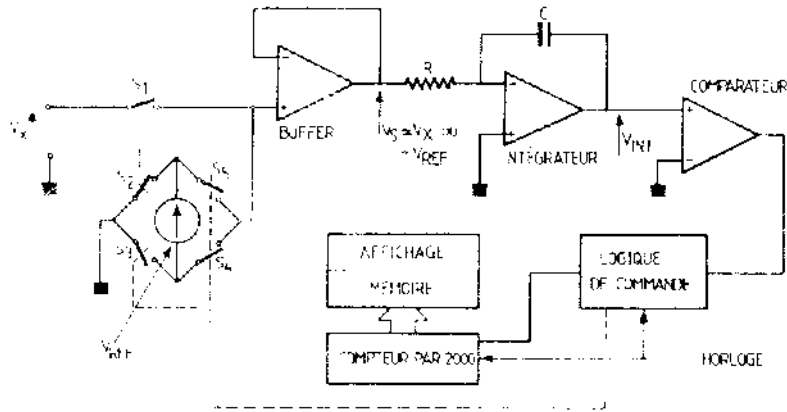


Figure.4. Convertisseur double rampe

La mesure se fait en deux temps :

- l'intégrateur ayant été remis à zéro, on commute son entrée sur la tension à mesurer. Le comptage démarre quand il atteint un nombre N_1 déterminé, on commute l'entrée de l'intégrateur sur une tension de référence V_{ref} de polarité opposée à V_x . On compte les impulsions d'horloge jusqu'à ce que la tension de sortie de l'intégrateur s'annule.

a) Première rampe

Dans un premier temps(de t_0 à t_1), deux choses se passent:

Premièrement le commutateur S_1 se ferme; la tension V_s est appliquée à l'entrée de l'intégrateur via le buffer de gain unite. La tension intégrée V_{int} peut s'écrire:

$$V_{int} = - \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} i dt = \frac{-1}{RC} \int_{t_0}^{t_1} E_s dt \quad (8)$$

Comme V_x est une constante sur l'intervalle t_0 à t_1 , on a: $V_{int} = - \frac{1}{RC} \cdot V_x \cdot t + V_{01}$. (9)

La tension intégrée partant de 0, la constante d'intégration V_{01} étant nulle et on simplifie

L'écriture pour aboutir à l'équation d'une droite de coefficient directeur :

$$\frac{-V_x}{RC} \text{ et } V_{int} = - \frac{1}{RC} \cdot V_x \cdot t.$$

Deuxièmement, le compteur (précédemment initialisé) entame à partir de l'instant t_0 un cycle complet de comptage qui se termine à l'instant t_1 . Autrement dit, le temps t_1 est égal à: $t_1 = N_1 T_0$. En appelant T_0 la durée d'une impulsion d'horloge et en fixant la capacité du compteur à N_1 (par exemple : 2000) au bout du temps t_1 , la sortie de l'intégrateur se trouve à

$$\text{la tension: } V_{intmax} = \frac{V_x}{RC} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{V_x}{RC} \cdot N_1 T_0. \quad (10) \text{ (en valeur absolue).}$$

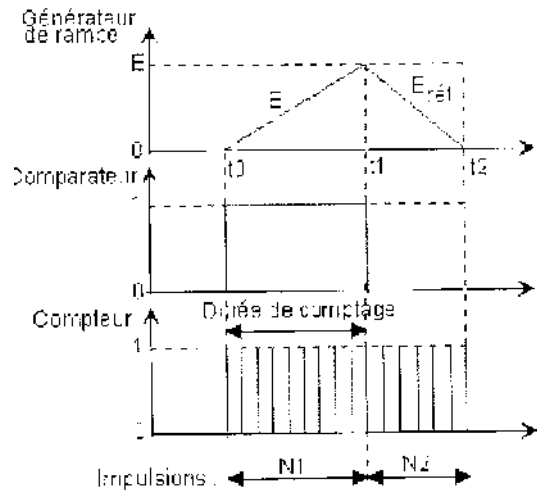


Figure.5. Cycle de conversion de E_x

c) Deuxième intégration

A la fin de la première intégration, le circuit logique envoie une impulsion de commande pour fermer le commutateur S_2 et S_4 . La tension de référence avec une polarité opposée, telle que la tension V_{int} retourne vers 0, est appliquée à l'entrée de l'intégrateur. On a donc une deuxième intégration mais cette fois-ci, de la tension de référence E_{ref} . La tension V_{int} retourne vers 0 en suivant la loi :

$$V_{int} = \frac{-1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t_x} V_{ref} dt + V_{02}. \quad (11). \text{ En faisant les simplifications on about à :}$$

$$V_{int} = -\frac{V_{ref}}{RC} \cdot t_x + V_{02}. \quad (12). \text{ Si la tension } V_{int} \text{ s'annule à l'instant } t_2, \text{ on peut écrire que :}$$

$$V_{intmax} = -\frac{E_{ref}}{RC} \cdot (t_2 - t_1) + V_{02} \quad (13) \text{ (en valeur absolue). Le compteur qui a été remis à zéro à}$$

l'instant t_1 (puisqu'il est arrivé à la fin de son cycle), compte le nombre N_x d'impulsions contenues dans le temps t_2 de telle façon que: $t_x = N_x \cdot T_0$. Par conséquent, on aboutit à une dernière relation:

$$0 = -\frac{V_x}{RC} \cdot N_1 \cdot T_0 + \frac{V_{ref}}{RC} \cdot N_x \cdot T_0 \quad (14). \text{ Des relations (10) et (14), on tire l'expression de } N_x.$$

Si F_0 est la fréquence de l'horloge, on peut écrire : $\frac{V_x}{R.C} N_1.T_0 = \frac{V_{ref}}{R.C} N_x.T_0$ ou encore: $V_x =$

$$V_{ref} \frac{N_x}{N_1} \quad (15).$$

La relation (3) montre nettement que le contenu N_x du compteur est proportionnel à la tension E_x à mesurer avec $V_{ref} = \text{constante}$, soit $V_x = k \cdot N_x$. (16).

Remarque :

Dans ce type de convertisseur, la première rampe est de temps constant, la seconde pente constante. Ce convertisseur est simple, précis, économique mais lent.

Exemple:

soit $V_{ref} = 200.0 \text{ mV}$ et $V_x = -153.4 \text{ mV}$ et $N_1 = 2000$. Calculer N_x :

$$N_x = 2000 \cdot \frac{V_x}{V_{ref}} = 2000 \cdot \frac{-153.4}{200.0} = 1534.$$

Le signe – est détecté par le comparateur et affiché avec le résultat de mesure N_x (nombre entier). La précision d'un tel convertisseur n'est limitée que par la linéarité de l'intégrateur, la rapidité du comparateur et des commutateurs analogiques et la tension de référence.

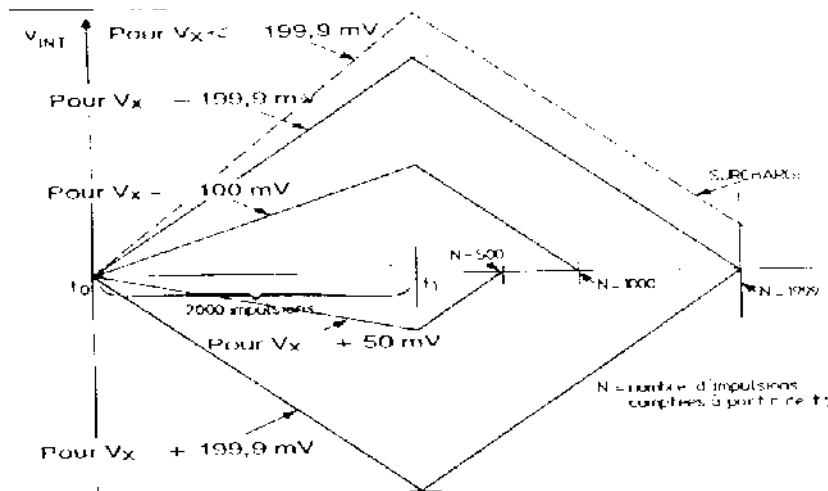


figure 6

Figure.6 représente le cycle de conversion pour un multimètre 2000 points.

La valeur affichée est directement proportionnelle au comptage, et elle est indépendante des composants R et C, et aussi de la fréquence de l'horloge. On pourrait comparer cette méthode à la double pesée avec une balance...

L'autre gros avantage du montage double rampe est son immunité au bruit. le signal étant intégré, seule la valeur moyenne du bruit sera prise en compte, soit une valeur nulle dans la plupart des cas. Si un parasite perturbe le signal lors de la mesure, seule son intégrale sera prise en compte ; s'il est bref, elle sera négligeable, et le résultat très peu modifié.

c) Evaluation de l'erreur

L'évaluation de l'erreur statique donne :

L'erreur statique sur E_x est donnée par : $\delta V_x = \delta V_{ref} + \delta N_1 + \delta N_x + \delta T_0$

d) Résolution et Précision.

Pour ce type de convertisseurs, la dynamique n'est plus exprimée en bits, mais en points, qui correspondent à la capacité maximum du compteur.

Les multimètres de poche font 2000 ou 3000 points, les plus évolués en font 20 000 ou 30 000, et les multimètres de laboratoire dépassent allégrement les 100 000 points.

Il ne faut toutefois pas se leurrer quant à leur précision réelle, qui est souvent bien en de de la résolution.

Par exemple, un multimètre 2000 points (11 bits équivalent à 2048 points) ne dépasse guère une précision de 0,5% de pleine échelle, soit l'équivalent de 8 bits ! Et encore, ceci est valable pour des mesures de tensions continues ; pour les mesures de courant ou de résistances, la précision peut tomber à 1 ou 2%. En fait, ce sont les composants externes au convertisseur (ampli, atténuateur) qui déterminent la précision.

Il faudra donc bien se garder de prendre pour argent comptant la valeur de l'affichage, et se rappeler que (au moins) le digit le moins significatif est faux. Dans tous les cas, il faut consulter la spécification de l'appareil pour connaître sa précision réelle, et ne pas se laisser impressionner par l'affichage...

e) Avantages

Les dérives à long terme de la fréquence d'horloge (f_0) n'ont pas d'influence sur la précision de la lecture.

La charge et la décharge du condensateur C_{in} s'effectuent à travers le même réseau donc les dérivés à long terme s'annulent pratiquement entre T et t_n .

La résolution est de $1 \mu V$, soit une précision de 10^{-4}

Insensibilité aux bruits.

f) Réjection des signaux parasites

Le convertisseur est insensible aux bruits ayant la fréquence du réseau ou un multiple.

Soit la tension parasite $u_b = U_m \sin \omega_s t$; cette tension est superposée à la tension à mesurer u_x .

A l'entrée de l'intégrateur, on a : $u'_x = u_x + u_b$. La tension à la sortie de l'intégrateur sera :

$$U_{s1} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_p} U_x dt - \frac{1}{RC} \int_0^{T_p} u_{m,x} \sin \frac{2\pi}{T_s} dt \quad (17)$$

Après intégration, on obtient : $U_{s1} = -\frac{U_x}{RC} - \frac{T_s}{2\pi RC} U_m \left[-\cos \frac{2\pi t}{T_s} \right] \quad (18)$

$$U_{s1} = -\frac{U_x}{RC} + \frac{T_s}{2\pi RC} U_m \left[\cos 2\pi \frac{T}{T_s} - 1 \right] \quad (19)$$

Si l'intervalle de temps T_p de la première intégration est un multiple de la période du réseau (50Hz) : $T_p = n.T_s$ avec $n = 1,2,3,\dots$

Le deuxième terme de l'expression est nul et on retrouve l'expression (5) de la tension U_s à

mesurer : $U_{s1} = U_s \frac{T}{RC} \quad (21).$

Ce résultat se confirme, tout en examinant le taux de rejets du mode série. Ce dernier est donné par : $T_{RBS} = \text{valeur Crête} / \text{signal analogique bruit}$.

$$T_{RBS} = \frac{\text{valeur crete}}{\text{signal analogique bruit}} \quad (22)$$

En remplaçant les différentes grandeurs par leur expression on aboutit à :

$$T_{RBS} = \frac{U_m}{U_m \frac{T_s}{2\pi RC} \left[\cos \left(2\pi \frac{T}{T_s} \right) - 1 \right]} \quad (23)$$

Si $T_p = n.T_s$, T_{RBS} tendra vers l'infini et les bruits sont rejetés (figure.7).

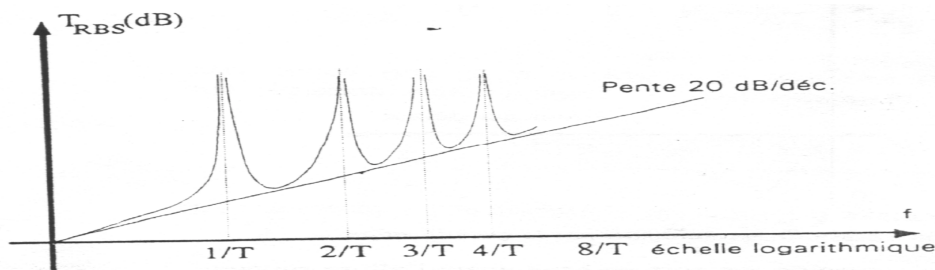


Figure 7 courbe représentative du taux de rejet de bruit série en fonction de la fréquence du signal parasite

Exercice 1 :

1) Calculer la précision statique d'un convertisseur double rampe ayant les caractéristiques suivantes: $T_p = 100ms$, $f_0 = 400 \text{ kHz}$, $T_x = 50ms$ et $\delta V_{ref} = 0.2\%$.

2) Un signal bruit de $u_b = 10^{-2} \sin \omega t$ ($f = 70 \text{ Hz}$) est superposé à la tension V_e :

a) Déterminer le T_{RBS} en dB.

b) Quelles sont les fréquences bruits rejetées par le convertisseur. par

Exercice 2

Un voltmètre digital utilisant la double rampe a une tension de référence de -10.00 V et une capacité d'affichage en pleine échelle de 1000 points.

Déterminer la valeur affichée par le voltmètre si la tension d'entrée (à mesurer) est de 2.5 V .

