

Epreuve d'automatique et d'informatique industrielle

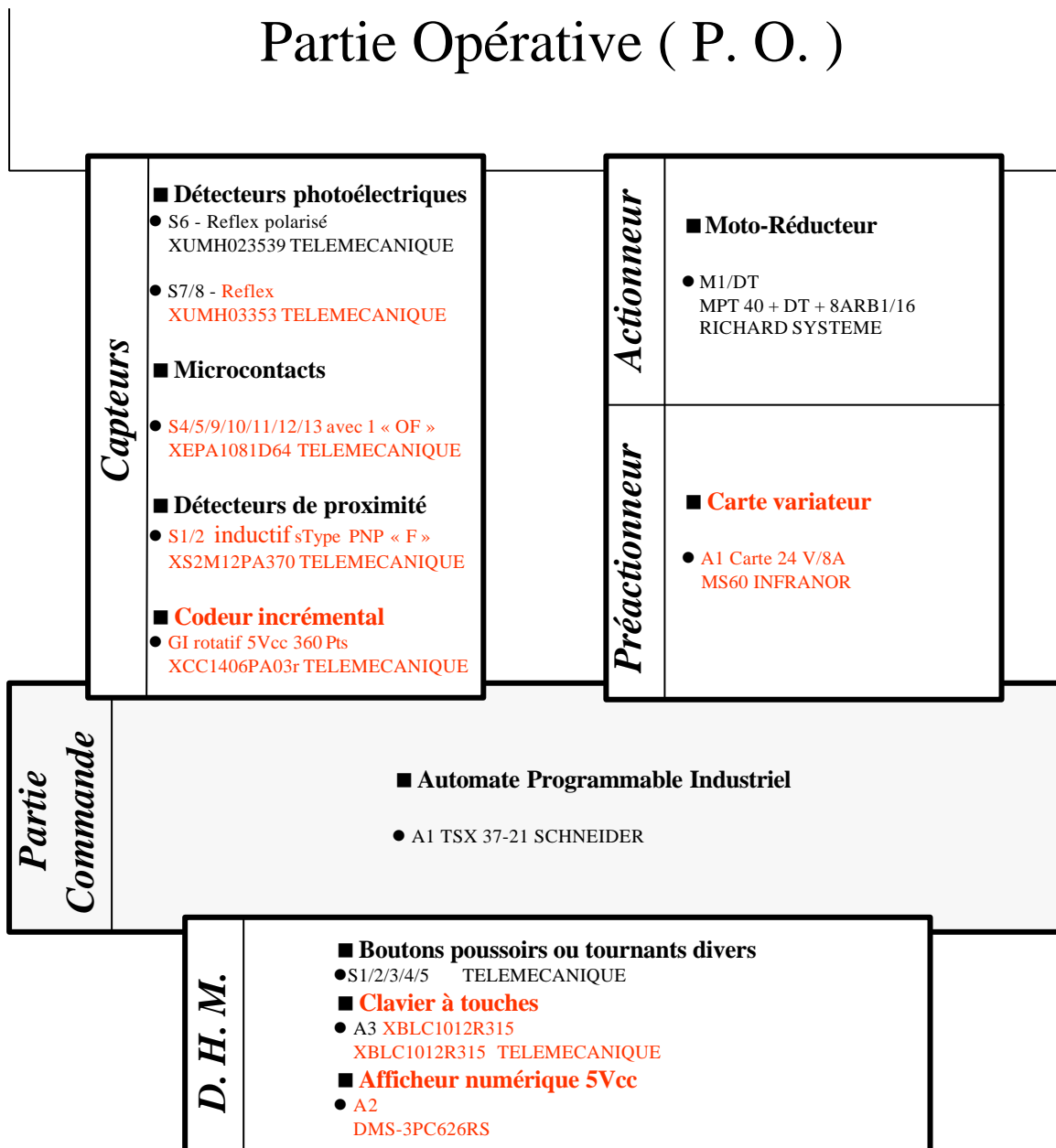
2003

**Eléments
de Correction**

Partie A :

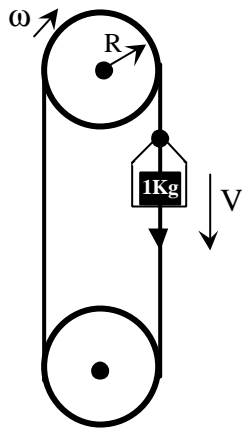
Etude de quelques éléments constitutifs.

A. I Capteurs et actionneurs.



A. 2 Caractérisation de l'ensemble mécanique.

A. 2.1 Vitesses et couples.



Vitesse linéaire

Vitesse nominale du moteur $N_n = 1500 \text{ tr/mn}$
 Réducteur $R_g = 1/20$
 Rayon poulie $R = 8 \text{ cm}$

$$V = \omega \cdot R = \frac{2 \cdot \pi \cdot N_n}{60} R_g \cdot R = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1500}{60} \cdot \frac{1}{20} \cdot 0,08 = \mathbf{0,63 \text{ m/s}}$$

Vitesse linéaire

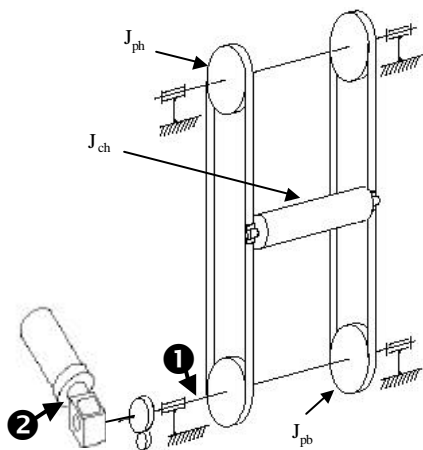
La documentation technique indique que la génératrice tachymétrique délivre 10 V pour une vitesse de rotation de 1000 Tr/mn, donc :

$$k_{\text{tach}} = (10 \cdot 60) / (2 \cdot \pi \cdot 1000) = \mathbf{0,095 \text{ V/rd/s}}$$

Couple

$$C_m = m \cdot g \cdot R = 1 \cdot 10 \cdot 0,08 = \mathbf{0,8 \text{ N m}}$$

A. 2.2 Inerties.



Inertie charge aval J_{tch} en ①

$$J_{\text{tch}} = 2 J_{\text{ph}} + 2 J_{\text{pb}} + J_{\text{ch}} = 4 J_p + J_{\text{ch}}$$

Si M_p désigne la masse d'une poulie, e_p son épaisseur, R son rayon et M_{ch} la masse de la charge :

$$J_{\text{tch}} = 4 \left(\frac{1}{2} M_p R^2 \right) + M_{\text{ch}} R^2 = 2 \pi R^2 e_p M_{\text{volAl}} R^2 + M_{\text{ch}} R^2$$

$$J_{\text{tch}} = 2 \pi (0,08)^2 \cdot 0,021 \cdot 2700 (0,08)^2 + 3 (0,08)^2 = \mathbf{0,034 \text{ Kg m}^2}$$

