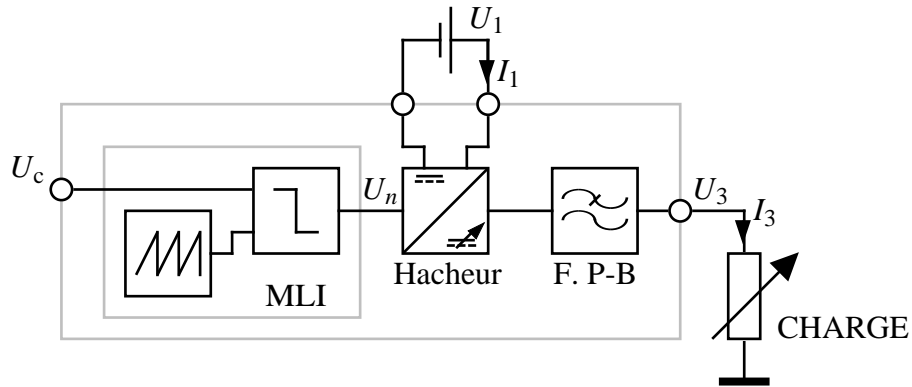


C23 - ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

Sécurité : manipulation réalisée en TBTS.

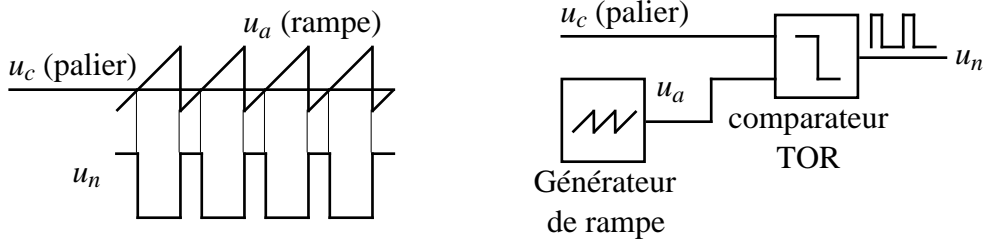
Principe : générateur de tension (U_3) réglable (par U_c) et régulée, réalisée à partir d'un hacheur alimenté par une tension fixe (U_1).



1. MLI

But : générer un signal rectangulaire U_n à rapport cyclique α variable commandé par U_c

Principe : le générateur à Modulation de Largeur d'Impulsions est du type "palier et rampe" : un générateur de rampe délivre une tension en dents de scie U_a ; un comparateur Tout-Ou-Rien (TOR) compare U_a à la tension de commande U_c et génère le signal U_n .

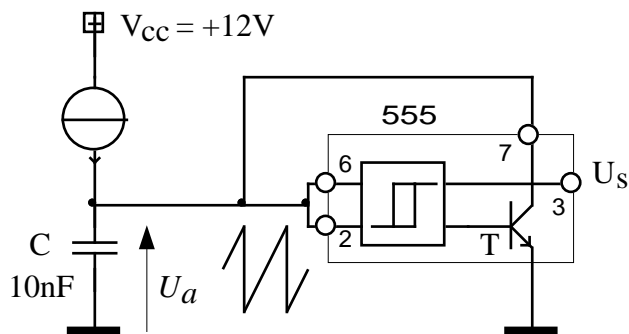


1.1. Étude du Générateur de rampes

1.1.1. Principe de fonctionnement

Un condensateur C est chargé à courant constant via un générateur de courant. La tension U_a présente à ses bornes est scrutée par un comparateur à hystérésis (circuit intégré type 555). Lorsque U_a atteint le seuil haut, le comparateur bascule et rend passant le transistor T, ce qui entraîne la décharge (rapide) de C. Donc U_a décroît. Lorsque U_a atteint le seuil bas, le comparateur rebascule et bloque T. Le condensateur peut de nouveau se charger normalement :

générateur de rampes :



1.1.1a Relever à l'oscilloscope, pour $U_c = 5V$ et à fréquence maximale (réglée par P_1 , cf schéma ci-