VI- LES INTERFACES

1- Généralité

La plus part des grandeurs sont analogiques par nature: température, pression, intensité lumineuse, signal audio

Toute information rentrante dans un système digital (ordinateur) doit être mise sous une forme binaire (digitale). En effet pour faire le traitement des grandeurs physiques et commander des processus analogiques par un ordinateur il est nécessaire, alors, une conversion AN/ et NA. La figure(1) illustre le principe de cette conversion

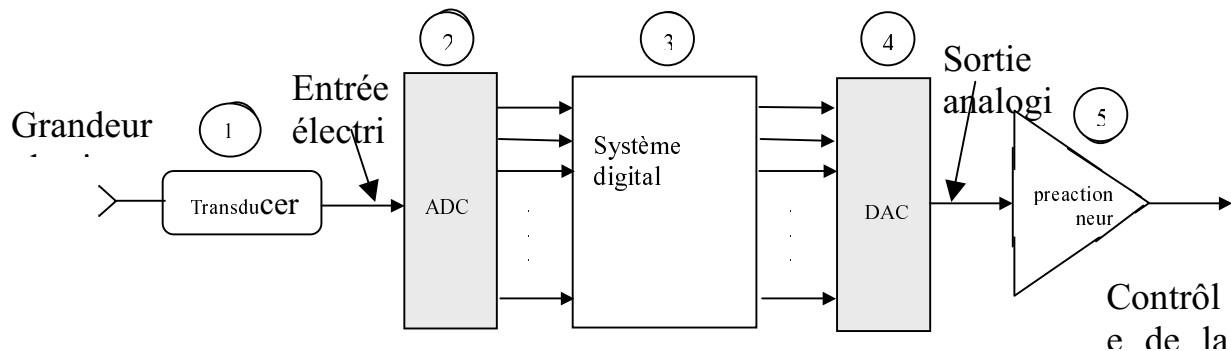


Figure.1. Synoptique d'une interface

1.1 Transducteur

Le transducteur ou capteur permet de convertir une grandeur physique variable en un signal électrique variable.

Exemple 1 : thermistance, photocellule, photo-diode....

La sortie du transducteur est analogique et peut être un courant ou une tension proportionnelle à la variable physique.

Exemple 2 : dans un bain d'eau (chaudière) 40° à 100° correspond une tension de 800 mV à 1500 mV.

1.2- ADC

La sortie du transducteur sert comme une entrée pour le convertisseur ADC.

Ce dernier convertit la grandeur analogique en une donnée sous une forme de N bits qui représentent la valeur de l'entrée analogique.

Exemple :

800 mV à 1500 mV lui correspond 01010000_2 ou 80_{10} et 10010110_2 ou 150_{10}

La sortie binaire est proportionnelle à l'entrée analogique ainsi chaque unité digitale représentée 10 mV

1.3- Ordinateur

La représentation digitale d'un processus variable est transmise de l'ADC à l'ordinateur qui stocke les valeurs digitales et fait les calculs, d'après, un programme d'instructions qui sera exécuté.

L'ordinateur peut faire des calculs et donne une information pour contrôler soit la température, ou autres processus....

1.4- DAC

La sortie digitale est connectée directement à un DAC qui la convertit en un signal analogique (V ou I) .

Exemple : L'ordinateur fournit une sortie digitale allant de 00000000_2 à 11111111_2 que le DAC la convertit en tension de 0 à 10V.

1.5- Les circuits actionneurs

Le signal analogique à la sortie du DAC est souvent connecté à un actionneur qui sert à contrôler la variable physique. L'actionneur peut être une électrovanne qui contrôle le débit d'eau par exemple ou une interface de commande d'une machine.

2- Convertisseur analogique digitale

2.1 Généralité

On suppose que toutes les grandeurs à mesurer sont converties en tension continue.

Un convertisseur ADC, prend une tension analogique d'entrée et après un certain temps il effectue une conversion de cette tension continue pour fournir une sortie digitale codée représentant l'entrée. Plusieurs ADC ont été développés. On trouve

les convertisseurs à approximations successives

les convertisseurs à comptage

Les convertisseurs parallèles (flashes).

a) les convertisseurs à approximations successives , moins rapides que les précédents, mais avec des possibilités en résolution bien supérieures (8 à 16 bits). Ils couvrent un vaste champ d'applications en mesure, de la carte d'acquisition de données pour micro ordinateur aux CAN intégrés dans des micro contrôleurs qui servent à piloter les applications les plus variées...

b) les convertisseurs parallèles (ou flash en Anglais), très rapides, mais limités en précision. Leur rapidité les destine en particulier aux oscilloscopes numériques, qui se contentent de convertisseurs à 6 ou 8 bits.

c) les convertisseurs à comptage d'impulsion sont très précis, et par construction, sont aptes à filtrer des bruits importants. En contrepartie, ils sont très lents, donc destinés à faire des mesures de signaux stabilisés.

d) ARCHITECTURE GÉNÉRIQUE.

Comme pour le CNA, il peut être intéressant de voir les points communs aux CAN de technologies différentes (hors convertisseurs à rampe).

La pièce centrale du schéma de la figure 2 est un CNA !

En pratique, un séquenceur logique va balayer les codes binaires (de façon plus ou moins astucieuse), ces codes vont être convertis en une tension analogique par le CNA, tension qui va être comparée à celle d'entrée. Le basculement du comparateur arrête le processus, et la donnée est basculée et mémorisée dans le buffer de sortie.

Il ne faut pas oublier ce que cache ce schéma, à savoir la composition du CNA, et en particulier la référence de tension. Cette référence peut d'ailleurs être intégrée ou non dans le CAN ; dans ce dernier cas, il faudra en mettre une à l'extérieur (la remarque est valable pour les CNA).

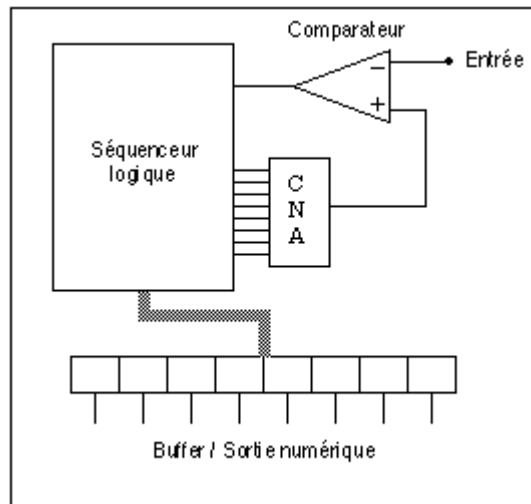


Fig. 2. Architecture d'un CAN

2.2 Convertisseur à approximation successive

a) Principe de fonctionnement

Le fonctionnement est décrit par la figure 3 on note une grande similitude qui existe entre ce principe et la mesure de tension continues par la méthode potentiométrique. Le galvanomètre joue le rôle du comparateur C et l'opérateur est représenté par le registre qui décide de changer les décades de façon à arriver à l'équilibre. C'est aussi similaire à une balance à pesé.

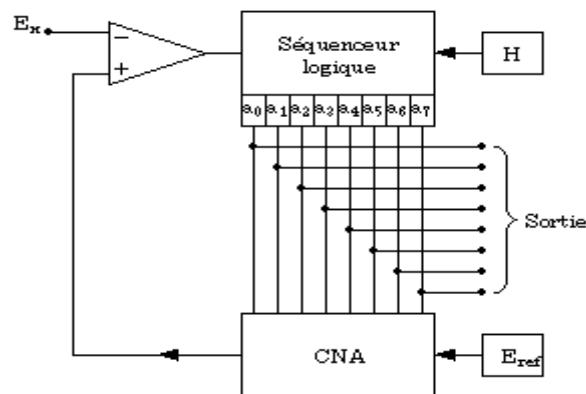


Figure.3. Schéma synoptique d'un CAN à approximation successive

Si la tension d'entrée est susceptible de varier durant la conversion, on devra la convertir à l'aide d'un échantillonneur bloquer à l'entrée.

La durée de conversion dépend du nombre de bits du registre et du CNA, et la fréquence de l'horloge. Elle atteint à l'heure actuelle la microseconde.

La tension E_x à convertir peut être mise sous la forme

$$E_x = E_{ref} \frac{b_1 2^{2^{n-1}} + b_2 2^{2^{n-2}} + \dots + b_n 2^0}{2^3}$$

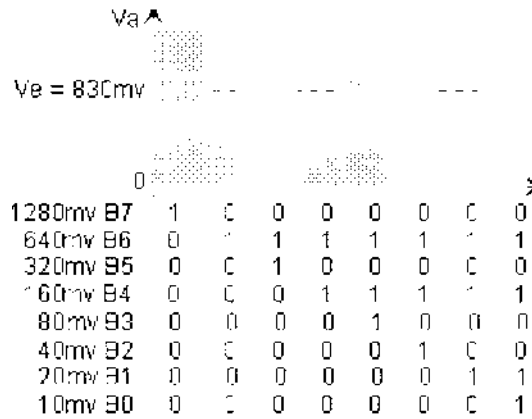


Figure.4. Cycle de conversion d'un S.A.C

Pour obtenir le nombre $b_1 + b_2 \dots b_n$, une série de tensions sont élaborées par l'appareil et comparées à la tension à mesurer et, selon le resultat de la comparaison, les bits $b_1 \dots b_n$ sont pris à 0 ou à 1. L'exemple suivant illustre le fonctionnement. Supposons pour simplifier que N soit égal à 3.

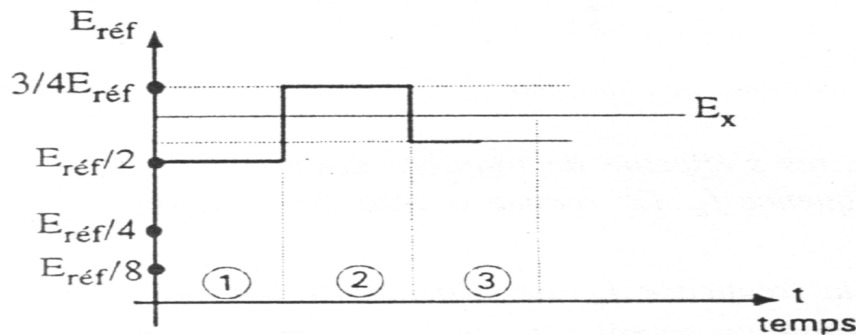


Figure.5. Diagramme de fonctionnement d'un CAN à approximation successive à 3 bits

Phase 1 E_x est comparée à $\frac{E_{ref}}{2}$: $E_x > \frac{E_{ref}}{2}$; $b_1 = 1$ c'est le bit le plus significatif

Phase 2: E_x est comparée à $b_1 \frac{E_{ref}}{2} + \frac{E_{ref}}{4}$: $E_x < \frac{E_{ref}}{2} + \frac{E_{ref}}{4}$; $b_2 = 0$

Phase 3 : E_x est comparée à $b_1 \frac{E_{ref}}{2} + b_2 \frac{E_{ref}}{4} + \frac{E_{ref}}{8}$: $E_x > \frac{E_{ref}}{2} + 0 + \frac{E_{ref}}{8}$; $b_3 = 1$
 c'est le moins significatif. Comme on est limité à $n = 3$, le résultat est alors :

$$E_x = E_{ref} \frac{(101)_{binaire}}{2^3}$$

La différences entre E_x et la tension de comparaison n'est pas ici annulée mais simplement minimisée et est rendue inférieure a $\frac{E_{ref}}{2^n}$. Pour obtenir une erreur nulle, on doit avoir n infini.

Cette famille de CAN est rapide et peu couteuse. Pour ces raisons, elle se trouve couramment utilisée dans les systèmes d'acquisitions rapide.

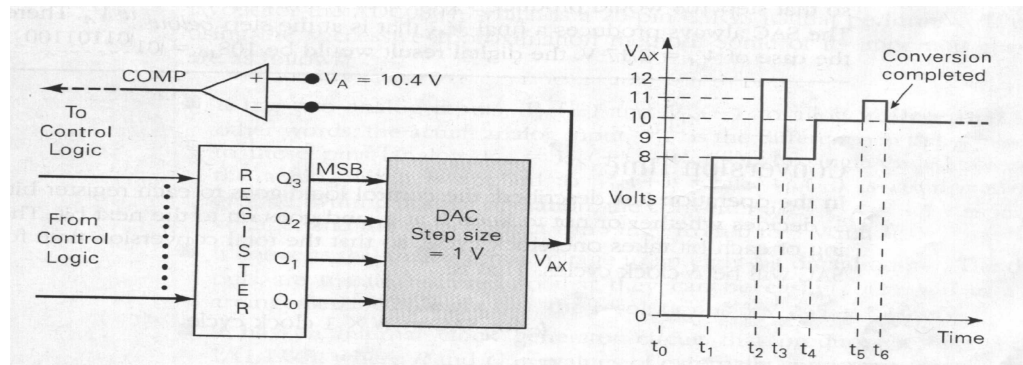


Fig.6. CAN à approximation successive

La figure.6 illustre un autre exemple de convertisseur à approximation successive utilisant un DAC à 4 bits et un pas de 1 V pour une tension analogique de

$V_x = 10.4 \text{ V}$. Le début de conversion commence avec la remise à zéro du registre ainsi on : $Q_3 = Q_2 = Q_1 = Q_0 = 0$, on exprime ceci sous la forme : $[Q] = 0000$ ce qui donne la sortie du DAC $V_{dac} = 0 \text{ V}$ au temps t_0 . La tension $V_{dac} < V_x$ la sortie du comparateur est au niveau 1. Le prochain pas (au temps t_1) la logique de contrôle met le MSB du registre au niveau 1 ainsi on a $[Q] = 1000$. Ceci donne une tension $V_{dac} = 8 \text{ V}$. Puisque $V_{dac} < V_x$ la sortie du comparateur reste au niveau haut. Cet état indique à la logique de contrôle que $V_{dac} < V_x$ ainsi le MSB est gardé.

La logique de contrôle met $Q_2 = 1$ pour produire $[Q] = 1100$ et $V_{dac} = 12 \text{ V}$ au temps t_2 . Puisque $V_{dac} > V_x$ le comparateur change d'état et $V_{comp} = 0$. Ceci signale à la logique de contrôle que $V_{dac} > V_x$ et la logique de contrôle remet Q_2 à 0.

Le processus continue et on trouve que t_4 $[Q] = 1011$, on voit que tous les bits ont été essayés donc la conversion est terminée et la logique de contrôle active la broche EOC pour stocker l'équivalent de V_x dans le registre. Le résultat final est $[Q] = 1010$ équivalent à 10 V. Ceci est une caractéristique de cette méthode de conversion.

La figure illustre un autre exemple de convertisseur bipolaire et ayant 4 bits ($n=4$) donc on 16 intervalles de 0 15.

L'intervalle de mesure va de V_{min} à V_{max} . A la figure 15, on a pris $V_{min} = -V_{max} = -5 \text{ V}$. On a choisi $V_e = 1.5 \text{ V}$ pour cet exemple.

Le pas de quantification est : $q = \frac{V_{max} - V_{min}}{2^n} = \frac{10}{16} = 0.625 \text{ V}$

1) L'intervalle de mesure initial est $[-5 \text{ V} ; +5 \text{ V}]$. Le convertisseur génère une tension V_c située au milieu de cet intervalle (représente en pointille), soit $v_c = 0 \text{ volt}$ sur le dessin. Un dispositif compare alors v_c et v_e : si $v_e > v_c$, on écrit un 1 et on élimine la moitié inférieure de l'intervalle d'étude. Si v_e est inférieur ou égal à v_c , on écrit un zéro et on élimine la moitié supérieure de l'intervalle d'étude. dans notre cas, on obtient un 1, qui sera le bit de poids fort du résultat(bit D3).

2) L'intervalle d'étude est maintenant $[0 ; +5 \text{ V}]$. Le convertisseur génère une tension v_c située au milieu de cet intervalle, c'est adire $v_c = 2.5 \text{ V}$. Le comparateur indique $v_e < v_c$, donc le bit D2 est un 0. On élimine alors la moitié supérieure de l'intervalle d'étude.