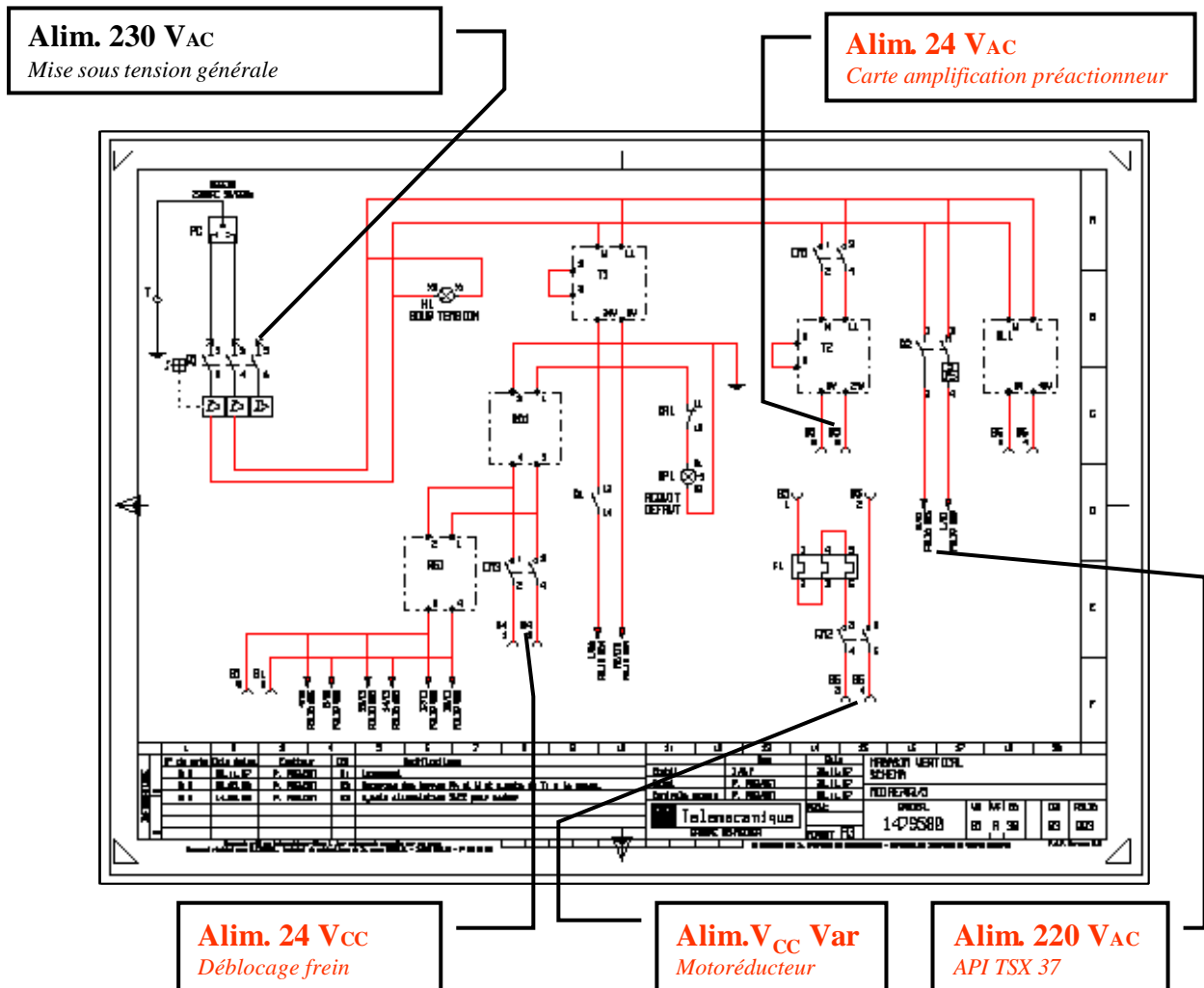
Inertie totale J_m en ②

L'inertie J_{tch} se trouve ramenée au point ② au travers du réducteur (1/20) et s'ajoute à l'inertie propre du moteur, soit :

$$J_m = J_{\text{tch}} / N^2 + J_{\text{moteur}} = 3,4 \times 10^{-2} / (20)^2 + 1,8 \times 10^{-4} = \mathbf{2,65 \times 10^{-4} \text{ Kg m}^2}$$