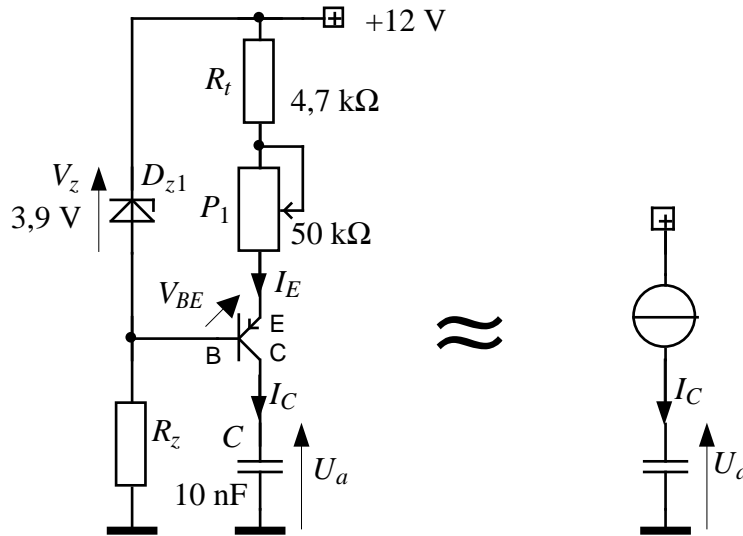
dessous), les signaux U_a , U_s et U_n en fonction du temps. Préciser les valeurs expérimentales extrémales $U_{a\min}$ et $U_{a\max}$ de U_a .

1.1.1b Mesurer le temps de décharge du condensateur.

Evaluer en % le rapport $\frac{\text{temps de décharge de } C}{\text{durée de la rampe}}$.

1.1.2. Générateur de courant

1.1.2 Calculer les valeurs minimale $I_{C\min}$ et maximale $I_{C\max}$ du courant I_C débité par ce générateur pour les deux positions extrêmes du potentiomètre P_1 (rappel : dans un transistor de ce type, on a : $I_C \approx I_E$ et $V_{BE} \approx 0,7V$). *Méthode* : appliquer la loi des mailles dans la maille R_t, P_1, E, B, D_{z1} .



1.1.3. Charge du condensateur à courant constant

1.1.3a Exprimer $U_a(t)$ en fonction du temps lorsque le condensateur se charge. *Rappel* : $I_C = C \frac{dU_a}{dt}$

1.1.3b Calculer la valeur de la vitesse de variation de U_a (= pente $\Delta U_a / \Delta t$) pour les deux positions extrêmes du potentiomètre P_1 .

1.1.4. Comparateur à hystérésis

Le schéma du comparateur (circuit 555) est indiqué ci-dessous. L'état des entrées R et S de la bascule RS est noté H et L, avec $V_L = 0V$, $V_H = V_{cc} = 12V$. Sur la broche 3 la tension U_s vaut 0 (L) ou 12V (H). Le transistor (broche 7) est bloqué ou saturé.

1.1.4a Calculer en fonction de V_{cc} les valeurs des seuils de basculement V_- et V_+ . En déduire les valeurs théoriques extrémales $U_{a\min}$ ($= V_+$) et $U_{a\max}$ ($= V_-$) de U_a (cf schéma ci-dessous)

1.1.4b En déduire (à l'aide des résultats du 1.1.3) les fréquences théoriques minimale f_{\min} et maximale f_{\max} de l'oscillateur. Mesurer ces fréquences. Conclusion.

1.1.4c Rappeler la table de vérité d'une bascule RS.

1.1.4d Compléter le tableau 1 ; T désigne de même l'état du transistor de sortie.

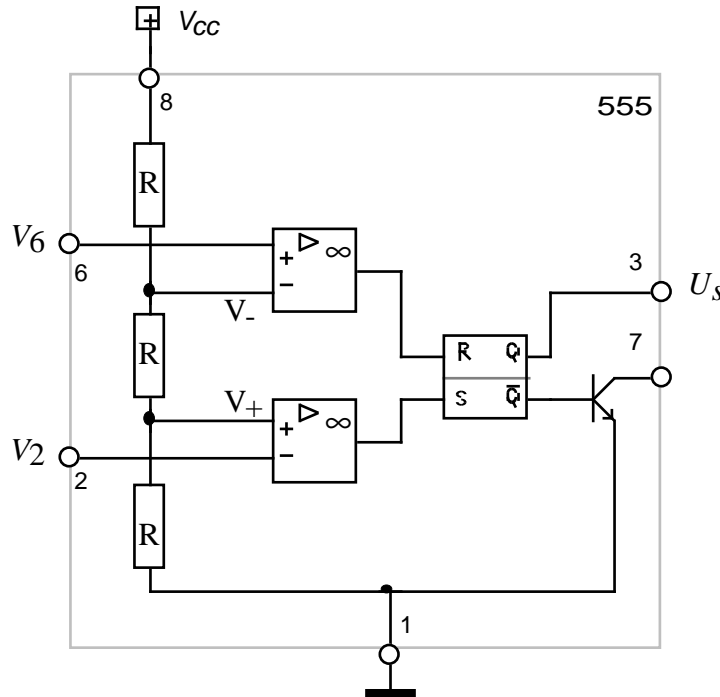
V2	V6	R	S	Us	T
< V+	< V-				
< V+	> V-				
> V+	< V-				
> V+	> V-				