4) L'intervalle d'étude est maintenant $[0 ; 2.5 \text{ V}]$. Le convertisseur génère une tension une tension $v_c = 1.25 \text{ V}$. Le comparateur indique $v_e > v_c$. Le bit D1 est un 1.

L'intervalle restant est $[1.25 \text{ V} ; 2.5 \text{ V}]$. Le convertisseur génère une tension $v_c = 1.875$. on a $v_e < v_c$ et $D0 = 0$.

Le résultat de la conversion, exprimé en binaire naturel, est $n = (1010)_2$, soit 10 en décimal. C'est bien le numéro de l'intervalle où se trouve la tension v_e .

On obtient : $N = \text{partie entière} \left(\frac{V_e - V_{\min}}{q} \right)$.

Le temps de conversion est de l'ordre de quelques dizaines de microsecondes, on peut donc échantillonner et numériser à quelques dizaines de kHz.

Temps de conversion

Le temps de conversion d'un SAC est $t_c = N \cdot T_0$ (période de l'horloge).

La figure représente le principe d'un SAC compatible avec microprocesseur.

Start conversion et EOC peuvent être connectés à un microprocesseur pour le début et la fin de conversion.

2.3 Convertisseur delta-sigma

a) Principe

Le convertisseur à modulateur delta-sigma est une sorte de CAN à double rampe Switchée continûment. La charge intégrée dans le condensateur est maintenue nulle en moyenne au moyen d'une boucle de contrôle. Comme le montre la figure la tension V_x est additionnée à une tension de référence V alternativement positive ou négative selon la position du commutateur S .

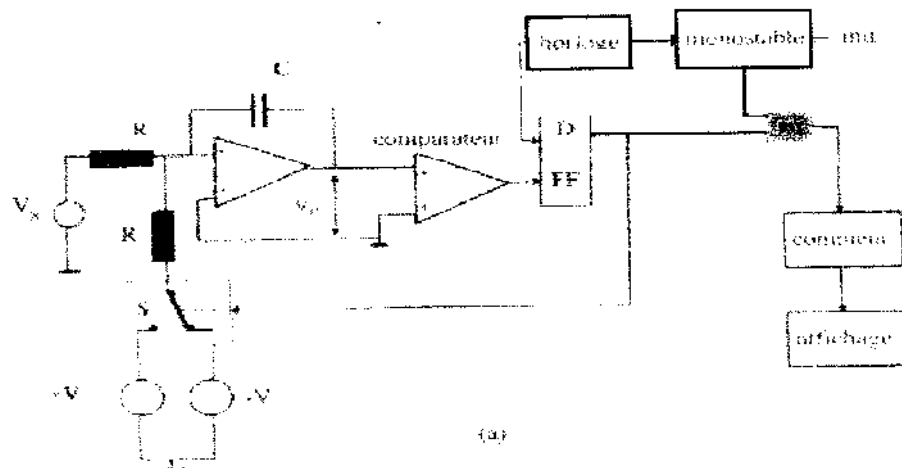


Figure.7 : CAN sigma delta

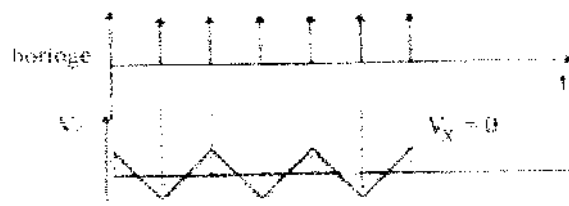


Figure.8 Chronnogramme

Examinons d'abord la situation en absence de tension V_x . Dans ce cas à la sortie de l'intégrateur on a une onde triangulaire symétrique (de faible amplitude, quelques microvolts) synchronisée sur la fréquence d'horloge (f), mais de période double.

L'ensemble comparateur bascule D est en pratique équivalent à un détecteur de polarité, puisque à chaque signal d'horloge l'état du comparateur induit la sortie de la bascule D qui entraîne le changement d'état du commutateur S et donne l'inversion de charge qui se

traduit très vite par une inversion de polarité donc un basculement du comparateur qui sera recopié au coup d'horloge suivant, etc.

Le processus a une durée T fixée par le monostable. Il en résulte qu'aux N coups d'horloge pendant ce temps T correspond $N/2$ changements de la sortie de la bascule D et donc $N/2$ impulsions transmises au compteur.

Par contre si une tension V_x différente de zéro (positive) est présente une dissymétrie va s'instaurer puisque l'entrée de l'intégrateur sera alternativement $V+V_x$ et V_x-V . La charge sera plus rapide que la décharge. Il en résultera que le changement d'état de la sortie de la bascule D sera lui aussi dissymétrique et par conséquent le nombre n d'impulsions transmises au compteur sera réduit.

Pour déterminer V_x on procède comme suit :

La charge et la décharge de se déroule respectivement durant t_1 et t_2 donc on a

$$0 = -\frac{1}{R.C} \int_0^{t_1} (V_x + V_{ref}) dt - \frac{1}{R.C} \int_{t_1}^{t_2} (V_x - V_{ref}) dt \quad (1).$$

$$-[V_x + V_{ref}] \cdot t_1 - [V_x - V_{ref}] \cdot t_2 = 0 \text{ ou encore : } V_x [t_1 + t_2] = V_{ref} [t_1 + t_2].$$

puisque $t_1 + t_2 = T$ (2) et $t_2 = n \cdot T_0$, $T = N \cdot T_0$, et $t_1 = T - t_2$ alors :

$$V_x = V_{ref} \frac{(t_2 + t_1)}{T} \quad (3). \text{ En remplaçant dans } t_1 \text{ par } t_1 = T - t_2 \text{ dans (3) on aboutit à :}$$

$$V_x = V_{ref} \cdot \frac{2 \cdot n - N}{N} \quad (4).$$

Ce résultat peut être obtenu aisément en exploitant un compteur-décompteur et une logique un peu plus sophistiquée exploitant les deux sorties de la bascule D et deux portes ET différente l'une pour l'entrée compteur, l'autre pour l'entrée décompteur.

b) caractéristiques essentielles:

La précision ne dépend évidemment plus de la qualité de l'intégrateur, mais seulement de la stabilité de V_{ref} et de l'égalité des résistances.

La durée de conversion est identique quelle que soit V_x .

La résolution est directement liée au choix de $N = T \cdot f$, c'est à dire à T et f .

2.3 Convertisseur à rampe

a) Introduction

Ce convertisseur est semblable à celui de la simple rampe. Le générateur de rampe est remplacé par un DAC, ainsi la sortie du DAC est une rampe en escalier.

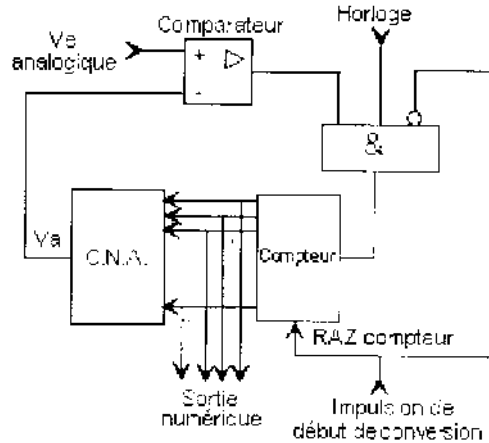


Figure 9 : schéma de principe d'un CAN à rampe

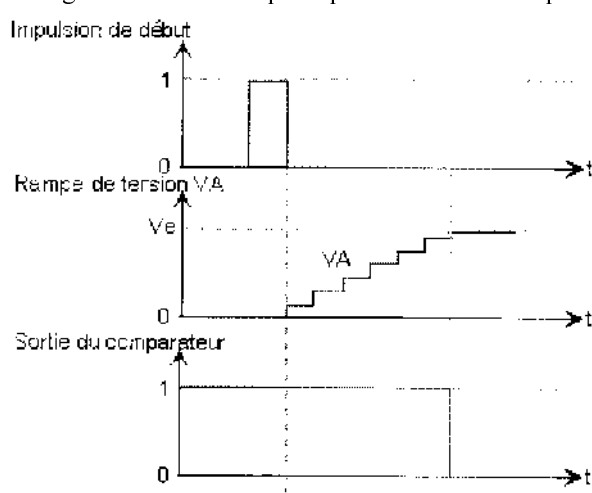


Figure 10 : cycle de conversion

b) Fonctionnement

Au début du cycle de conversion le compteur et le DAC sont remis à zéro.

Le comparateur a sa sortie positive.

La porte logique laisse passer les impulsions issues de l'horloge et qui sont comptées par le compteur.

Le DAC fait sortir une rampe en escalier qui tend vers la valeur analogique V_x (tension à convertir)

Le comparateur compare en permanence la valeur de la tension V_{DAC} avec V_x , si $V_{DAC} > V_x$ le comparateur change d'état et le comptage est arrêté

Ce comptage est transformé en forme décimale et il est affiché pour donner V_x .

Le temps de conversion est assez long

Exemple: Un CAN de 10 bits est piloté par une horloge de 1 MHz nécessite 1023 ms pour

réaliser la conversion pleine échelle $T_c = (2^n - 1) \cdot T_0 = \frac{2^n - 1}{f_0}$.

On donne la résolution $q = \frac{V_{ref}}{2^n}$ ou $q = \frac{V_{fs}}{2^n - 1}$

Pour 10 bits et une pleine échelle de 10.23 V, on $2^{10} - 1 = 1023$ échantillons.

$T_c = T_0(2^n - 1)$ et $\Delta V = q = \frac{10.23}{2^n - 1} = 10 \text{ mV}$. La tension de sortie s'incrémente par pas de

10 mV.

Pour une tension $V_x = 3.7282 \text{ V}$ on a $N = \frac{V_x}{\Delta V} = \frac{3.7281}{10^{-2}} = 373$ échantillons et:

$T_c = T_0 \cdot 373_{10}$

2..4 Convertisseur Flash

a) Introduction

Ce type de convertisseur est très rapide, la tension d'entrée est comparée simultanément à un nombre $(2^n - 1)$ tensions de référence. Un circuit logique encode les sorties des comparateurs en un nombre binaire qui représente la valeur quantifiée de la tension d'entrée. Le CAN parallèle est utilisé lorsqu'une grande vitesse de conversion est requise ($T_c = 10$ à 100 ns) et une résolution relativement petite (8 à 10 bits) est suffisante.

En effet, l'ADC flash est le plus rapide de tous les ADC; mais il demande plus de circuits.

Exemple : Un ADC flash avec 6 bits nécessite 63 comparateurs analogiques et un ADC flash de 10 bits nécessite 1023 comparateurs.

Le nombre élevé de comparateurs limite les ADC flash de 2 bits à 10 bits.

Les constructeurs de circuits ADC fabriquent des convertisseurs de 9 ou 10 bits.

b) Principe de la conversion

Le principe de la conversion est décrit sur un ADC à 3 bits

La figure1 représente un ACD à 3 bits, la résolution ou le pas d'incrément est de 1 V. Le diviseur de tension divise la tension en différents niveaux selon le numéro de comparateur ainsi on a 7 niveaux différents :1V, 2V, 3V, 4V, 5V, 6V, et 7V la pleine échelle. La tension V_x est connectée à l'autre entrée de chaque comparateur.

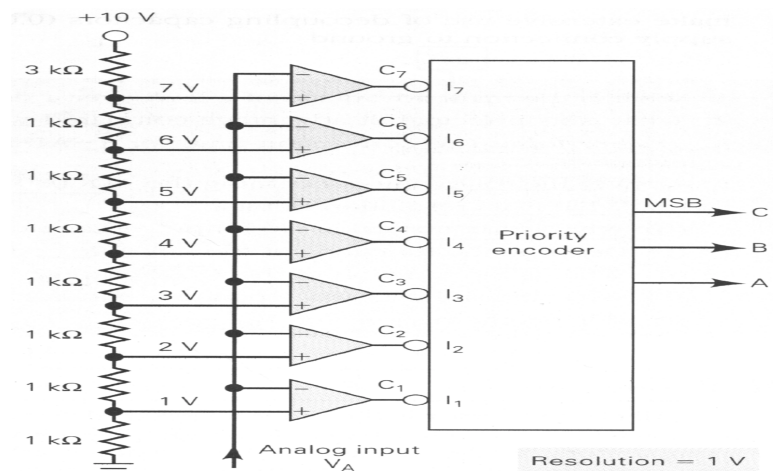


Figure.11. Synoptique d'un CAN flash

Analog in V_A	Comparator outputs							Digital outputs		
	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C	B	A
0-1 V	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
1-2 V	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
2-3 V	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0
3-4 V	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
4-5 V	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
5-6 V	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1
6-7 V	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
> 7 V	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

(b)

La sortie de chaque comparateur est connectée à un encodeur de priorité qui génère une sortie binaire correspondante au nombre de comparateurs ayant une sortie basse.

Exemple: Quand V_x est entre 3V et 4V la sortie de C_1, C_2, C_3 est à l'état bas. On aura à la sortie de l'encodeur le mot binaire 011 qui représente l'équivalent de la tension V_x . Si $V_x > 7V$ les comparateurs C_1 à C_7 sont à l'état bas et l'encodeur produit 111.

L'ADC flash de la figure 10 a une résolution de 1V car l'entrée analogique doit changer avec un pas de 1 V pour avoir la prochaine sortie digitale.

Ce type de convertisseur est très rapide, son temps de conversion n'est limité que par le temps de propagation à travers les comparateurs et les portes logiques. La fréquence de l'horloge de commande peut atteindre 50 MHz. Cependant, ce CAN exige un nombre de comparateurs égal à 2^{n-1} pour un CAN à n bits. Ce nombre de comparateurs élevé rend difficile la fabrication des CAN de bonne résolution.

Le tableau ci-dessous illustre le temps de conversion T_c pour les 3 types d'ADC suivants :

ADC à comptage	$T_c = (2^n - 1).T_0$
ADC à approximation successive	$T_c = nT_0$
ADC flash	$T_c = T_0$

T_0 étant la fréquence d'échantillonnage ou de comptage et qui est élaborée à partir d'une horloge. Si $T_0 = 1\mu s$, alors le tableau ci-dessous donne la valeur de T_c pour les trois types d'ADC déjà énoncés avec 4 bits et 8 bits.

The results for different values of n are readily calculated and are summarized as follows:

4 bits	T_c	f_c
Counter	15 μs	66.7 kHz
Successive approximation	4 μs	250 kHz
Flash	1 μs	1 MHz
8 bits	T_c	f_c
Counter	255 μs	3.922 kHz
Successive approximation	8 μs	125 kHz
Flash	1 μs	1 MHz
16 bits	T_c	f_c
Counter	65.535 ms	15.259 Hz
Successive approximation	16 μs	62.5 kHz
Flash	1 μs	1 MHz

2.5 Principales caractéristiques d'un CAN

Les caractéristiques suivantes sont définies pour un CAN et un DAC sauf spécifications particulières :

a) Résolution

La résolution q est définie comme étant la plus petite valeur de sortie que peut le DAC donné. V_s augmente de q lorsque n augmente de 1.