A. 3 Etude de la partie électrique.

A. 3. 1 Différentes alimentations.



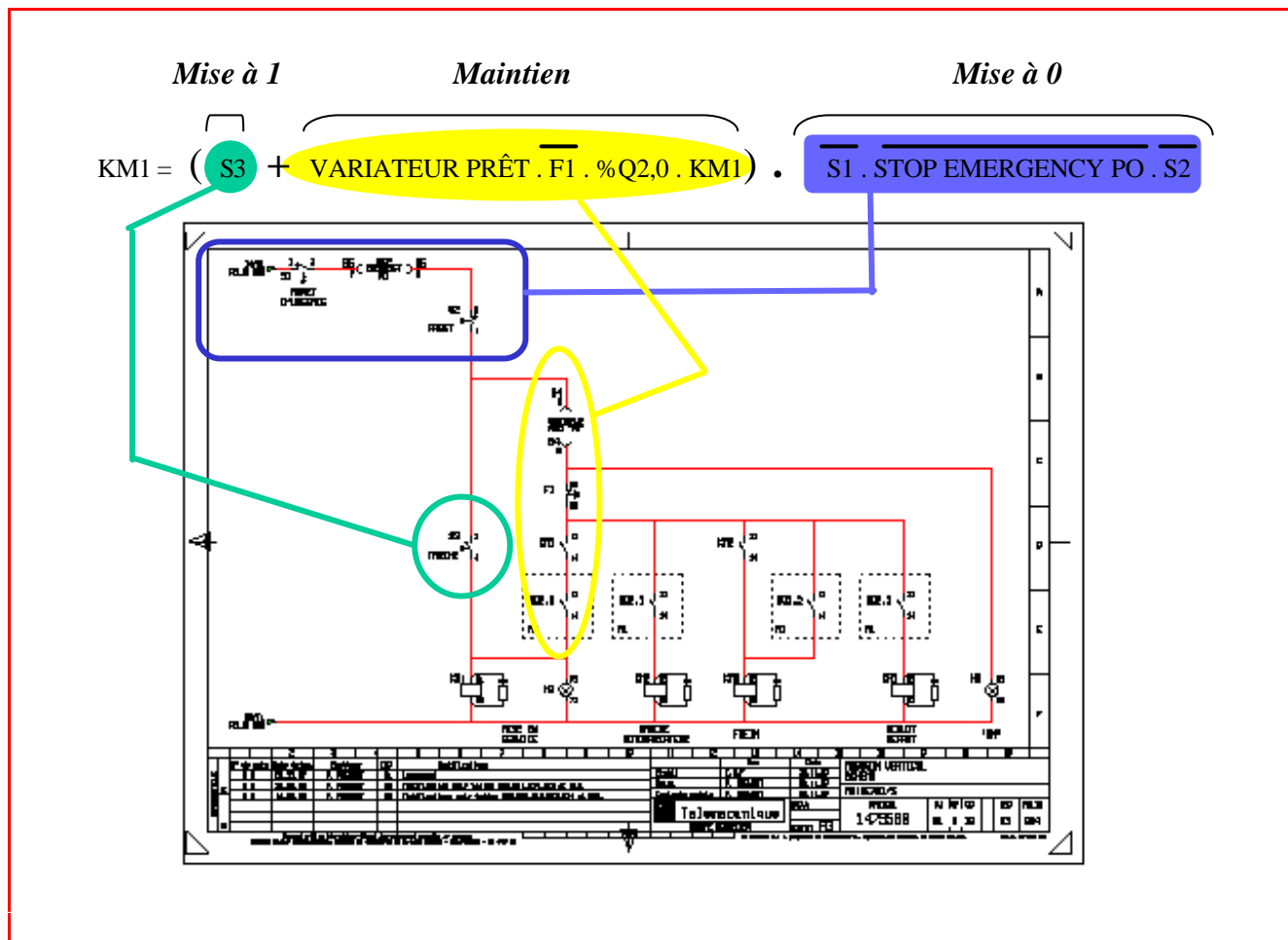
A. 3. 2 Logique de commande de KM1

KM1 et procédure de mise sous tension

KM1 est un minicontacteur 6A 24 V 50 Hz qui permet d'alimenter en 230VAC le transformateur T2 et de fournir l'énergie en 24 VCC à la carte de commande du moteur.

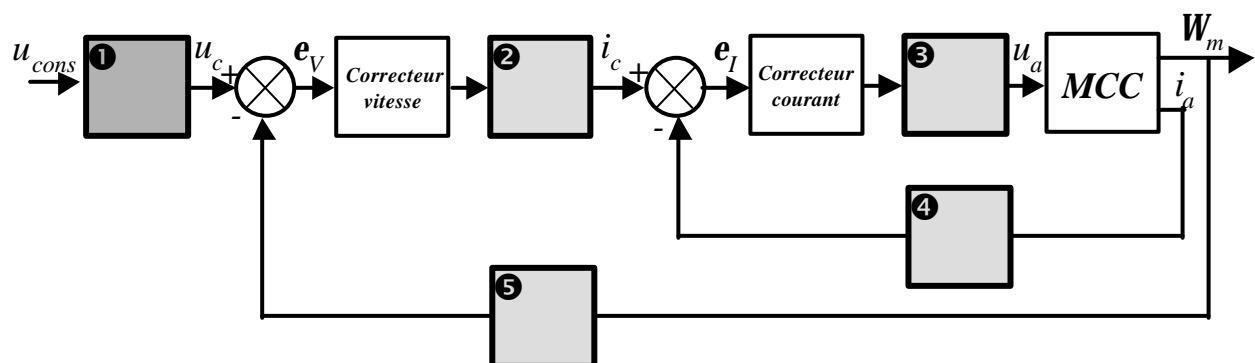
La bobine KM1 de ce contacteur est alimentée en série avec les boutons poussoirs d'arrêt d'urgence de PO et PC, et le bouton poussoir "marche/arrêt" à double touche S2/3.

Lorsqu'on relâche le poussoir "marche", la bobine est auto-entretenue par les contact auxiliaire de KM1 (13,14) si certaines conditions sont satisfaites (contact "variateur prêt" de la carte variateur MS60 fermé, relais thermique F1 fermé, sortie %Q2,0 de l'automate programmable à 1).



A. 4 Système moteur – variateur.

A. 4. 1 Précisions fonctionnelles.



- ❶ **Etage d'entrée consigne** : Amplificateur différentiateur Gain + passe-bas.
- ❷ **Etage de limitation de courant** : Limitation interne du courant permanent (diodes + potentiomètre P₅) Règlage du courant maximal (potentiomètre P₄) Gain + passe-bas.
- ❸ **Etage de puissance** : Génération des signaux de commande du hacheur (Dispositif à modulation de largeur d'impulsion MLI) Hacheur (transistors de puissance) Gain + retard pur + passe-bas.
- ❹ **Etage de mesure de courant moyen** : Shunt de mesure (étage à transistors + ampli différentiateur) Génération de courant moyen (filtre) Gain + passe-bas.
- ❺ **Etage de mesure de vitesse** : Génératrice tachymétrique Ampli différentiateur Potentiomètre P₃ de mise à l'échelle Gain + passe-bas.

A. 4. 2. Correcteurs.

$$C_v(p) = \frac{k_v (1 + T_v \cdot p)}{T_v \cdot p}$$

Avec :

$$T_v = R_{42} \times C_8 = 82 \text{ k}\Omega \times 0.1 \text{ }\mu\text{F} \approx 8.2 \text{ ms}$$

$$k_v = 0.1 \times R_{42} \times K \quad K \text{ variant de } 8 \text{ à } 20 \Rightarrow 65.6 \times 10^{-3} < k_v < 164 \times 10^{-3}$$

$$C_I(p) = \frac{k_I (1 + T_I \cdot p)}{T_I \cdot p}$$

Avec :

$$T_I = R_{11} \times C_3 = 220 \text{ k}\Omega \times 68 \text{ nF} \gg 15 \text{ ms}$$

$$k_I = R_{11}$$

A. 4. 3 Verrouillage.

Eviter les dérives des intégrateurs lorsque le moteur est arrêté (consigne = 0).
Mesure de sécurité.

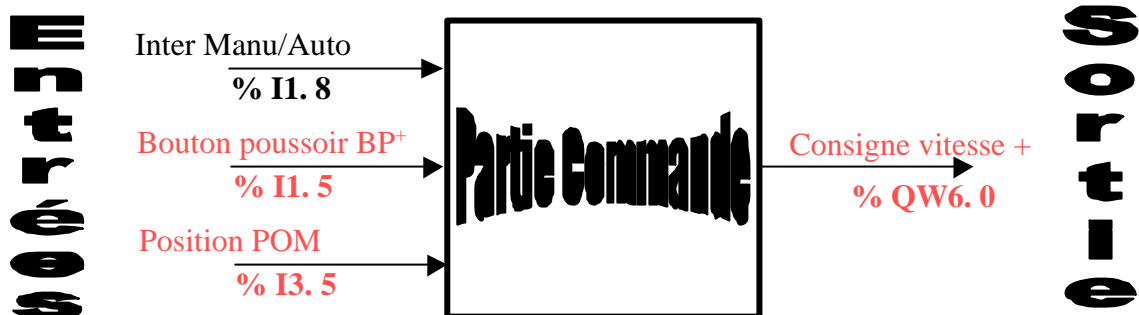
Partie B :

Automatisme de commande.