1.1.4e Dans la pratique, les broches 2 et 6 sont reliées entre elles ainsi qu'au condensateur, soit : V_2

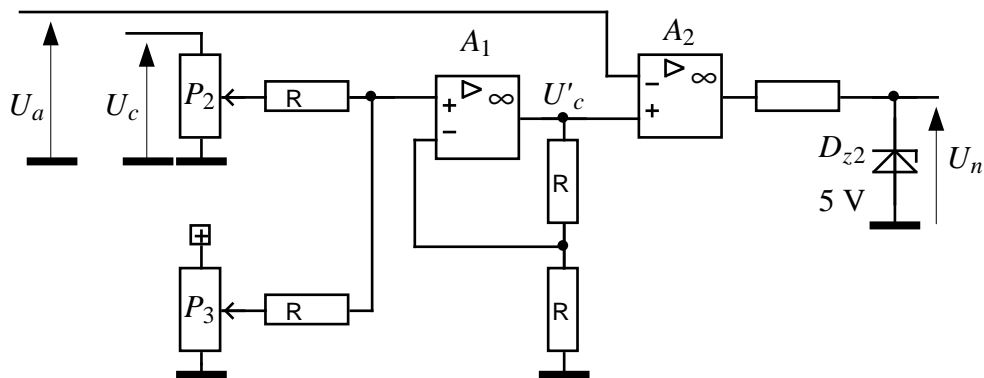
= $V_6 = U_a$. En déduire le tableau 2 :

Ua	Us

1.1.4f En déduire la caractéristique fonctionnelle théorique $U_s(U_a)$ du comparateur à hystérésis.



1.2. Étude du Comparateur TOR



1.2.1. Mise à l'échelle de U_c

La tension de commande U_c est une tension variable comprise entre les valeurs normalisées 0 et 10V. Pour pouvoir comparer celle-ci à la rampe U_a , il faut fabriquer une tension U'_c variant entre U_{amin} et U_{amax} à partir de U_c .

1.2.1a Exprimer la relation mathématique donnant $U'_c = f(U_c)$

1.2.1b Quel est le rôle des potentiomètres P_2 et P_3 ? De l'AOP A_1 (régime de fonctionnement et nom du montage) ?