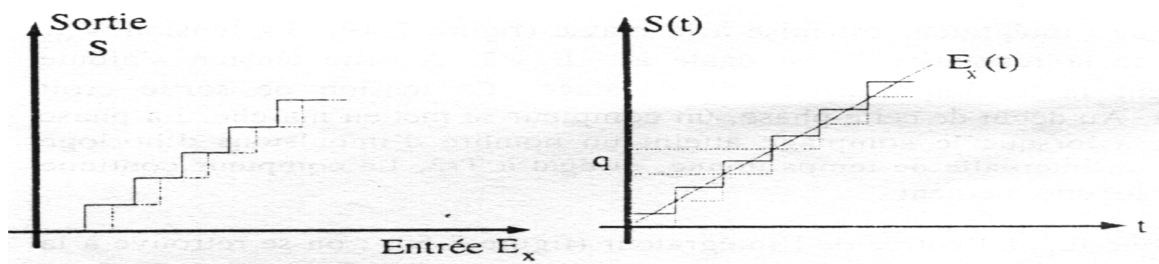
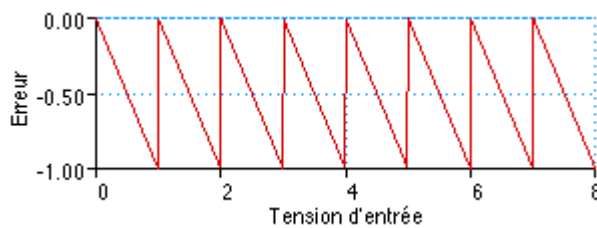
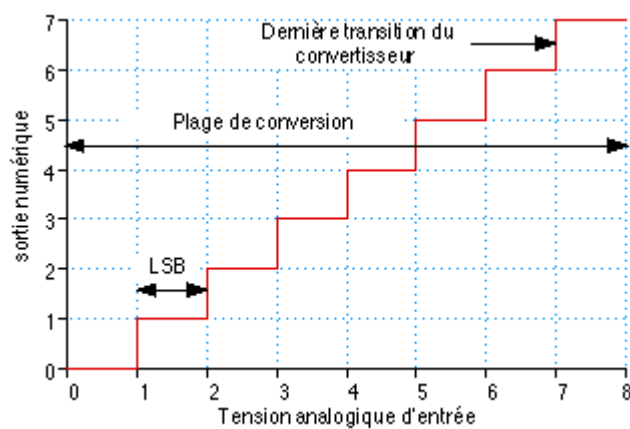
Elle est définie par $\frac{1}{2^n}$, n étant le nombre de bits. Elle est donc liée au quantum: $q = \frac{E_{ref}}{2^n}$ et

peut être défini en % de la pleine échelle (F.S.R: Full scale range).

b) Précision (accuracy)

Elle tient compte de toutes les erreurs citées ci-après. Elle caractérise l'écart maximal entre la valeur lue et la valeur vraie, rapporté à l'échelle.

c) Erreur de quantification



Figure© : caractéristique de transfert Figure(d) : quantification du signal à convertir

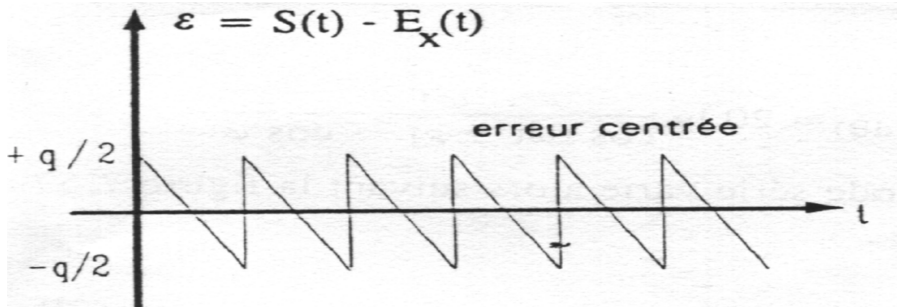
Figure .12. Caracteristiques principales d'un CAN

La caractéristique de transfert du CAN est une fonction en marches d'escalier. La quantification introduit une erreur systématique. Cette erreur peut être centrée (trait plein) ou par défaut (trait pointillé).

Dans le cas d'un signal analogique V_x évoluant sous forme d'une rampe de tension, l'erreur $\varepsilon = S(t) - V_x(t)$ est représentée par la figure (e).

Cette erreur est considérée comme un bruit dynamique superpose au signal on montre que sa valeur efficace est égale a : $\sqrt{\frac{q^2}{12}}$ (erreur centrée).

d) Calcul de la valeur efficace de l'erreur



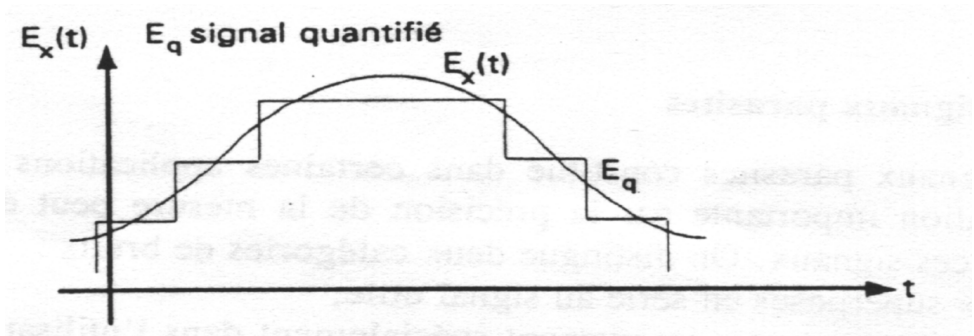
Erreur introduite par la quantification

$$\varepsilon_q(t) = S(t) - V_x(t), \varepsilon_q(t) = \frac{q}{2} - at \text{ pour } t = \frac{t}{2} = 0.5 \Rightarrow \varepsilon_q(t) = 0 ; \text{ D'où } : -\frac{q}{2} - at = 0 \text{ ou } \frac{q}{2} = \frac{a}{2}$$

$$\text{d'où } q = a. \varepsilon_q(t) = \frac{q}{2} - q.t = \frac{q}{2} (1-2.t) \text{ d'où}$$

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_q^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (t - t^2 + \frac{4t^3}{3}) dt} = \frac{q}{2\sqrt{3}}$$

Si $E_x(t)$ est une sinusoïde, on aura un bruit ayant l'allure suivante :



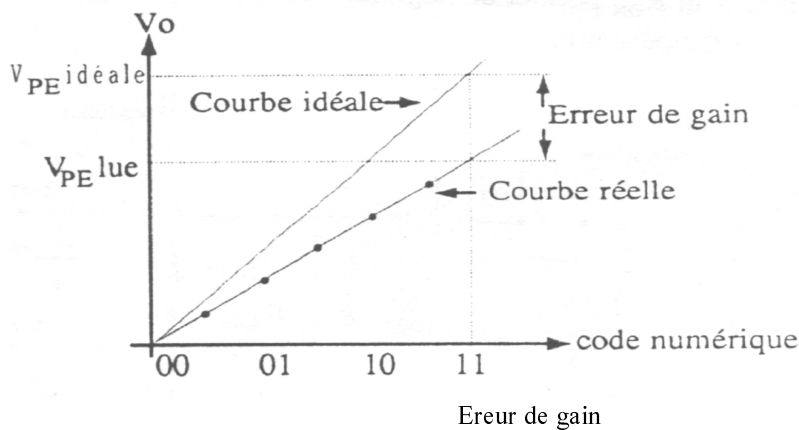
Allure du bruit de quantification d'un signal sinusoïdal

Le bruit de quantification apparaît ainsi comme valeur quadratique moyenne du signal d'erreur fonction du temps.

Exemple CAN 12 bits plage de conversion : -10 V, 10 V ; $q = \frac{20}{2^{12}} = 4.8 \text{ mV}$

Le bruit est défini par : $\sqrt{\frac{q^2}{12}} = 1.38 \text{ mV}$.

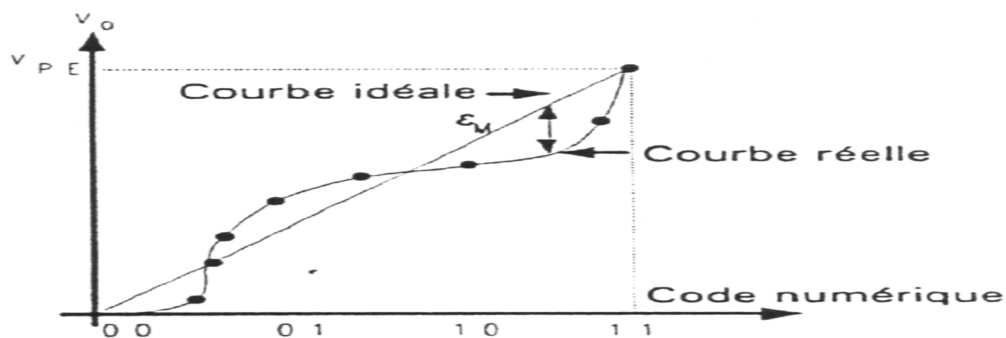
e) Erreur de gain (ou échelle) (Gain error, scale error) .



Il y a erreur de gain lorsque la tension pleine échelle V_{PE} lue diffère de la tension pleine échelle V_{PE} idéale, l'erreur de décalage étant compensée. Cette erreur exprimé en % de la pleine.

f) Erreur de linéarité

Les erreurs de décalage et de gain étant compensées, l'erreur de linéarité est caractérisée par l'écart maximal E_M entre la courbe réelle et la droite idéale, d'après la figure (b). Elle est exprimée en % de la pleine échelle ou en fraction de quantum.



g) Linéarité différentielle

La transition d'un code a un code adjacent pour un CNA idéal entraîne une variation de 1 quantum de la tension de sortie pleine échelle. Pour un CNA réel, cette variation peut être différente et vaut ΔV ; l'erreur de non-linéarité différentielle est égale à $|AV - q|$:

h) Grandeurs d'influence

influence de la température; souvent, les spécifications sont affectées d'un coefficient de la température exprime en ppm/ $^{\circ}$ C.

influence de la dérive à long terme (long time drift) : cette dérive est due au vieillissement des composants ; la caractéristique la plus affectée est généralement l'erreur de gain.

i) Erreurs d'hysteresis

Cette erreur provient du comparateur; elle ne doit pas dépasser $\pm \frac{q}{2}$.

3. Les Convertisseurs numériques analogiques

3.1 Principe :

La conversion numérique analogique consiste à transformer une information disponible sous forme binaire (base 2) en une information analogique (un courant ou tension) proportionnelle à cette valeur.

A chaque valeur numérique, on fera correspondre une valeur analogique (et une seule) ; la tension analogique de sortie varie par bonds et non plus continûment comme le signal d'origine. La fonction de transfert sera la même.

Soit l'information numérique $\hat{X} = a_{n-1} a_{n-2} a_{n-3} \dots a_1 a_0$, on a par définition une information analogique qui lui correspond

$$A = q (a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + a_{n-3} \dots a_1 2^1 + a_0 2^0). \quad (1)$$

Avec : a_{n-1} le MSB, a_0 le LSB et q : quantité élémentaire analogique (exemple : $1 \mu V$) ou

$$\text{encore } q = \frac{V_{ref}}{2^n}.$$

V_{ref} : tension de référence qui est utilisée pour donner la pleine échelle de sortie ou la valeur max du DAC.

3.2 Utilisation des convertisseurs

Les convertisseurs numériques analogiques font la liaison entre les ordinateurs ou les systèmes numériques et les dispositifs analogiques, car ils permettent de transformer les informations disponibles sous forme binaire en un signal analogique.

D: 2^3	C: 2^2	B: 2^1	A: 2^0	Vout
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

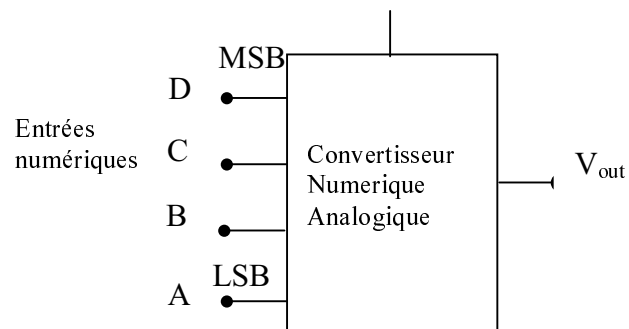


Fig. 12 de principe d'un DAC

En général, les ordinateurs traitent les nombres sous formes binaires et ils sont représentés sous les formes suivantes

1) $A > 0$ représente la valeur analogique normalisée du mot binaire \hat{X} d'où :

$$A = X_{n-1} + X_{n-2} + \dots + X_1 + X_0 \quad \text{ou encore :}$$

$$A = \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i = (a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0) \quad (2)$$

Les termes X_i sont pondérés : $X_0 : X_1 : X_2 : \dots = 2^0 : 2^1 : 2^2 : \dots$

Les coefficients a_i prennent les valeurs logiques "0" ou "1".

Si $N = (10011001)$ soit 8 bits, on applique cette quantité numérique N à l'entrée d'un CNA (figure 10). $V_s = q(1.2^7 + 0.2^6 + 0.2^5 + 1.2^4 + 1.2^3 + 0.2^2 + 0.2^1 + 1.2^0)$.

La sortie analogique est $V_x = k \cdot \text{valeur digitale d'entrée}$.

k est un facteur de proportionnalité qui est constant et dépendant du DAC utilisé.

La valeur digitale d'entrée est convertie en son équivalent décimal

La sortie peut être un courant ou une tension.

$k=1$ d'où $V_s = (1V)$ valeur digitale d'entrée.

Mot binaire à l'entrée du DAC est 1100_2 ou 12_{10} d'où $V_s = 1 \times 12 = 12V$

Exemple : Un DAC, ayant 5 bits, donne pour une entrée digitale de 10100 pour un courant de 10 mA. Quel est le courant pour une entrée digitale de 11101?

Solution : Pour un mot binaire de $10100_2 = 20_{10}$, on a $I_{out} = 10mA$.

Le facteur $k = \frac{10}{20} = 0.5$ mA. Pour $11101_2 = 29_{10}$ on a $I_{out} = (0.5mA) \cdot 29 = 14.5mA$.

Exemple

Calculer la valeur maximale produite par un DAC 8 bits ayant une entrée de 00110010 qui donne 1V.

Solution: Pour $0110010_2 = 50_{10}$, on a $1V = k \cdot 50$ d'où $k = \frac{1}{50} = 20$ mV.

$V_{out \max} = (20 \text{ mV}) \times 255$

3.3 Caractéristiques générales d'un DAC.

a) Le poids d'entrée

Chaque bit a une pondération appelée poids et qui dépend de sa position dans le mot binaire.

Le plus faible poids s'appelle LSB (Least Significant Bit).

Le plus fort poids s'appelle MSB (Most Significant Bit).