B. 1 Procédure de prise d'origine machine.

B. 1. 1 Entrées/sortie.

Liste des entrées/sortie

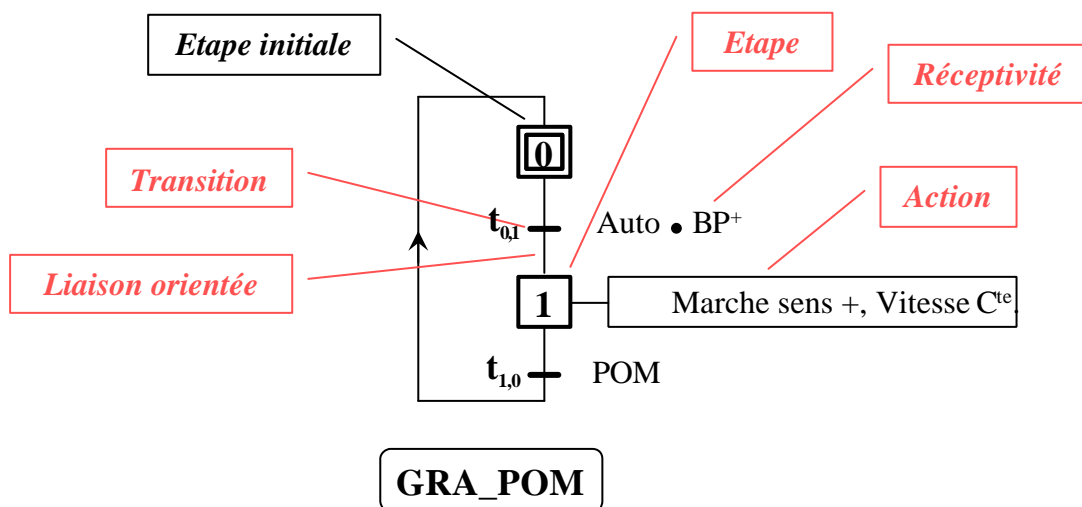


Contrôle moteur

La vitesse du moteur est déterminée par l'entrée consigne du variateur MS60 (bornes 1 et 2). Cette entrée peut varier entre - 10V et + 10V et est fixée par la sortie %QW6. 0 de la carte TSXASZ401 de l'automate programmable (Module 4 sorties analogiques). La polarité de cette sortie analogique déterminera le sens de rotation et sa valeur correspondra à la vitesse. Il est évident que l'arrêt correspondra à une référence de vitesse nulle.

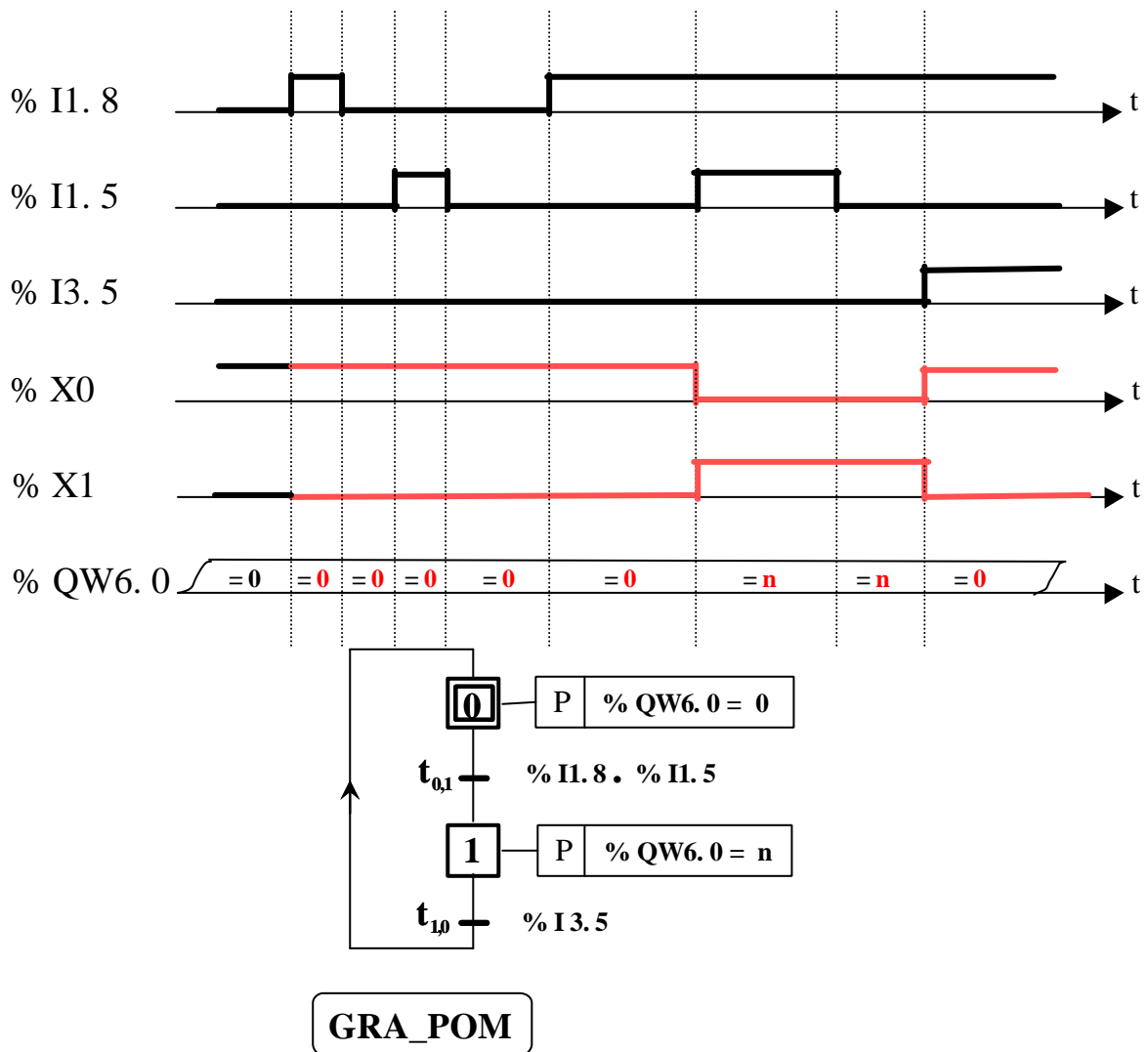
B. 1. 2 Formalisation fonctionnelle.

Éléments du GRAFCET



L'entrée d'une étape est toujours située à la partie supérieure de son symbole graphique et sa sortie à la partie inférieure de se même symbole. Donc l'orientation des liaisons est par défaut du haut vers la bas. Des flèches doivent être utilisées lorsque cette convention n'est pas respectée. Dans le cas présent il n'y a pas d'ambiguïté, donc la flèche n'est pas nécessaire. Elle peut cependant être conservée pour une meilleure lisibilité.

B. 1.3 Formalisation logique.



B. 1. 4 Problèmes.

Explication

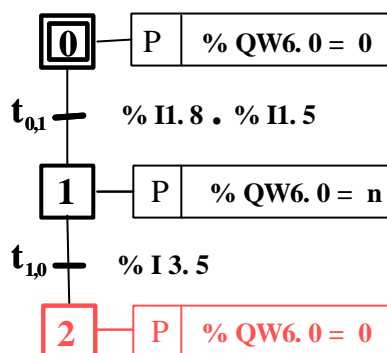
Les deux transitions $t_{0,1}$ et $t_{1,0}$ sont successivement franchissables puisque les receptivités associées sont toutes les deux vraies. Il est nécessaire dès lors de savoir :

- si l'interprétation du GRAFCET se fait avec recherche de stabilité (ARS) auquel cas l'acquisition des entrées ne se fait que lorsque la situation du GRAFCET est stable ou sans recherche de stabilité et dans ce cas les entrées sont réactualisées à chaque cycle du programme.