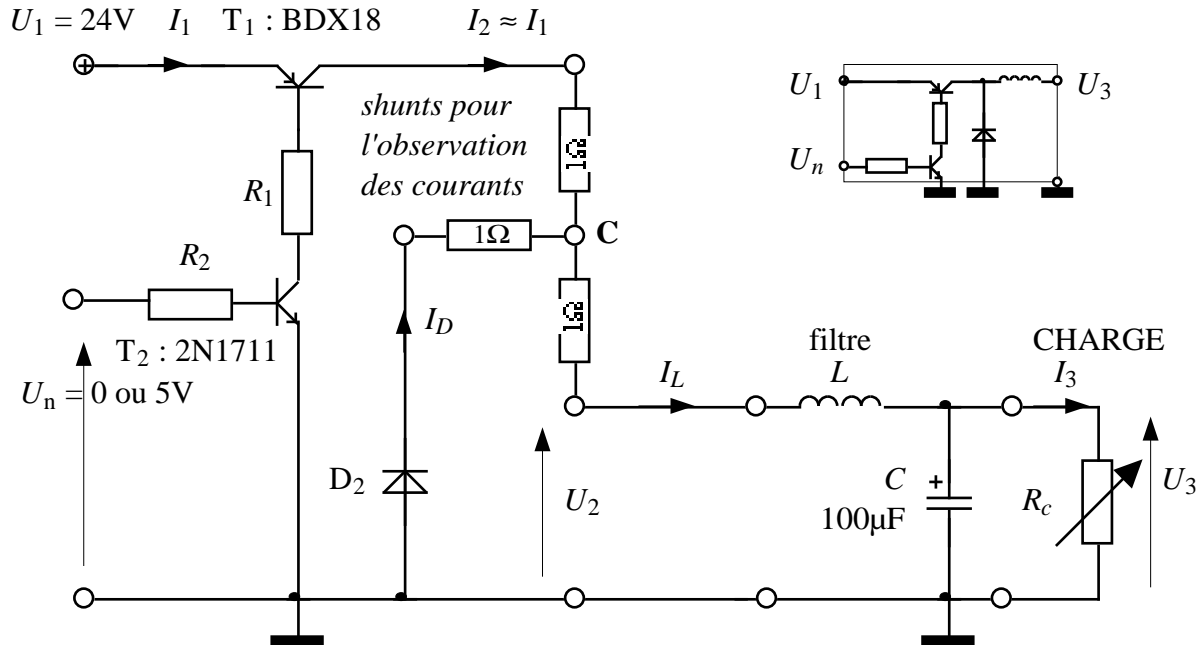
1.2.2. Comparateur

1.2.2a Quel est le rôle de la diode Zéner D_{z2} ? De l'AOP A_2 ?

1.2.2b Quelle est la valeur de U_n quand $U'_c > U_a$? Quand $U'_c < U_a$?

2. Hacheur

Principe de fonctionnement : l'alimentation est composée du hacheur et de son organe de commande (le GBF MLI). Le hacheur est constitué d'un transistor T_1 commandé par U_n , d'une diode de récupération D_2 et d'une inductance L (le filtre LC lisse le courant par L et la tension par C). L'utilisation est un rhéostat R_c de 33Ω . Régler $R_c \approx 10\Omega$.



2.1. Calcul des résistances de polarisation

Soit $\beta = I_C/I_B$ le gain en courant des transistors T_1 et T_2 en régime linéaire statique. On fera l'approximation : $I_E \approx I_C (\Leftrightarrow I_2 \approx I_1)$. On suppose que, lorsqu'un transistor est saturé, la tension V_{CE} à ses bornes est nulle. Pour chaque transistor, on prendra $V_{BE} \approx 0,7V$. On veut que T_1 et T_2 fonctionnent en régime de commutation (bloqué / saturé) pour un courant de sortie valant $I_1 = 2A$. On donne : $\beta_1 = 50$ et $\beta_2 = 160$.

2.1a Calculer R_1 ,

2.1b Calculer R_2 .

2.2. Fonction de transfert de l'alimentation en boucle ouverte

2.2 : relever la caractéristique $U_3 = f(U_c)$. Montrer que : $U_3 = A \cdot U_c$. Calculer A .

2.3. Relevé des signaux

On choisit un point de fonctionnement tel que : $f = 4000Hz$, $U_3 = 7,5V$, $R_c = 10\Omega$.

2.3a Relever sur un même graphe les signaux U_n (entrée DC ; échelle : $5V/cm$), U_2 (entrée DC ; échelle : $5V/cm$) et les ondulations résiduelles de U_3 (entrée AC ; échelle : qq $10^{\text{ème}}$ V/cm).

2.3b Relever sur un même graphe les courants I_1 , I_D , I_2 , en conservant le même axe des temps (origine, unité) qu'en 3a. Pour cela, ôter les cavaliers connectés en parallèle sur les shunts de 1Ω .

Sécurité : mesures réalisées en TBTS à l'aide d'un oscilloscope portable Fluke à entrées différentielles.

Après cette mesure, rétablir les cavaliers aux bornes des shunts.

3. Alimentation à découpage

3.1. Rendement

On conserve le point de fonctionnement tel que : $f = 4000\text{Hz}$, $U_3 = 7,5\text{V}$, $R_c = 10\Omega$.

3.1a Etablir l'expression littérale de la puissance moyenne P_a fournie par la source en fonction de U_1 et de la valeur moyenne de I_1 , notée \bar{I}_1 . En déduire une méthode de mesure de P_a .