Exemple: Un DAC ayant 5 bits convertit une tension de 0.2 V pour une entrée de 00001; calculer la valeur pour la pleine échelle 11111.

0.2 est le LSB ; $0,2 \leftrightarrow 2^0$; $0,4 \leftrightarrow 2^1$; $0,8 \leftrightarrow 2^2$; $1,6 \leftrightarrow 2^3$; $3,2 \leftrightarrow 2^4$.

D'où $V_{out} = 0,2 + 0,4 + 0,8 + 1,6 + 3,2 = 6,2$ V. Le MSB est 2^4 .

b) Résolution

La résolution d'un DAC est définie comme étant la plus petite valeur de sortie que peut donner le DAC. Elle est donnée par le quantum q . La sortie V_s augmente de q lorsque N augmente de 1.

Exemple: une résolution de 1V veut dire que lorsque le LSB existe seul le DAC fournit à la sortie 1V.

La résolution est toujours égale au poids du LSB et aussi prise comme étant le pas de l'échantillonnage analogique.

On note qu'on a 16 niveaux différents (figure.12) correspondants à 16 états d'entrée mais il y a uniquement 15 pas entre 0 V et la pleine échelle 15 V.

En général pour N bits du DAC on a 2^N niveaux différents et le nombre de pas sera $2^N - 1$.

La sortie est $V_x = k \times \text{Entrée digitale}$.

L'entrée digitale est égale au nombre de pas et k est la valeur de la tension ou du courant.

La sortie analogique est le produit des deux grandeurs:

$$V_x = k \cdot N_x \text{ et la résolution est : } k = q = \frac{V_{x_{fs}}}{2^N - 1} \text{ ou } k = q = \frac{V_{ref}}{2^N} \quad (3)$$

Compteur 4

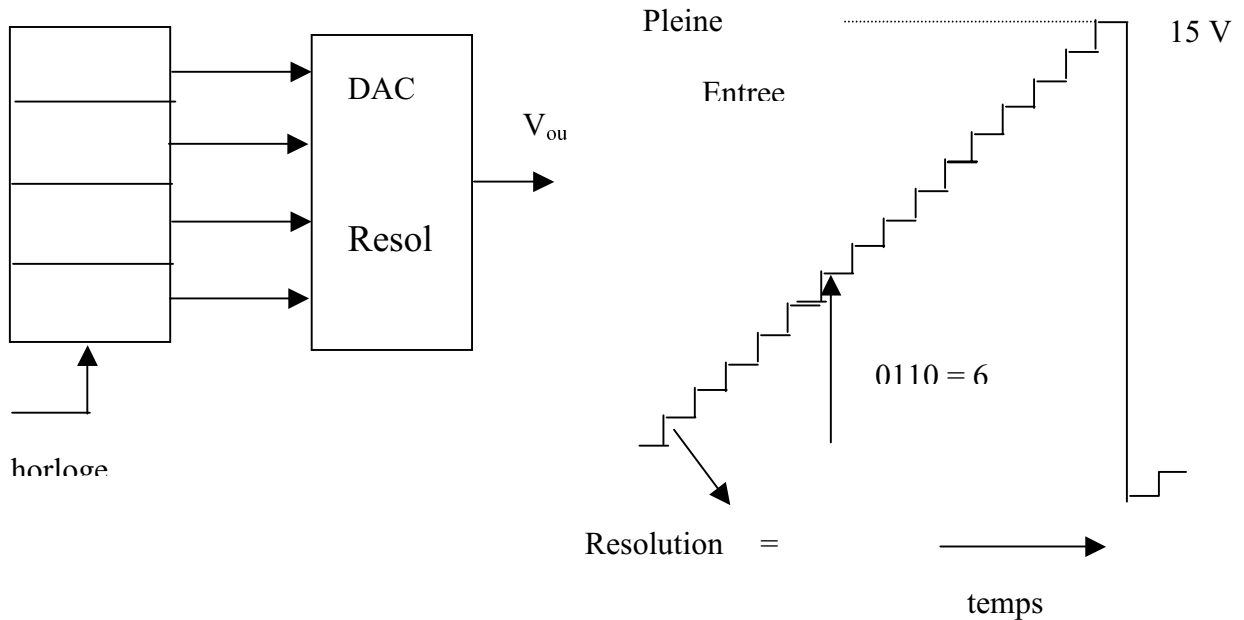


Figure.1 3. Sortie d'un DAC pilotée par un compteur binaire

Exemple1:

On donne un pas de 0.2V qui est la résolution (q), calculer V_s pour le mot binaire d'entrée suivant : $10001_2 = 17_{10}$

$$V_s = (0.2V) \times 17 = 3.4V.$$

Le pourcentage de résolution est exprimé en % de la pleine échelle

$$\text{Résolution}(R_N \%) = \frac{\text{step size}}{\text{full scale}} \times 100\% = \frac{\text{valeurs du pas}}{\text{valeur pleine echelle}} 100\% \quad (4)$$

exemple : on a un pas de 1 V et une tension pleine échelle de 15 V; alors la résolution en %

$$\text{est : } R_N \% = \frac{1}{15} \times 100 = 6.67 \%$$

Exemple 2 : un DAC de 10 bits à un pas de 10 mV. Déterminer la pleine échelle et la résolution en %.

Solution :

$$10 \text{ bit} \Rightarrow 2^{10} - 1 = 1023 \text{ pas de } 10\text{mV}$$

$$V_{fs} = 10 \times 1023 = 10.23V \text{ et } R_N = \frac{10\text{mV}}{10.23} \times 100\% \approx 0.1\%$$

La résolution peut être, aussi, exprimée par :

$$\text{Résolution } (R_N \%) = \frac{\frac{V_{fss}}{2^N - 1}}{V_{fs}} \times 100 = \frac{1}{2^N - 1} \times 100 = \frac{1}{1023} \times 100\% \approx 0.1\%$$

On constate que le nombre de bits détermine le % de résolution. Si le nombre de bits augmente, par conséquent le nombre de pas augmente et la résolution devient bonne.

Exemple 3 :

La figure 13 illustre la commande d'un moteur par un PC.

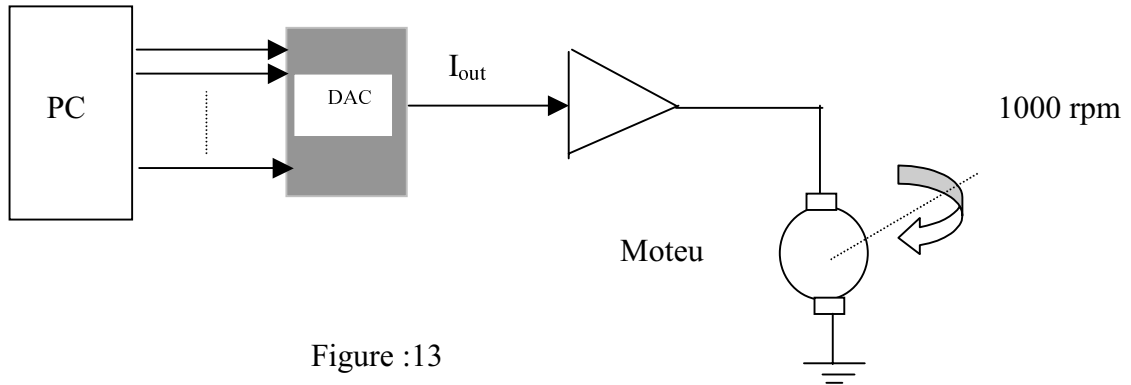


Figure :13

Figure.13

Le DAC génère un courant de 0 à 2 mA. Ce courant est amplifié pour faire tourner un moteur de 0 à 1000 rpm (tr/mn).

Quelle est le nombre de bits fournis par le PC pour produire une vitesse de 1000 rpm si on a pour un pas 2 rpm (tr/mn).

Solution:

De 0 à 1000 rpm \Rightarrow on a besoin de 500 pas au moins $\frac{1000}{2}$

Ou $2^N - 1 \geq 500 \Rightarrow 2^N \geq 501$.

Puisque $2^8 = 256$ et $2^9 = 512$, le plus petit nombre qui produit 500 pas doit être $2^9 = 512$.

Calculer le mot binaire qui permet d'obtenir une vitesse de 326 rpm.?

On a $2^9 = 512$ pas, et le nombre de pas fournis à entrée du DAC sera:

$2^N - 1 = 511$ pas.

Pour un pas on a : $\frac{1000}{511} = 1.95$ rpm d'où pour 326 rpm on aura: $\frac{326}{1,95} = 166.58$ on

l'arrondit à 167 pas ou 10100111_2 , donc le moteur a une vitesse de: $167 \times 1.957 = 326.8$ rpm

le compteur doit fournir 9 bits équivalent à $167_{10} \Leftrightarrow 10100111_2$.

c) la Pleine échelle(fs: full scale)

La pleine échelle est valeur maximale que peut prendre la grandeur de sortie du DAC

pour $N = N_{max}$

d) Temps de conversion Tc :

C'est le temps nécessaire à la sortie pour passer de 0 à V_{fs} (tension pleine échelle), Tc dépend du DAC.

e) Erreur de pleine échelle ou précision

C'est l'écart maximal, en %, entre la sortie du convertisseur et sa valeur idéale. Généralement elle est spécifiée par le constructeur.

Exemple : Un DAC a une précision de $\pm 0.01\%.fs$. La tension pleine échelle à la sortie est de : $V_{fs} = 9.375$ V. L'erreur sera : $\pm 0.01\% \times 9.375 = \pm 0.9375mV$.

La sortie du DAC peut à tout moment avoir une valeur en plus de 0.9375 mV de sa valeur donnée.

f) Erreur de décalage (offset).

Décalage en volt entre la réponse réelle et la réponse idéale d'un DAC.

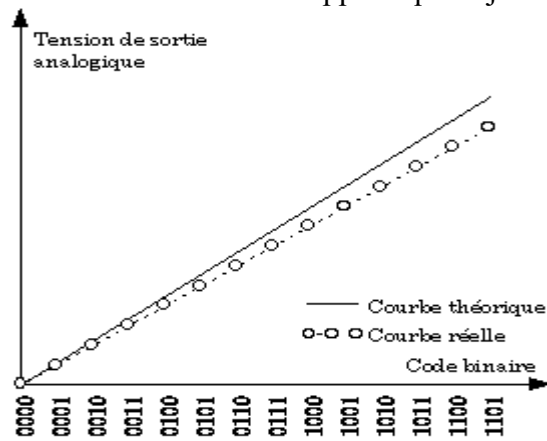
Exemple :

Mot d'entrée	Sortie idéale(mV)	Sortie actuelle(mV)
0000	0	2
0001	100	102
1000	800	802
1111	1500	1502

g) Erreur de gain.

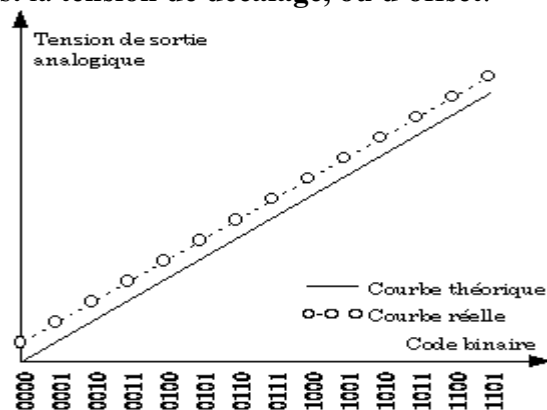
La tension de pleine échelle est toujours légèrement différente de ce qui est prévu en théorie. L'écart entre les valeurs théorique et pratique est l'**erreur de gain** (figure 13).

Pratiquement, le fabricant de convertisseurs Analog Devices définit cette erreur ainsi : c'est l'écart entre la valeur théorique et la valeur réelle mesurée sur la dernière transition du convertisseur et exprimé en LSB. Cette mesure suppose que l'ajustage du zéro soit parfait.



g) Erreur d'offset.

De même, le code binaire 0 ne correspond pas forcément à une tension rigoureusement nulle en sortie. Cette tension est la **tension de décalage, ou d'offset**.



En pratique, Analog Devices définit cette erreur comme étant l'écart entre la valeur théorique et la valeur réelle mesurée sur la première transition du convertisseur et exprimé en LSB. En pratique, pour ajuster un convertisseur, on réglera d'abord l'offset, et ensuite le gain.

h) Erreurs de linéarité.

L'erreur de linéarité est due au fait que la résolution des convertisseurs n'est pas constante.

On distingue deux formes de non-linéarité :

- la non-linéarité intégrale
- la non linéarité différentielle

la **non-linéarité intégrale**, exprimée en LSB, est la différence maximum constatée sur toute la plage de conversion entre les valeurs théoriques et les valeurs mesurées.

Cette mesure n'a évidemment de sens que si le zéro et le gain sont correctement réglés.

La fonction de transfert est représentée figure 15.

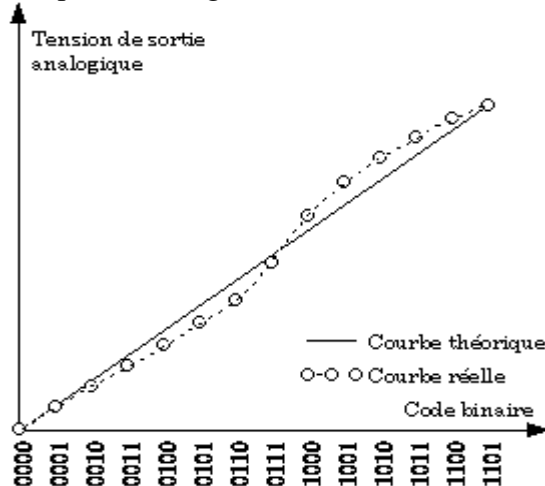


Figure.16. Erreur de linéarité intégrale.

La **non-linéarité différentielle** concerne la différence de tension obtenue lors du passage au code numérique immédiatement supérieur ou inférieur ; théoriquement, cette valeur vaut 1 LSB. La non-linéarité différentielle sera la différence entre l'écart mesuré et le LSB théorique. L'illustration est donnée en figure 16.

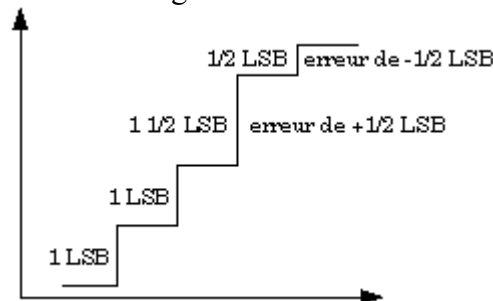


Figure. 17. Erreur de linéarité différentielle.

La valeur donnée dans les spécifications des constructeurs est la plus grande valeur constatée sur toute la plage de conversion.

L'erreur de non-linéarité différentielle est égale à $|\Delta V - q|$.

i) Monotonicité

L'énumération des codes dans l'ordre croissant doit correspondre en sortie à la tension constants ; si ce n'est pas le cas, on dit qu'il y a non-monotonicité (figure)

La non-monotonocite est due a une non linearite differentielle dépassant $\pm q$.