- comment les équations de sortie sont implantées sur l'automate pour déterminer s'il y a risque d'oscillations.

Solution

Une solution consiste par exemple à utiliser une des extensions du GRAFCET : les "étapes puits" dont on ne peut sortir que par forçage ou initialisation :



B. 2 Procédure de recherche de nacelle vide.

B. 2 . 1 Cahier des charges.

Lorsque l'on appuie sur le bouton poussoir "BP-" (% I1 6) les nacelles sont mises en rotation dans le sens négatif à vitesse constante (% QW6. 0 = - m) .

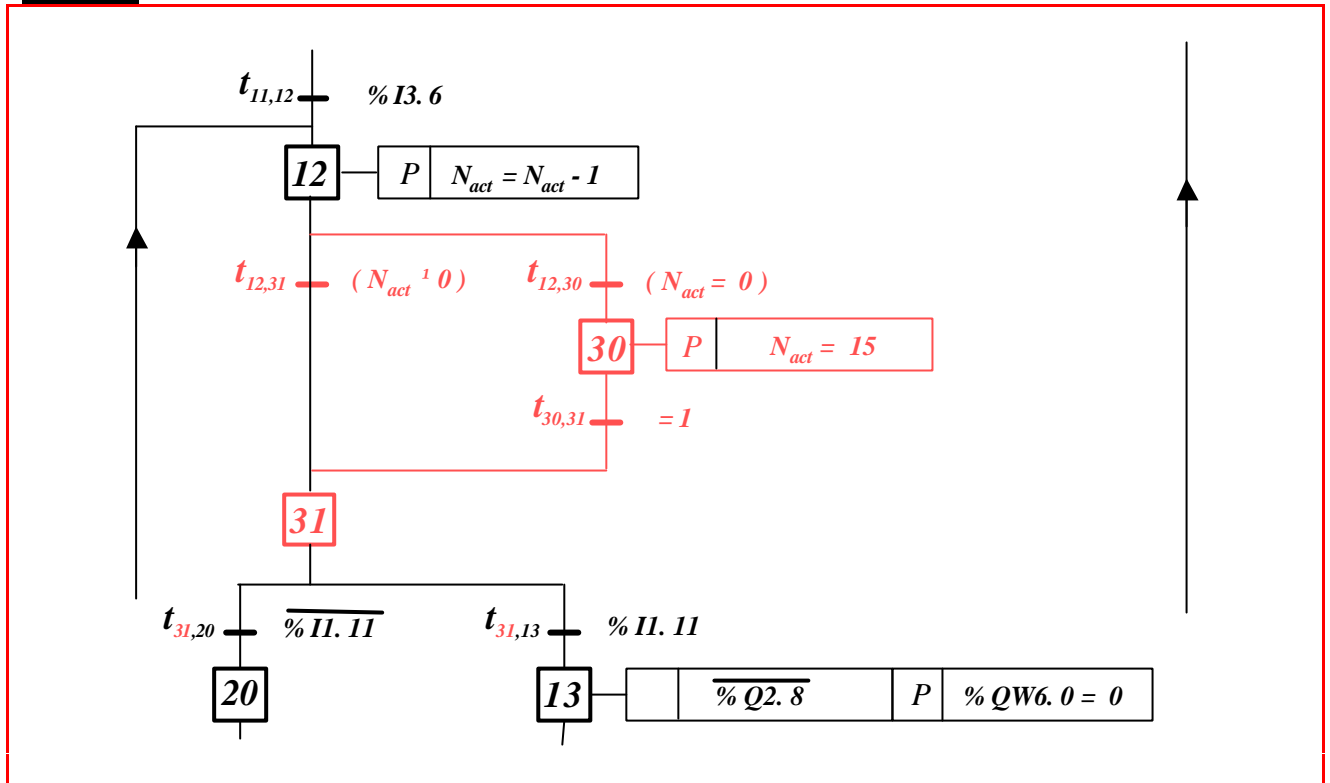
Lorsque la prochaine nacelle passe devant le détecteur inductif S2 (% I3. 6) la variable indiquant le numéro de la nacelle face à la porte est décrémentée ($N_{act} = N_{act} - 1$).

L'état du capteur S6 (% I1. 11) indique si la nacelle est vide ou pas :

- Si la nacelle est vide (% I1. 11 = 1) la rotation est stopée (% QW6. 0 =) et la ventouse électromagnétique Y2 déverrouille la porte (% Q2. 8 = 0) Lorsque la porte est ouverte (% I1. 14 = 1) le panier peut être chargé dans la nacelle (étape 14). Pendant cette manipulation Y2 doit être maintenue à 0. Lorsque la porte est refermée (% I1. 15 = 1) le système se met en attente d'une nouvelle sollicitation par "BP-" (étape 10)
- Si la nacelle n'est pas vide (% I1. 11 = 0) le GRAFCET passe à l'étape 20, la rotation se poursuit puisque la référence vitesse est toujours égale à - m. Dès que le détecteur inductif passe à 0, le GRAFCET passe à l'étape 21 où la rotation se poursuit jusqu'à ce la détection d'une nouvelle nacelle.