3.1b En déduire une mesure du rendement global $\eta = P_u/P_a$, où P_u est la puissance dissipée dans le rhéostat R_c .

Rappel : le rendement d'un hacheur idéal est : $\eta = 100\%$. Quels sont les paramètres qui peuvent expliquer la différence entre rendement idéal et rendement observé ?

3.2. Taux d'ondulation résiduelle

3.2a On donne $L = 5,5\text{ mH}$. Calculer l'atténuation en dB du filtre passe-bas à 4000 Hz.

3.2b Mesurer la valeur de α pour laquelle l'ondulation ΔU_3 est maximale.

Remarque : dans l'idéal, le taux d'ondulation d'une alimentation DC devrait être nul.

On conservera cette valeur de α dans les mesures qui suivent.

3.2c Calculer le taux d'ondulation résiduelle défini par : $K = \frac{\Delta U_3}{U_3}$ avec $\Delta U_3 = \frac{U_{3\max} - U_{3\min}}{2}$

3.2d En agissant sur f , noter comment varie ΔU_3 en fonction de la fréquence.

3.2e En agissant sur L , noter comment varie ΔU_3 en fonction de l'inductance. Pour cela, insérer une inductance variable L' en série avec l'inductance L présente dans le montage.

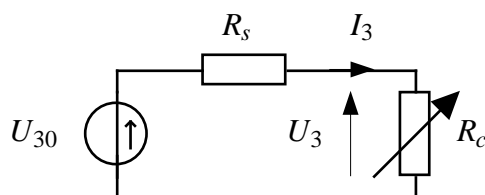
Sécurité : cette insertion doit bien sûr être effectuée en l'absence de tension.

3.3. Impédance de sortie

On s'intéresse aux variations de U_3 autour du point de fonctionnement précédent ($U_1 = 24\text{V}$, $f = 4000\text{Hz}$, $U_3 = 7,5\text{V}$, $R_c = 10\Omega$.) en fonction des perturbations dues aux variations de la charge R_c . Les variations de ces paramètres sont notées respectivement ΔU_3 , ΔR_c , ainsi que la variation correspondante du courant de sortie notée ΔI_3 .

La consigne U_c n'étant pas modifiée en ce point de fonctionnement, on a par définition : $\Delta U_c \equiv 0$.

L'alimentation est équivalente à un générateur de Thévenin. U_{30} est la tension de sortie à vide et R_s l'impédance de sortie (ou impédance interne).

$$U_3 = U_{30} - R_s \cdot I_3 \Rightarrow R_s = - \left(\frac{\Delta U_3}{\Delta I_3} \right)_{\Delta U_1=0 \Leftrightarrow U_1=c^te}$$


(le signe "moins" signifiant que ΔI_3 et ΔU_3 varient en sens inverse).

3.3 Mesure de R_s : mesurer ΔU_3 pour une variation ΔI_3 de $\pm 200\text{ mA}$ autour du point de fonctionnement, en maintenant U_1 constant. En déduire R_s .

3.4. Facteur de stabilisation

Cette alimentation réglable commandée par U_c est elle-même alimentée par la tension réseau U_1 . Normalement, U_3 ne devrait dépendre que de U_1 . Mais dans la pratique une variation de U_1 entraîne une variation (dans le même sens) de U_3 . Soit F le *facteur de stabilisation* caractérisant cette plus ou

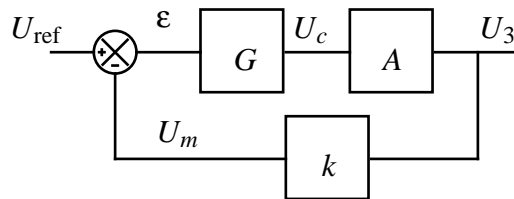
moins grande dépendance de U_3 par rapport à U_1 : $F = \left(\frac{\Delta U_3}{\Delta U_1} \right)_{\Delta I_3=0 \Leftrightarrow I_3=c^{te}}$.

Une alimentation idéale serait telle que : $F = 0$.

3.4 Mesure de F . Mesurer ΔU_3 pour une variation ΔU_1 de ± 2 V autour de la valeur $U_1 = 24$ V, **en maintenant I_3 constant** (par action sur R_c). En déduire F .