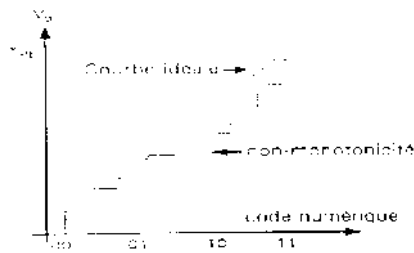


Figure 18 Non-linéarité du

Lors de la conversion, la courbe donnée binaire = $f(\text{tension analogique})$ n'étant pas une fonction (plusieurs codes binaires possibles pour une même tension d'entrée), le convertisseur choisira la plus faible valeur binaire parmi celles possibles. Les autres ne seront jamais utilisées, et formeront des "trous" dans le code binaire : ce sont les codes manquants.

j) Temps d'établissement (CNA).

Les étages de sortie des CNA sont généralement des amplificateurs opérationnels. On a vu que la tension de sortie va varier " par bonds " quand le code binaire d'entrée va changer. De ce fait, l'ampli de sortie va fonctionner en mode impulsionnel. La stabilisation de la tension de sortie n'est pas immédiate : elle peut être du type premier ordre ou oscillatoire amortie (deuxième ordre et plus).

On appellera **temps d'établissement** (settling time en Anglais) le temps mis par la sortie pour atteindre un certain pourcentage de la tension finale stabilisée lorsque l'entrée va varier.

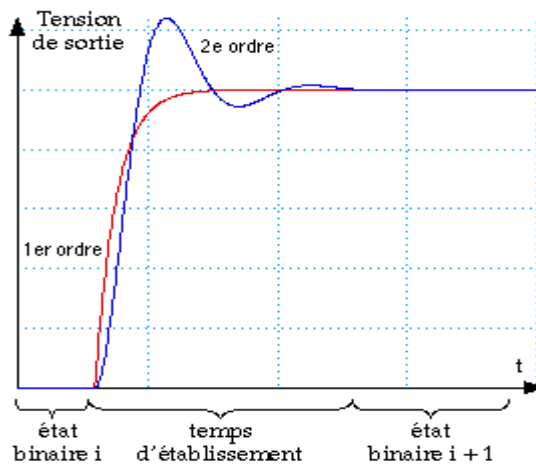


Figure.19. Temps d'établissement.

h) Temps de conversion (CAN).

Lorsqu'on numérise un signal, on envoie au CAN un ordre de conversion, et on récupère la valeur binaire en sortie au terme d'un délai appelé temps de conversion .

Précision du convertisseur.

Pour obtenir la précision globale du convertisseur, on cumulera toutes les erreurs précédemment citées.

En général, ces erreurs sont données soit en % de la pleine échelle (% FS pour full scale), soit en fraction de quantum ($\pm 1/2$ LSB par exemple).

3.4 Différents types de convertisseurs

Il existe principalement deux types de convertisseurs numérique / analogique sur le marché: les convertisseurs à résistances pondérées, et les convertisseurs à réseau R/2R. Ces derniers sont prédominants.

Il existe aussi des convertisseurs à réseaux de condensateurs fonctionnant sur le même principe de base que les réseaux à résistances.

a) Schéma de principe

Quel que soit le type de convertisseur étudié, on retrouvera toujours peu ou prou la même structure, constituée des mêmes éléments de base ; seule la réalisation technologique des blocs de base différera d'un convertisseur à l'autre et en fera sa spécificité.

Il est donc intéressant d'étudier l'architecture générique mettant en évidence les points communs à tous les convertisseurs.

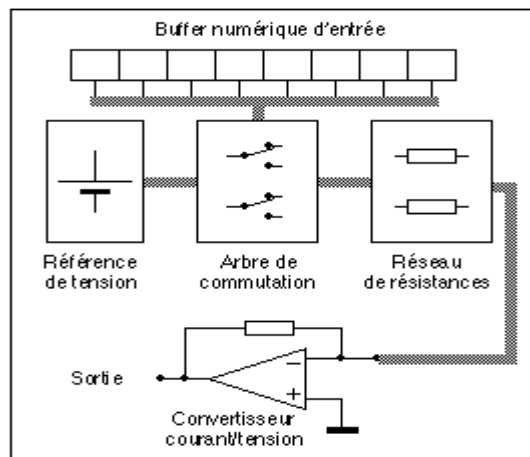


Figure.20. Architecture des CNA.

Sur la figure 19, on distingue 5 blocs :

- un buffer numérique d'entrée: celui-ci est chargé de garder en mémoire la donnée numérique pendant le temps de conversion ; il sert aussi d'interface entre les parties numérique et analogique du convertisseur.
- une référence de tension : son importance est capitale pour la précision de l'ensemble ; c'est elle qui donne le signal de référence servant à la détermination des tensions de sortie.
- l'arbre de commutation (switching tree en anglais) : il est commandé par le buffer d'entrée et va déterminer les résistances qui seront alimentées par la référence de tension.
- le réseau de résistances: c'est un ensemble de résistances, qui, alimentées par la référence de tension via l'arbre de commutation vont générer des courants très précis fonction du code binaire d'entrée.
- le convertisseur courant/tension est un ampli servant à transformer les courants générés par le réseau de résistances en tension de sortie. Il est optionnel, certains CNA ne l'incluent pas, d'autres l'incluent, mais laissent le choix de l'utiliser ou non.

On retrouvera donc toujours ces éléments de base, la distinction entre les convertisseurs se faisant généralement dans le réseau de résistances (et par voie de conséquences dans l'arbre de commutation).

3.4.1 CNA À RÉSISTANCES PONDÉRÉES.

a) Principe.

Le principe de fonctionnement de ce montage est extrêmement simple: il est basé sur un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur.

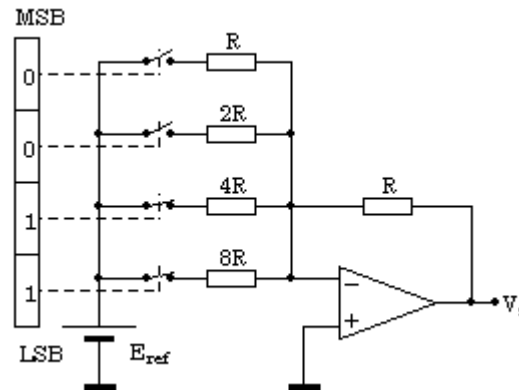


Figure. 21. Schéma de principe d'un CNA à résistances pondérées (4 bits).

Les principaux constituants sont :

- un amplificateur opérationnel.
- une référence de tension qui va définir la pleine échelle du convertisseur.
- une série de résistances dans un rapport des puissances successives de 2 (1, 2, 4, 8, 16...).
- une série de registres numériques contenant le code binaire d'entrée.
- des commutateurs analogiques (interrupteurs commandés électriquement par les signaux logiques) reliant les résistances à la référence de tension.

Le schéma de la figure 21 montre un CNA 4 bits. Par extension, on peut construire un CNA ayant un nombre de bits quelconque en augmentant les entrées logiques et en y affectant des résistances de valeur convenable (toujours dans le rapport des puissances de deux).

On remarque que le LSB est affecté à la résistance de plus grande valeur, et le MSB à celle de plus faible valeur.

Nous appellerons a_0 le MSB, a_1 le bit suivant, ..., et a_{N-1} le LSB d'un convertisseur à N bits.

Si on applique le résultat de l'ampli sommateur inverseur à ce montage, on trouve :

$$V_s = -E_{ref} R \left(\frac{a_0}{R} + \frac{a_1}{2R} + \frac{a_2}{4R} + \dots + \frac{a_{N-1}}{2^{(N-1)}R} \right) \quad (5)$$

soit :

$$V_s = \frac{-E_{ref}}{2^{(N-1)}} (2^{(N-1)}a_0 + 2^{(N-2)}a_1 + \dots + a_{N-1}) \quad (6)$$

Dans le cas du convertisseur 4 bits, la solution est :

$$V_s = \frac{-E_{ref}}{8} (8a_0 + 4a_1 + 2a_2 + a_3) \quad (7)$$

Le MSB est affecté du coefficient le plus fort, et les bits successifs voient leur coefficient divisé par deux par rapport au bit précédent.

On peut calculer la résolution (LSB) de ce convertisseur : c'est la variation de la tension de sortie lorsque l'entrée numérique varie d'une unité, soit :

$$LSB = \frac{E_{ref}}{8}$$

Dans le cas général d'un convertisseur à N bits, on aurait :

$$\text{LSB} = \frac{E_{\text{ref}}}{2^{(N-1)}} \quad (8)$$

L'équation (6) va nous permettre de calculer la plage de conversion. Si on injecte le résultat de (8) dans l'équation (6), on obtient :

$$\Delta V_{\text{MAX}} = \frac{(2^N - 1) E_{\text{ref}}}{2^{(N-1)}} \quad (9)$$

où ΔV_{MAX} représente la plage de conversion, ou pleine échelle du convertisseur. Pour notre convertisseur 4 bits, cette pleine échelle vaut donc $15/8^{\text{ème}}$ de E_{ref} . Ceci est dû au fait que le convertisseur de N bits comporte 2^N états différents, dont **zéro**, ce qui fait que le dernier état est égal à $2^N - 1$, et pas 2^N .

a) Précision.

Le schéma de la figure 20 nous permet de mieux comprendre les erreurs citées au paragraphe précédent :

- L'erreur de gain sera directement proportionnelle à l'imprécision de la référence de tension et de la résistance de contre-réaction.
- L'erreur d'offset sera due à l'offset de l'amplificateur.
- L'erreur de linéarité et la monotonicité seront dues au mauvais appairage des résistances dans le rapport des puissances de 2.
- Le temps d'établissement sera donné par la réponse de l'amplificateur à un échelon de tension.

Pour revenir aux erreurs de linéarité, il faut noter que la précision relative sur chaque résistance aura un impact sur le résultat global qui va doubler tous les bits en allant du LSB vers le MSB.

En effet, une erreur de 10% de la résistance du LSB ne va fausser le résultat que de 1,1 fois le LSB.

Par contre, 10% d'erreur sur la résistance du MSB va induire une erreur égale à 1,1 fois le MSB, soit $2^{(N-1)}$ fois plus que celle faite sur le LSB dans les mêmes conditions... Cette erreur peut facilement être supérieure au LSB et entraîner des non monotonicités dans la réponse.

b) Avantages et inconvénients.

L'avantage d'un tel montage est la simplicité. C'est un bon outil pédagogique.

Malheureusement, la réalisation pratique est difficile du fait de la dynamique des résistances utilisées (2^N pour un convertisseur à N bits), et, on l'a vu, une tolérance nécessaire sur les résistances divisée par 2 à chaque bit supplémentaire. Pour un convertisseur à 8 bits, la précision de la résistance du MSB devra être meilleure que 1% pour être en limite de non monotonicité.

Le principal problème provient de l'intégration de ces résistances : dans les circuits intégrés, on sait tenir une telle précision, mais la proportionnalité des résistances est obtenues en leur donnant des dimensions proportionnelles à leur valeur. Ces défauts font que ce convertisseur n'est pas viable économiquement, surtout si on le compare au CNA à réseau R/2R, plus facile à intégrer.

Exemple 1 :

La figure 22 montre le circuit de base d'un DAC à 4 bits. Les entrées A,B, C, D sont binaires et peuvent fournir 0 ou 5 V .

L'ampli opérationnel est utilisé pour faire la sommation des différents poids . La tension à la sortie de l'ampli est analogique , si l'entrée digitale est de 1010 , la sortie sera de :

$$\text{sera de } V_s = -(5 \text{ V} + 0 \text{ V} + \frac{1}{4} 5 \cdot \text{V} + 0 \text{ V}) = -6.25 \text{ V}.$$

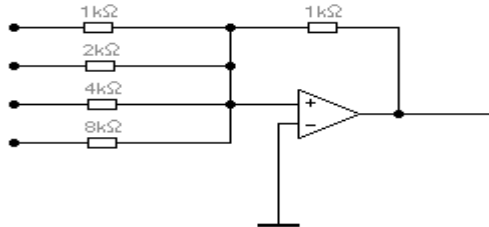


Figure.22

La résolution du DAC est égale au LSB qui vaut : $\frac{1}{8} = 0.125$

Bien que cette méthode présente des avantages, mais elle demande un nombre élevé de résistances. Pour 8 bits on a 2^{N-1} résistances, c'est à dire $2^7 = 128$ résistances. Pour 16 bits on a 32768 résistances. La température influe sur les valeurs des résistances.

3.3.2 CNA À réseau R/2R

a) Principe

Ce type de convertisseur prend en compte les défauts du précédent : il est bâti autour d'un réseau de résistances composé de seulement deux valeurs, R et 2R. Il n'y a donc plus le défaut inhérent à la grande dynamique de valeurs des résistances.

Les composants sont sensiblement les mêmes que pour le CNA à résistances pondérées :

- un amplificateur opérationnel.
- une référence de tension qui va définir la pleine échelle du convertisseur.
- un réseau de résistances R/2R.
- une série de registres numériques contenant le code binaire d'entrée.
- des commutateurs analogiques (interrupteurs commandés électriquement par les signaux logiques) reliant les résistances soit à la masse, soit à l'entrée - de l'ampli.

L'amplificateur va fonctionner ici en convertisseur courant/tension : en fonction du positionnement des commutateurs, le courant total I_T sera plus ou moins élevé, et sera transformé en tension par l'ampli et la résistance de contre-réaction. Certains CNA offrent d'ailleurs simplement une sortie en courant, et c'est à l'utilisateur de l'utiliser tel quel, ou de le convertir en tension.

Ce type de DAC est représenté par la figure 23.

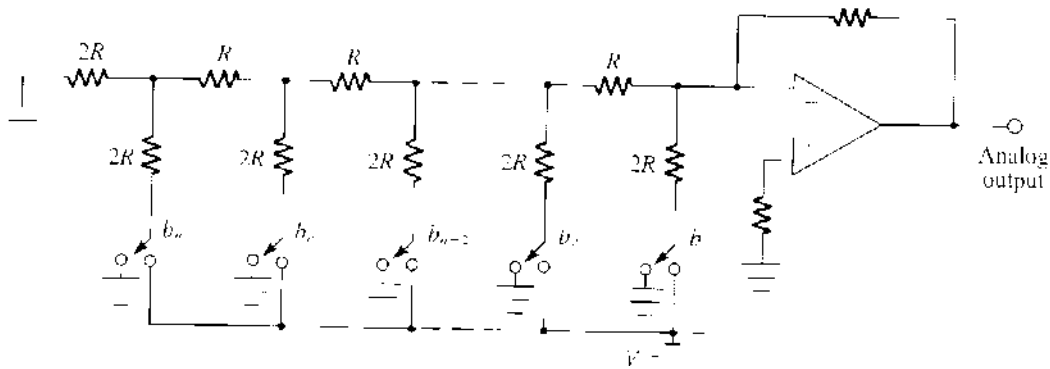


Figure.23. Schéma de principe d'un DAC à réseau R/2R

En utilisant le théorème de thévenin successivement le circuit de réseau de résistance est remplacé par son équivalent de la figure 24.