B. 2. 2 Analyses complémentaires.

Modulo 15

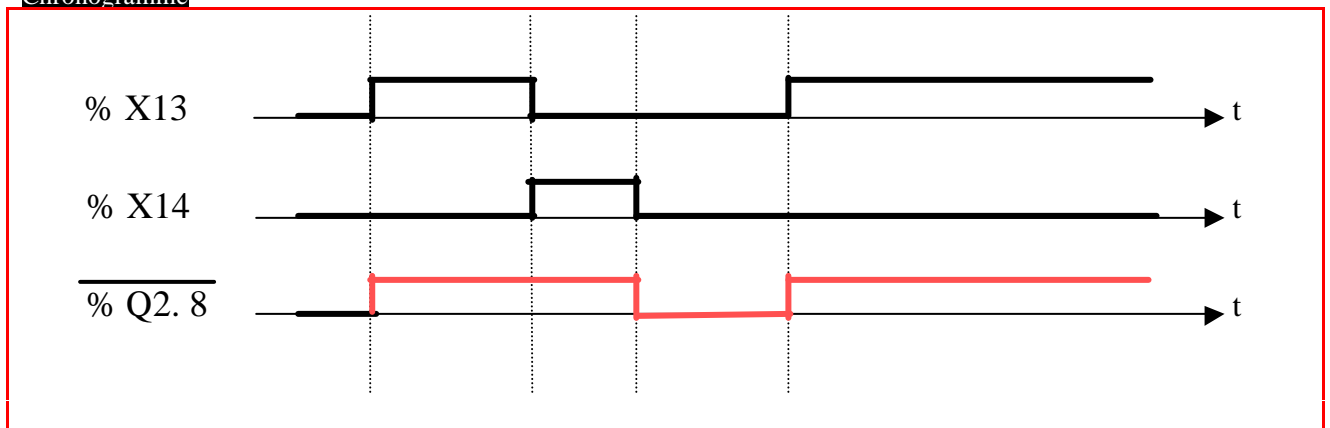


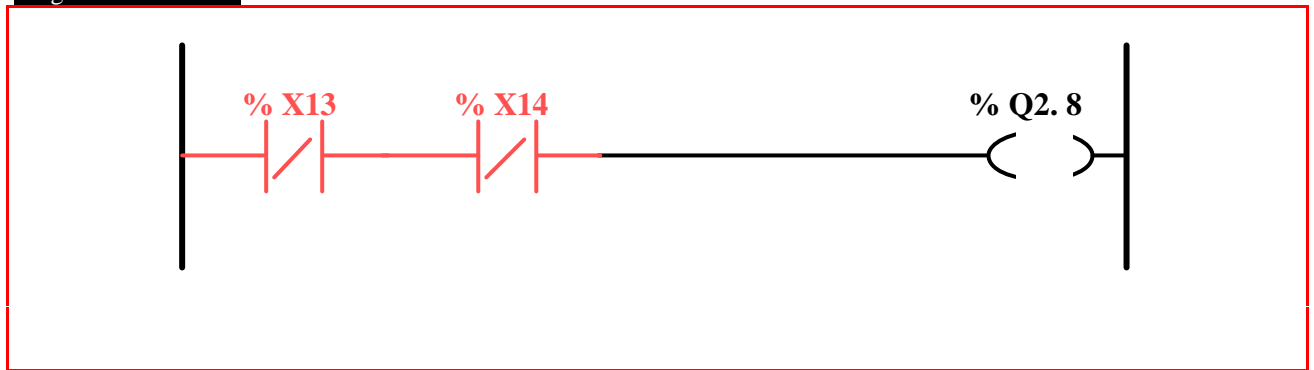
Mauvaise simplification

Cette simplification n'est pas correcte car, lorsque la nacelle est détectée vide ($\%I1.11 = 0$) la boucle $\%X11 - \%X12$ est exécutée au rythme du cycle de l'automate. Celui-ci étant, par principe, très court par rapport au rythme d'évolution des variables de la partie opérative, et en particulier de $\%I3.6$ qui détecte le passage d'une nacelle devant le détecteur inductif. Avec ce GRAFCET la variable N_{act} serait décrémentée un très grand nombre de fois avant que la nacelle ne soit plus considérée face au capteur S2. D'où la nécessité des étapes 20 et 21 du GRAFCET d'origine.

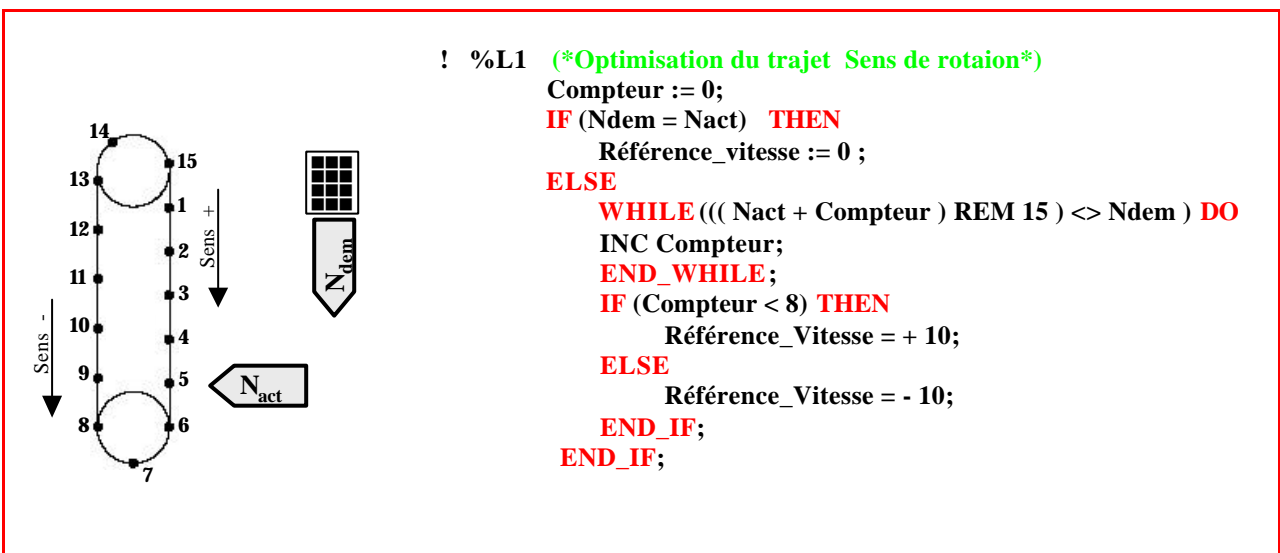
B. 2. 3 Verrouillage / déverrouillage.

Chronogramme





B. 2. 4 Optimisation du trajet.



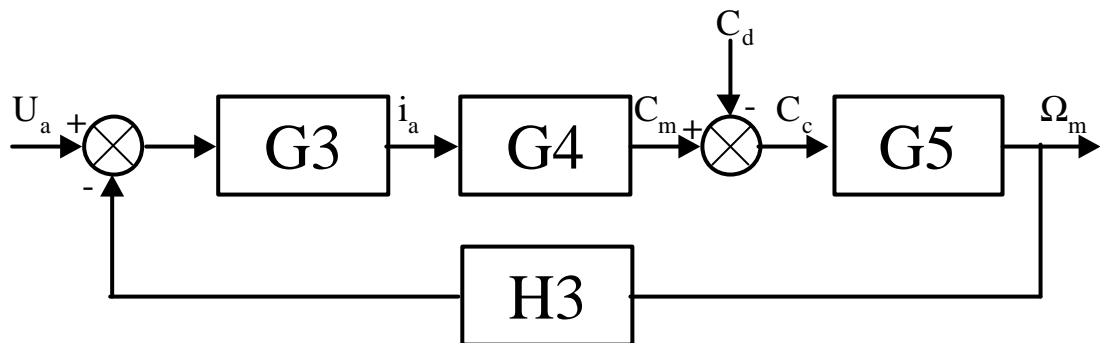
Partie C :

Etude de la partie continue.

C. 1 Modélisation générale.

C. 1. 1 Schéma-bloc moteur.

Caractérisation des couples



$C_m(t)$ = Couple moteur

$C_d(t)$ = Couple de pertes mécaniques du moteur et du couple de charge.

$C_c(t)$ = Couple fourni à la charge (ou couple d'accélération ou couple exercé sur l'axe récepteur).