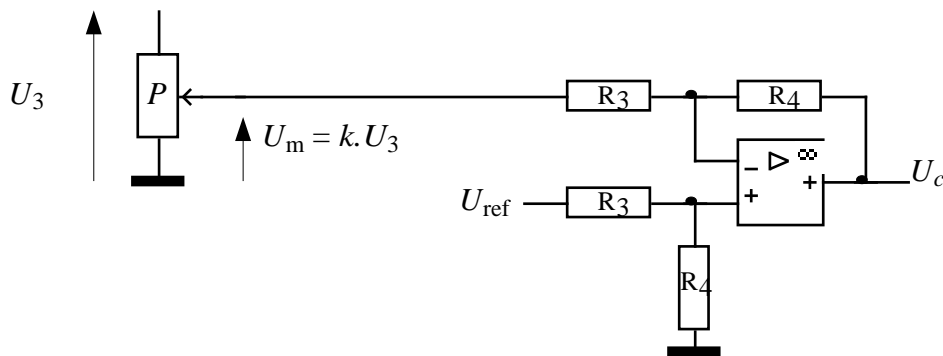
4. Régulation de tension

On réalise maintenant la régulation de la tension de sortie U_3 , selon le schéma général :



4.1. Élaboration du signal de commande U_c

La consigne, appelée maintenant U_{ref} (avec $\Delta U_{ref} \equiv 0$), est toujours une tension externe réglable entre 0 et 10V. La mesure de la tension U_3 s'effectue en divisant celle-ci d'un facteur k à l'aide d'une boîte AOIP x100 de valeur ohmique totale $P = 1100\Omega$, pour former une tension de mesure U_m telle que : $U_m = k.U_3$



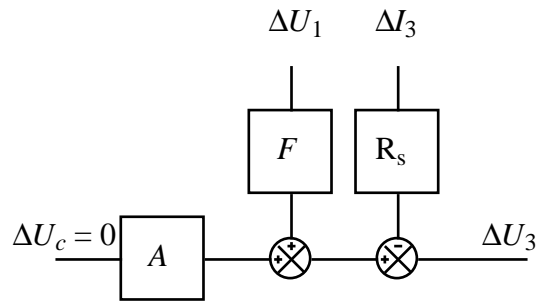
4.1a Quelle valeur faut-il donner à k pour que U_m varie entre 0 et 10V pour une variation de 100% de U_3 ? Quelle est la valeur maximale du courant circulant dans P , en considérant que celui-ci fonctionne à vide ?

4.1b La comparaison qui fournit l'erreur $\varepsilon = U_{ref} - U_m$, puis l'amplification de ε sont réalisées à l'aide d'un amplificateur différentiel linéaire de gain $G = 50$: rappeler la relation $U_c = f(U_{ref}, U_m)$.

Pour que le potentiomètre P fonctionne approximativement à vide, on choisit $R_3 \gg P$, par exemple $R_3 = 10P$. Calculer R_3 et R_4 .

4.2. Étude en Boucle Fermée

En boucle ouverte, le schéma fonctionnel du montage autour d'un point de fonctionnement donné ($U_c = cte$) est indiqué ci-dessous, les variations de U_3 dues à U_1 et I_3 étant vues comme des perturbations.



4.2a En déduire le schéma fonctionnel en boucle fermée.

4.2b On choisit le même point de fonctionnement moyen qu'en boucle ouverte. Faire varier (séparément) I_3 puis U_1 en observant le signal $U_2(t)$ à l'oscilloscope. Que constate-t-on ?

4.3. Caractérisation des performances de l'alimentation en boucle fermée

4.3a Mesurer R'_s et F' (équivalents de R_s et de F en boucle fermée, mêmes méthodes de mesure qu'en boucle ouverte).

4.3b *Calculs théoriques* : exprimer la relation qui lie ΔU_3 à ΔU_1 et ΔI_3 en fonction de F , R_s , A , G , k .

En déduire l'expression de R'_s et de F' d'après les définitions : $R'_s = -\left(\frac{\Delta U_3}{\Delta I_3}\right)_{\Delta U_1=0}$ et $F' = \left(\frac{\Delta U_3}{\Delta U_1}\right)_{\Delta I_3=0}$

Application numérique.

Pourquoi constate-t-on, pour R'_s , un écart entre valeur théorique et valeur mesurée ?