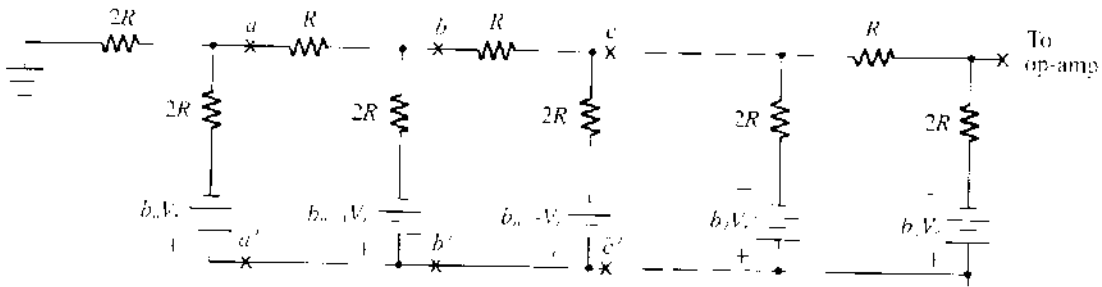


Figure.24. Schéma du réseau R/2R

La source de tension pour le kieme branche est b_k avec $k_k = (0 \text{ ou } 1)$.

On commence par le point a et a' puis on applique le théorème a cette branche (figure.25) vu de ces deux point on trouve $R_{eq} = R$ et la fem equivalente est

$$V_{aa'} = \frac{b_n}{2} V_r$$

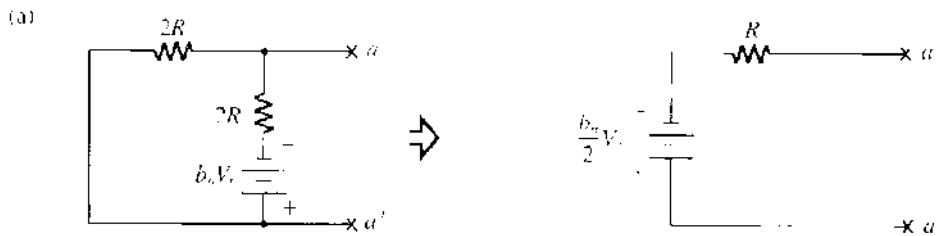


Figure.25. Schéma équivalent vu du point aa'.

On applique maintenant le théorème de thévenin entre les points bb' (figure.26) d'ou $R_{th} =$

$$R \text{ et } V_{bb'} = \frac{b_n}{4} V_r + \frac{b_{n-1}}{2} V_r$$

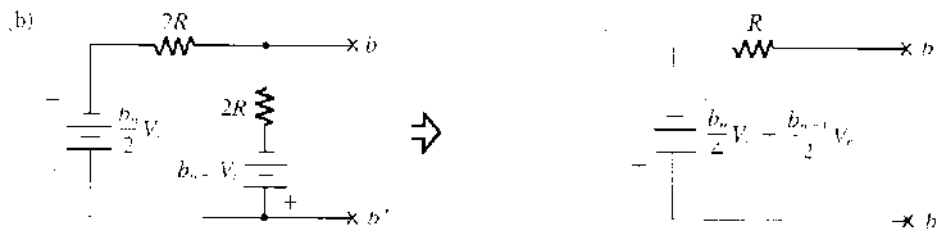


figure.26. Schéma équivalent vu du point bb'

La prochaine branche est celle entre les points cc' (figure.27). La R_{th} est R et $V_{th} = V_{cc}$.

$$V_{cc'} = \frac{b_n}{8} V_r + \frac{b_{n-1}}{4} + \frac{b_{n-2}}{2} V_r$$

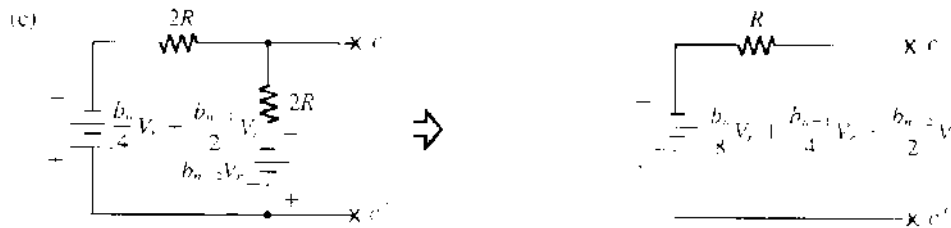


figure.27. Schéma équivalent vu du point cc'

La transformation de n fois la configuration de thévenin donne le schéma équivalent de la figure.28.

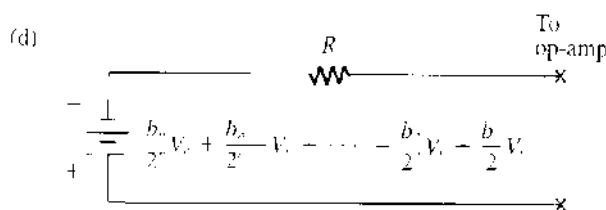


Figure.28. Schéma équivalent vu du point nn'

On trouve $V_s = V_r \frac{R_f}{R} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$

Ou encore : $V_s = V_r \frac{R_f}{R} (b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \dots + b_n \cdot 2^{-n})$

On retrouve bien la valeur normalisée du mot binaire :

$V_s = V_r \frac{R_f}{R} (X_n + X_{n-1} + \dots + X_2 + X_1)$: La quantité $V_r \frac{R_f}{R}$ étant le facteur d'échelle ce qui permet à la valeur analogique V_s d'être ajustée à n'importe quelle valeur; La valeur du LSB est: $1 \text{ LSB} = V_r \frac{R_f}{R} 2^{-n} = \frac{V_{fs}}{2^n}$.

Exercice :

La figure 29 représente un DAC à réseau R/2R ayant 4 bits on demande de déterminer R_f qui donne :

- (a) 1 LSB de 0.5V.
- (b) Un mot binaire de 1000 pour 6 V.
- (c) Une tension pleine échelle de sortie de 10V.

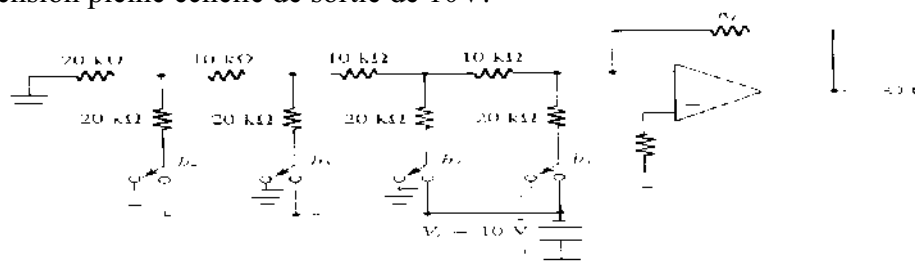


Figure.29. DAC R/2R ayant 4 bits.

3.5 UTILISATION DES CNA.

a) Utilisation " classique "

Les CNA sont bien entendus utilisables tels quels pour faire de la conversion numérique/analogique.

On les retrouvera en sortie de chaîne de traitement numérique lorsqu'un signal analogique est requis (commande d'un transducteur, contrôle de processus...

Ils seront suivis d'un filtre plus ou moins sophistiqué destiné à supprimer les " marches d'escalier " inhérentes à la numérisation. Dans le cas de l'audio numérique, le filtrage est d'une importance fondamentale, et c'est lui qui conditionne grandement la qualité du son.

Cet aspect n'est donc pas à sous estimer.

Il faudra faire attention au filtrage dans le cas où ces convertisseurs seraient inclus dans une boucle d'asservissement : les escaliers peuvent être néfaste à la stabilité du système.

Amplificateurs à gain programmable.

Les montages étudiés peuvent se résumer tous les deux à une chose : ce sont des amplificateurs d'une tension continue (E_{ref}) dont le gain est ajustable par une entrée numérique (les codes binaires).

On peut donc penser à une autre utilisation des CNA : si on remplace E_{ref} par une tension alternative quelconque, on peut utiliser l'entrée numérique pour faire varier le gain de l'ampli, et donc le signal en sortie.

Cette application ouvre la porte aux VCA (voltage controlled amplifier), atténuateurs à commande numérique (donc télécommandables à distance)...

b) Filtres programmable

De la même manière, on peut intégrer ces réseaux dans certains schémas de filtres, et obtenir ainsi des filtres à fréquence de coupure variable et commandée par un signal numérique.

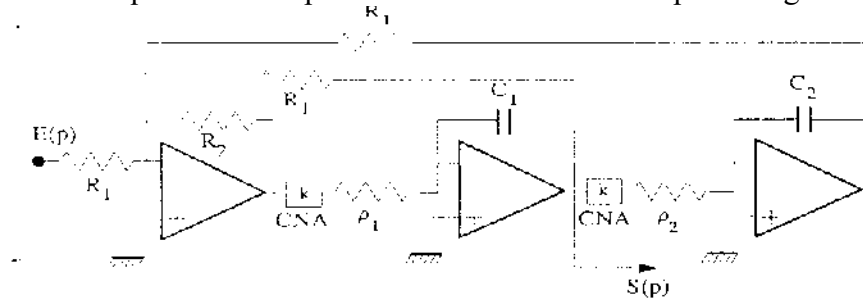


Figure. 30. Filtre programmable

3.6 Caractéristiques générales des convertisseurs

Il y a différents types de CAN et de DAC. En effet, chaque constructeur donne les spécifications de son convertisseur. Parmi les spécifications communes aux différents convertisseurs on trouve:

$$\text{Valeur normalisée} = \frac{\text{actual value}}{\text{full scale value}} = \frac{\text{valeur donnée}}{\text{Valeur pleine échelle}}$$

La valeur donnée est: actual value = normalized value x full-scale value (voir tableau ci-dessous). Ce résultat peut être appliqué à n'importe quel convertisseur.

Si n représente le nombre de bits dans le mot binaire, alors, le nombre de niveaux ou d'incrémentes est donné par : $m = 2^n$. Pour $n = 4$, alors, m sera: $m = 2^4 = 16$ niveaux différents.

Le tableau 1 donne les différentes combinaisons pour les 16 niveaux différents.

Natural binary numbers, decimal values, unipolar and bipolar offset values for 4 bits			
Natural Binary Number	Decimal Value*	Unipolar Normalized Decimal Value†	Bipolar Offset Normalized Decimal Value†
1111	15	$15/16 = 0.9375$	$7/8 = 0.875$
1110	14	$14/16 = 0.875$	$6/8 = 0.75$
1101	13	$13/16 = 0.8125$	$5/8 = 0.625$
1100	12	$12/16 = 0.75$	$4/8 = 0.5$
1011	11	$11/16 = 0.6875$	$3/8 = 0.375$
1010	10	$10/16 = 0.625$	$2/8 = 0.25$
1001	9	$9/16 = 0.5625$	$1/8 = 0.125$
1000	8	$8/16 = 0.5$	0
0111	7	$7/16 = 0.4375$	$-1/8 = -0.125$
0110	6	$6/16 = 0.375$	$-2/8 = -0.25$
0101	5	$5/16 = 0.3125$	$-3/8 = -0.375$
0100	4	$4/16 = 0.25$	$-4/8 = -0.5$
0011	3	$3/16 = 0.1875$	$-5/8 = -0.625$
0010	2	$2/16 = 0.125$	$-6/8 = -0.75$
0001	1	$1/16 = 0.0625$	$-7/8 = -0.875$
0000	0	0	$-8/8 = -1$

Tableau 1 : nombre en binaire naturel, valeurs décimales, conversion unipolaire et bipolaire

Les deux relations, de conversion, existantes entre la valeur analogique et celle numérique sont nommés encodage unipolaire et encodage bipolaire de l'offset.

a) Conversion unipolaire

Pour la conversion unipolaire le signal ne peut être que positif ou zéro.

Si X_u représente la valeur analogique normalisée et \hat{X}_u la valeur du signal numérique équivalent à X_u ; alors, le niveau du signal analogique est : $0 \leq X_u \leq 1$ donc la valeur analogique est strictement < 1 .

Pour $n = 4$, les 16 valeurs de X_u sont montrées dans le tableau 1; pour 0000 on a $X_u = 0$ et pour 1111 on a $X_u = \frac{15}{16} = 0.9375$.

On prend ΔX_u la valeur normalisée du pas correspond à un incrément(normalized step size); elle correspond, aussi, au LSB.

La valeur normalisée pour une conversion unipolaire est $\Delta X_u = 2^{-n}$.

La valeur maximale normalisée est ; $X_{u(max)} = 1 - 2^{-n}$. Cette valeur tend vers l'unité.

Pour le MSB on a la valeur décimale normalisée égale à 0.5 et qui est la moitié de l'échelle (half -scale level).

b) Conversion bipolaire (bipolar offset encoding).

La conversion bipolaire est réalisée car le signal analogique peut être positif ou négatif.

Si X_b représente la valeur analogique bipolaire normalisée et \hat{X}_b représente la valeur numérique correspondante à son équivalent X_b , alors, pour la conversion bipolaire la fonction analogique est comprise entre: $-1 \leq X_b < 1$. On remarque que la valeur analogique peut être égale à -1, mais, elle est strictement inférieure a 1.

Pour $n = 4$, les 16 valeurs de X_b sont, aussi, données dans le tableau 1.

La valeur binaire 0000 correspond à la valeur décimale -1 et la valeur 1111 correspond à la valeur $\frac{7}{8} = 0.875$. La valeur 1000 correspond à la valeur décimale 0.

Si on note ΔX_b la valeur du pas d'échantillonnage (step size); cette valeur est donnée par $\Delta X_b = 2^{-n+1}$. Ce pas est 2 fois plus grande que celle de la conversion unipolaire.

La valeur maximale de la conversion bipolaire est : $X_{b(max)} = 1-2^{-n+1}$

En général on a $\frac{m}{2} = 2^{n-1}$ mots binaires représentant les valeurs décimales négatives et $2^{n-1} - 1$ représentant les valeurs décimales positives.

c) Caractéristique de la quantification unipolaire

En général, l'erreur de quantification pour une conversion unipolaire est donnée par:

erreur normalisée de quantification (normalized quantization error) = $\pm 2^{-(n+1)}$.

L'erreur de quantification en unité est :

erreur de quantification = $\pm 2^{-(n+1)}$ x valeur de pleine échelle (full-scale value).

Le pourcentage de l'erreur de quantification est : $\epsilon_q \% = \pm 2^{-(n+1)} \cdot x 100 \%$.

On note le pourcentage d'erreur est le même pour la valeur normalisée ou la valeur cherchée.

Pour les valeurs communes de pleine échelle d'un ADC on a : 2.5 V, 5 V, 10 V et 20V.