Expressions des fonctions de transfert

$$G_3(p) = \frac{1}{R_a + L_a \cdot p}$$

$$G_5(p) = \frac{1}{J_m \cdot p + f}$$

$$G_4(p) = k_m$$

$$H_3(p) = k_e$$

C. 1. 2 Fonction de transfert $W_m(p) / u_a(p)$

$$G(p) = \frac{\Omega_m(p)}{u_a(p)} = \frac{G_3(p) \cdot G_4(p) \cdot G_5(p)}{1 + G_3(p) \cdot G_4(p) \cdot G_5(p) \cdot H_3(p)}$$

$$\frac{\Omega_m(p)}{u_a(p)} = \frac{k_m / R_a \cdot f}{(1 + T_m \cdot p) \cdot (1 + T_e \cdot p) + k_m \cdot k_e / R_a \cdot f}$$

$$T_m = \frac{J_m}{f} \quad T_e = \frac{L_a}{R_a} \quad k_{em} = \frac{k_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e}$$

C. 1.3 Détermination des paramètres.

$$k_m = \frac{0.3}{2.4} = 0,125 \text{ N. m / A} \quad k_e = 0,125 \text{ V. s / rad}$$

$$T_e = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0.8 \times 10^{-3}}{2} = 0,4 \text{ ms}$$

$$k_{em} = \frac{1500 \times 2 \pi}{60 \times 24} \approx 6,55 \text{ rad / s.v}$$

$$k_{em} = \frac{k_m}{R_a \cdot f + k_m^2} \Rightarrow f = \frac{1}{R_a} \left[\frac{k_m}{k_{em}} - k_m^2 \right] \approx 1,74 \times 10^{-3} \text{ Nms / rad}$$

$$T_m = \frac{J_m}{f} = \frac{3 \times 10^{-4}}{1.74 \times 10^{-3}} \approx 173 \text{ ms}$$

$$\text{Pôles de G = racines de } (T_m \cdot T_e) \cdot p^2 + (T_m + T_e) \cdot p + 1 + \frac{k_m^2}{R_a \cdot f} = 0$$

$$\Rightarrow p_{1,2} \approx \begin{cases} -2473,6 \\ -32,17 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_1 \approx 0.4 \text{ ms} \\ T_2 \approx 31.1 \text{ ms} \end{cases}$$

C. 1.4 Simplification.

Si l'on néglige la constante de temps électrique dans l'expression de la fonction de transfert du C. 1. 2 on trouve

$$G(p) = \frac{\Omega_m(p)}{u_a(p)} = \frac{k_m / R_a \cdot f}{(1 + T_m \cdot p) + k_m \cdot k_e / R_a \cdot f} = \frac{k_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e + R_a \cdot f \cdot T_m \cdot p} = \frac{k_{em}}{1 + T_{em} \cdot p}$$

$$\text{Avec } k_{em} = \frac{k_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e} \quad \text{et} \quad T_{em} = \frac{R_a \cdot f \cdot T_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e} = \frac{R_a \cdot J_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e}$$

$$k_{em} \approx 6,55 \text{ rad/s.v}$$

$$T_{em} \approx 31,4 \text{ ms}$$

C. 2 Réglage du courant d'induit

C. 2.1 Modélisation.

$$i_a(p) = S_p(p) i_c(p) + S_r(p) C_d(p)$$

$$S_p(p) = \frac{C_l(p) \cdot G'(p)}{1 + C_l(p) \cdot G'(p) \cdot H_2(p)} \quad S_r(p) = \frac{G''(p)}{1 + C_l(p) \cdot G'(p) \cdot H_2(p)}$$

$$i_a = C_1 \cdot G_2 \cdot G_3 i_c - C_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot H_2 i_a - G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5 i_a + G_3 \cdot H_3 \cdot G_5 C_d$$

$$S_p = \frac{C_1 \cdot G_2 \cdot G_3}{1 + C_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot H_2 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5} = \frac{C_1 \cdot G'}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2}$$

$$S_r = \frac{G_3 \cdot H_3 \cdot G_5}{1 + C_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot H_2 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5} = \frac{G''}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2}$$

$$G' = \frac{G_2 \cdot G_3}{1 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5}$$

$$G'' = \frac{G_3 \cdot H_3 \cdot G_5}{1 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5}$$

C. 2.2 $G'(p)$ et $G''(p)$

$$G = \frac{G_3 \cdot G_4 \cdot G_5}{1 + G_3 \cdot G_4 \cdot G_5 \cdot H_3}$$

$$G' = \frac{G_2 \cdot G_3}{1 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5} = G \cdot \frac{G_2}{G_4 \cdot G_5}$$

$$G'' = \frac{G_3 \cdot H_3 \cdot G_5}{1 + G_3 \cdot H_3 \cdot G_4 \cdot G_5} = G \cdot \frac{H_3}{G_4}$$

C. 2. 3 Performances statiques et dynamiques.

Objectif de $S_p(p)$: Poursuite ou asservissement

Gain statique **proche** de $1 / k_{H2}$

Dynamique aussi rapide que possible compte tenu des limitations du système

Objectif de $S_r(p)$: Régulation ou rejet de perturbation

Gain statique **le plus proche de 0 possible**

Dynamique aussi rapide que possible et le moins affectée par les zéros de $S_r(p)$

APPROCHE ALGEBRIQUE DU PROBLEME DE REGULATION

C. 2. 4 Modèle de correcteur.

Correcteur général

$$S_p = \frac{C_1 \cdot G'}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2} \equiv K \quad \Rightarrow \quad C_1 = \frac{K}{1 - K \cdot H_2} \cdot \frac{1}{G'}$$

Correcteur simplifié

$$G' = G \cdot \frac{G_2}{G_4 \cdot G_5} \quad (\text{voir C. 2. 2})$$

$$\text{Avec: } G = \frac{k_{em}}{(1 + T_{em} \cdot p)} \quad G_2 = k_{G2} \quad G_4 = k_m \quad G_5 = \frac{1}{f(1 + T_m p)}$$

$$C_1 = \frac{K}{1 - K \cdot k_{H2}} \cdot \frac{k_m}{k_{em} k_{G2} f} \cdot \frac{(1 + T_{em} p)}{(1 + T_m p)}$$

En remplaçant k_{em} par son expression :

$$C_1 = \frac{K}{1 - K \cdot k_{H2}} \cdot \frac{R_a f + k_m^2}{k_{G2} f} \cdot \frac{(1 + T_{em} p)}{(1 + T_m p)} = \frac{K}{1 - K \cdot k_{H2}} \cdot \frac{R_a}{k_{G2}} \cdot \frac{T_m}{T_{em}} \cdot \frac{(1 + T_{em} p)}{(1 + T_m p)}$$

C. 2. 5 Relation entre $i_{a(p)}$, $i_{c(p)}$ et $C_d(p)$.

$$i_a(p) = S_p(p) \cdot i_c(p) + S_r(p) \cdot C_d(p)$$

$$S_p = K$$

$$S_r = \frac{G''}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2} = \frac{G'' \cdot S_p}{C_1 \cdot G'} = \frac{H_3 \cdot G_5 \cdot K}{C_1 \cdot G_2}$$

$$S_r = \frac{k_e K}{(J_m p + f) k_{G2}} \cdot \frac{(1 - K k_{H2}) k_{G2} T_{em} (1 + T_m p)}{K R_a T_m (1 + T_{em} p)}$$

$$S_r = (1 - K k_{H2}) \cdot \frac{T_{em}}{R_a f T_m} \cdot \frac{k_e}{(1 + T_{em} p)}$$

C. 2. 6 Conclusion.

$T_{em} < T_m \Rightarrow$ Correcteur de type : Retard de phase + gain

Correcteur ne pouvant assurer qu'un compromis :