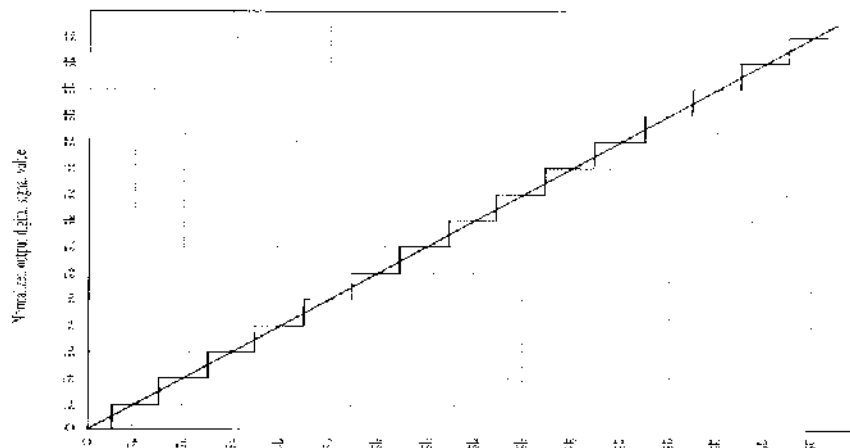


Figure.31 .Entrée du signal analogique

d) Caractéristique de la quantification bipolaire

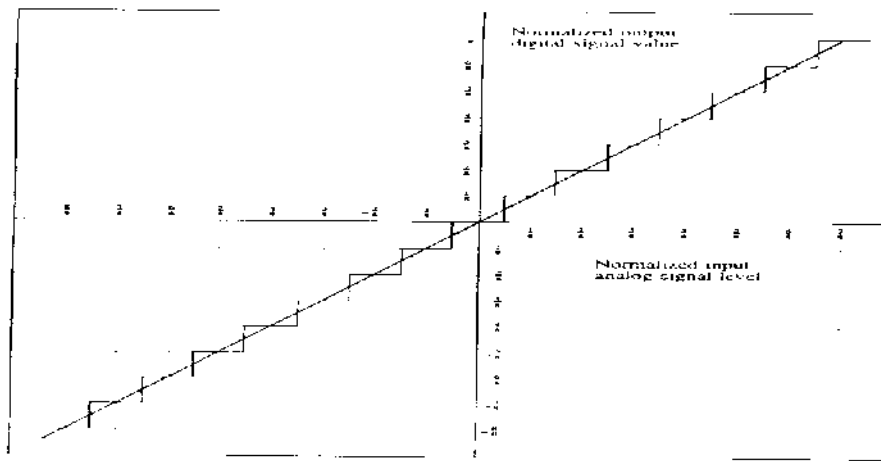
L'erreur normalisée de quantification bipolaire est donnée par:

erreur normalisée de quantification = $\pm 2^{-n}$.

Pour l'erreur analogique de quantification on a:

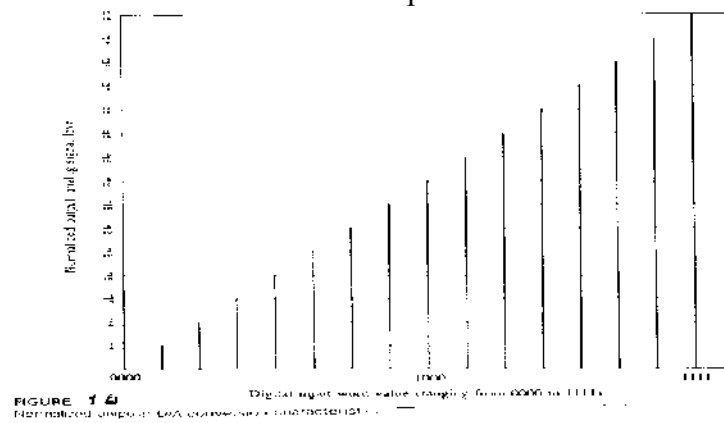
erreur de quantification = $\pm 2^{-n}$ x Valeur de pleine échelle (full-scale value).

En outre, le pourcentage de l'erreur de quantification est: $\epsilon_q \% = \pm 2^{-n} \cdot x 100 \%$.



Remarque:

la quantification unip Figure.32.Caractéristique de quantification pour un DAC
La figure représente de transfert d'un DAC unipolaire.



Exercice 1:

Un ADC ayant 10 bits Figure.33. Valeurs d'entrée du mots binaries allant de 0000 à 1111
10 V. Déterminer les valeurs suivantes:

- (a) la valeur du pas normalisée(normalized step size),
- (b) le pas cherché de l'échantillonnage en volt,
- (c) le niveau maximum de quantification normalisée,
- (d) la valeur maximale du niveau quantifié en volt,
- (e) la valeur maximale normalisée de l'erreur,
- (f) la valeur maximale de l'erreur quantifiée,
- (g) le pourcentage de l'erreur de quantification.

Exercice 2-

Reprendre les même calculs si le convertisseur est connecté en conversion bipolaire avec une tension de ± 5 .

4. Echantillonneur bloqueur

Quand un signal analogique est appliqué à un DAC, le processus de conversion peut être affecté si ce signal analogique change durant le temps de conversion. En utilisant un échantillonneur bloqueur la stabilité du processus de conversion peut être améliorée. On maintient le signal à convertir constant durant la conversion de l'ADC.

La figure 1 représente un E.B (sample & hold circuit). Ce dernier contient un ampli (A_1) avec gain unité qui a une impédance (Z_e) élevée pour ne pas changer le signal d'entrée et une impédance de sortie Z_s faible pour charger la capacité C_h .

Quand k est ferme c'est l'opération d'échantillonnage pour charger C_h à V_0 .

Quand k est ouvert le condensateur maintient sa charge, et l'ampli A_2 fournit cette tension à l'ADC. Puisque Z_{e2} est très grande C_h ne se décharge pas durant la conversion de l'ADC.

Si le système est contrôlé par un PC l'interrupteur de l'E.B sera contrôlé par un signal fournit par le P.C.

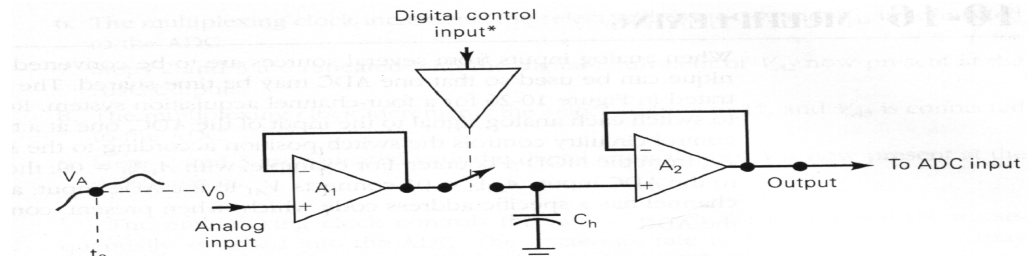


Figure.34. Schéma de principe d'un E.B

Le temps nécessaire pour fermer k s'appelle temps d'acquisition(acquisition time). Ce temps dépend de C_h et la caractéristique de l'E.B.

Exemple: LF198 c'est un circuit intégré S/H ayant un temps d'acquisition $t_{aq} = 4 \mu s$ pour $C_h = 1000 \text{ pF}$ et $20 \mu s$ pour $C = 001 \mu F$. Quand k est ouvert $V_{out} = V_0 = V_{in \text{ ADC}}$.

Avec le LF198, C_h se décharge à 30 mV/s pour $C_h = 1000 \text{ pF}$.

5. Multiplexage

Quand on a plusieurs entrées analogiques à convertir la technique de multiplexage peut être utilisée. En effet, un seul ADC peut être utilisé pour faire la conversion.

Le schéma de base est donné par la figure 2.

Ce schéma représente un système à 4 canaux d'acquisition.

S c'est un interrupteur électronique utilisé pour brancher à chaque fois, à l'entrée de l'ADC, une des quatre tensions analogiques à convertir.

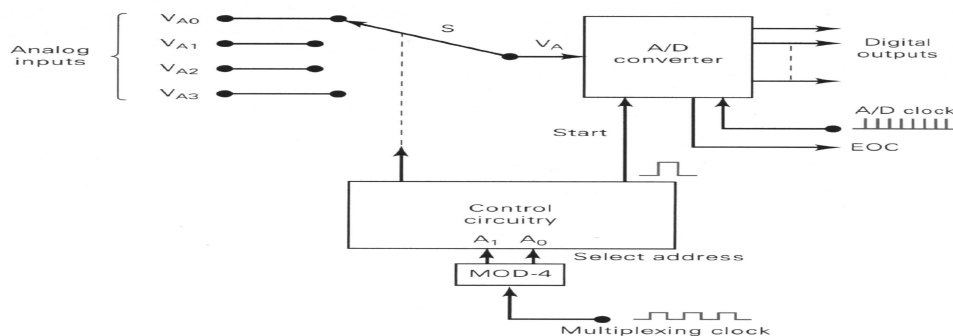


Figure.35. Schéma de principe d'un système multiplexé

Le circuit de contrôle sélectionne le commutateur électronique selon une adresse choisie par les bits A_0A_1 fourni par un compteur modulo 4.

- La procédure de fonctionnement est le suivant:

- 1- avec select address = 00, V_{a0} est connectée à l'ADC
- 2- Control circuit génère start pulse pour initialiser la conversion de V_{A0}
- 3- Quand la conversion est terminée EOC signale que les données à la sortie de l'ADC sont prêtes. Ces données seront transférées vers le PC par un bus de données.

- 4- L'horloge de multiplexage incrémente select address à 01 pour que V_{A1} soit connectée à l'ADC.
- 5- L'opération 2 et 3 sont reprises pour la conversion de V_{A1} en son équivalent numérique.
- 6- L'horloge de multiplexage incrémente select address à 10 pour que V_{A1} soit connectée à l'ADC.
- 7- L'opération 2 et 3 sont reprises pour la conversion de V_{A2} en son équivalent numérique.
- 8- L'horloge de multiplexage incrémente select address à 11 pour que V_{A3} soit connectée à l'ADC.
- 9- L'opération 2 et 3 sont reprises pour la conversion de V_{A3} en son équivalent numérique.

6. Commande d'un ADC par PC

Il y a des ADC qui contiennent le circuit de multiplexage (ADC 808, ADC 809...).

Le schéma de la figure .3 représente un ADC connecté avec un microprocesseur

CS: (chip select) : low for RD ou WR

RD : low le computer peut lire (read ou fetch) les données qui sont à travers le bus de données.

Wr low- star a new conversion

INTR (interrupt requist) : high at star of conversion and low at end of conversion.

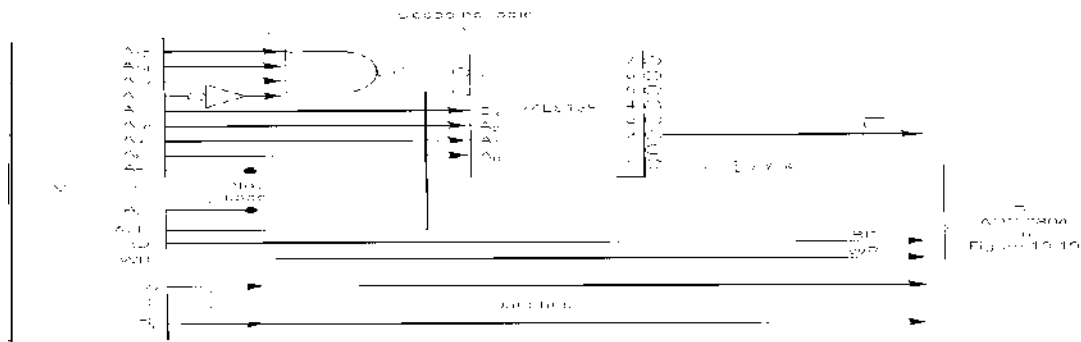
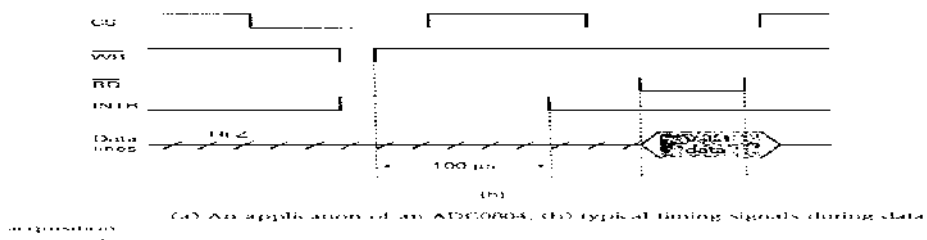


Figure.36. Commande de l'ADC par MPU



(a) An application of an ADC0808, (b) typical timing signals during data

Bibliographie

- [1] Tocci.Widmer, Digital Systems Principle and Applications, Prentice Hall, 1998 [2] T.T. Lang, Electronique numerique, Masson, Paris 1995.
- [3] M. Rivoir, J.L Fermier, Asservissement régulation commande analogique, Eyrolles, Paris 1995.
- [4] William D.Stanley, Operational Amplifiers with linear integrated circuits, third edition, Prentice Hall, 1994.
- [5] Howard .M Berlin / Frank C. Getz, Jr, Principles of Electronic Instrumentation and measurement, Merrill Publishing Company Toronto 1992.
- [6] P.Garot, Mesures et essais sur circuits électriques et dispositifs électroniques, Editions Casteilla,1992.
- [7] W Bolton, Instrumentation and process measurements, Longman and Technical UK, 1991.
- [8] Ernest O. Doebelin, Measurementsystems Application and Design, McGraw-Hill International Editions 1990.
- [9] G. Asch et collaborateurs, les capteurs en instrumentation industrielles, Dunod, Paris, 1991.
- [10] B.A. Moheddine, Development of instrumentation incorporating solid state gas sensors for measurement of oxygen partial pressure, April 1991, Middlesex Polytechnic, Bounds Green Road, London.
- [11] L. Maret, Régulation automatique, Presses polytechniques Romandes Lausanne 1987.
- [12] Howard .M Berlin / Frank C. Getz, Jr, Modern electronic instrumentation and measurement techniques, Prentice -Hall 1990.
- [13] Larry D.Jones A.Forester Chin, Electronic Instrumentation and measurement, Prentice –Hall International Editions 1991.
- [14] BrianFenton, Electronic test equipment theory and applications , MC Graw, Hill Book Company. 1987.
- [15] R.Beuvilan-J.Laty, Mesures électriques et électroniques, Hachette, 1981.
- [16] Chevalier , Raymond, Elements de métrologie, Editions la Liberté Inc.Quebec,1978.
- [17] M.Abati R. Cheveaux A.Roux, mesures électriques appliquées, Librairie Delagrave1973.
- [18] W Bolton, Industrial control and instrumentation, Longman and Technical UK, 1991.
- [19] Mechergui H, Etude des sources sinusoidales basses fréquences de précision, Thèse de 3eme cycle, 1985.
- [20] Claude Jeequel, Etudes de quelques modèles d'oscillateurs stabilisés en amplitude, thèse de 3eme cycle, 1979.
- [21] <http://perso.wanadoo.fr/moulesj/mesure/can.htm>.
- [22] <http://www.cem2.univ-montp2.fr/cours>.
- [23] <http://courelectr.free/cours.htm>.