- En choisissant K proche de $1 / k_{H2} \Rightarrow S_p \rightarrow 1$ et $S_r \rightarrow 0$
- Problème du cas limite $K = 1 / k_{H2} \Rightarrow$ gain de C_1 infini (on retrouve l'intégrateur, mais ce n'est pas vraiment nécessaire au niveau de la boucle de courant)
- Autre problème : robustesse d'un correcteur calculé sur la base de la compensation d'un modèle théorique :
Grande sensibilité aux paramètres de ce modèle
Eventuellement, difficultés de réalisation

APPROCHE FREQUENTIELLE DU PROBLEME DE REGULATION

B. 2. 7 Etude de la dynamique de poursuite.

$$S_p = \frac{C_1 \cdot G'}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2} = \frac{C_1 \cdot G' \cdot H_2}{1 + C_1 \cdot G' \cdot H_2} \cdot \frac{1}{H_2}$$

$$\Rightarrow G_{BOI} = C_1 \cdot G' \cdot H_2 \quad H_I = H_2$$

$$G = \frac{k_{em}}{(1 + T_{em} \cdot p)} \quad \text{avec} \quad k_{em} = \frac{k_m}{R_a \cdot f + k_m \cdot k_e}$$

D'où:

$$G' = \frac{G_2 G}{G_4 G_5} = \frac{k_{G2} k_{em} f (1 + T_m \cdot p)}{k_m (1 + T_{em} \cdot p)}$$

$$G'' = \frac{H_3 G}{G_4} = \frac{k_e k_{em}}{k_m (1 + T_{em} \cdot p)}$$

C. 2. 8 Analyse qualitative du correcteur.

Comportement statique

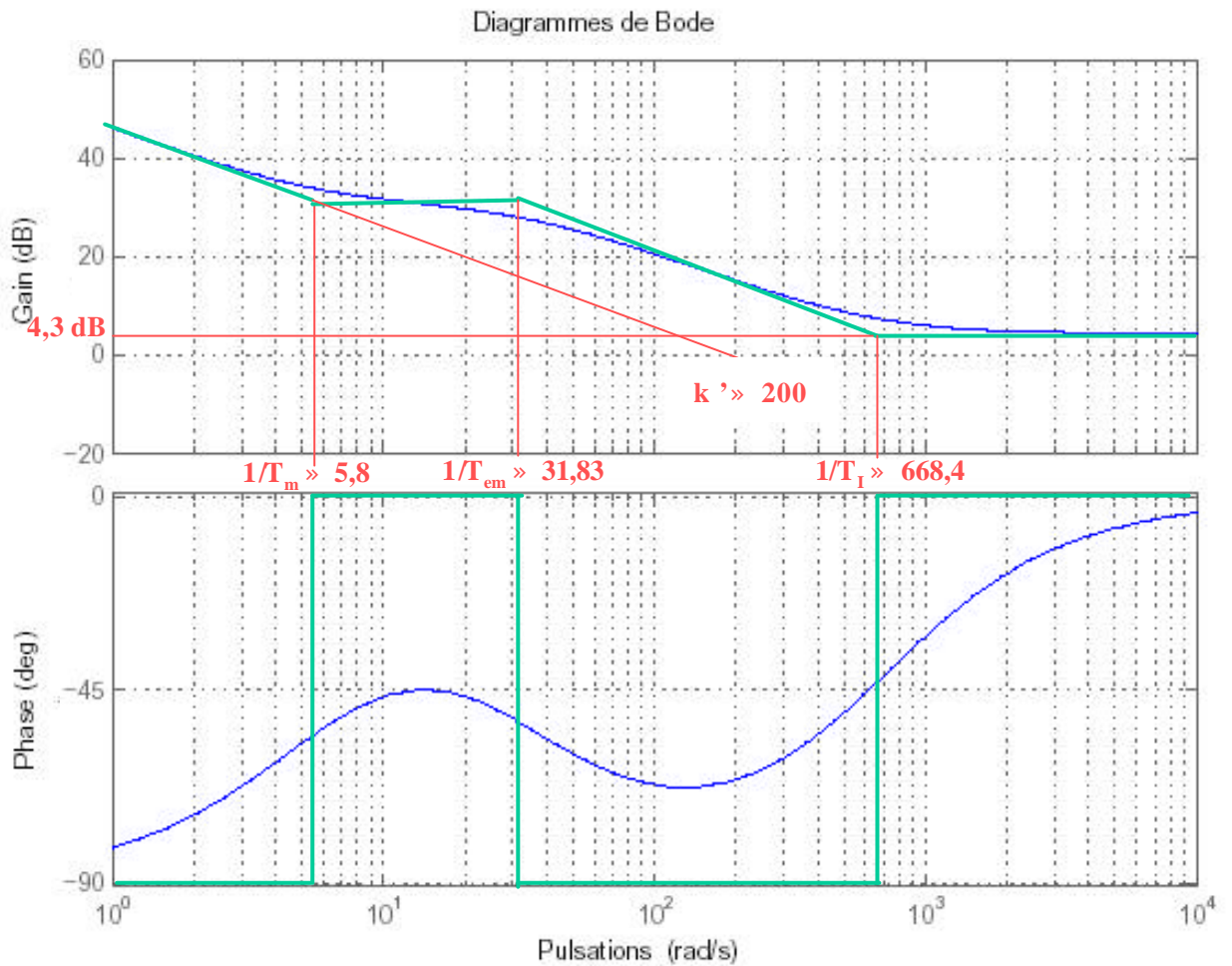
$$\lim_{p \rightarrow 0} S_p(p) = 1 / k_{H2} \quad \lim_{p \rightarrow 0} S_r(p) = 0$$

Comportement dynamique

Limité par le précalcul des paramètres du correcteur qui peut poser des problèmes de robustesse vis à vis notamment des variations de certains paramètres du moteur ou de la charge (démarrage, surcharge de couple...)

C. 2. 9 Réponse fréquentielle de $G_{B0I}(p)$ (Cas simplifié).

$$G_{B0I}(p) = \frac{k_I}{T_I} \frac{k_{H2} k_{G2} k_{em} f}{k_m} \frac{(1 + T_I \cdot p)(1 + T_m \cdot p)}{p \cdot (1 + T_{em} \cdot p)}$$



C. 2. 10 Estimation de la bande passante.

$$\frac{G_{BOI}(p)}{1 + G_{BOI}(p)} = \frac{k_I k_{em} k_{G2} f k_{H2} (1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)}{k_m T_I \cdot p (1 + T_{em} \cdot p) + k_I k_{em} k_{G2} f k_{H2} (1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)}$$

$$= \frac{(1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)}{\alpha \cdot p (1 + T_{em} \cdot p) + (1 + T_m \cdot p) \cdot (1 + T_I \cdot p)} \quad \text{Avec} \quad \alpha = \frac{k_m T_I}{k_I k_{em} k_{G2} f k_{H2}}$$

$$\Rightarrow 1 + (T_{II} + T_{2I}) p + (T_{II} T_{2I}) p^2 \equiv 1 + (T_I + T_m + \alpha) p + (T_I T_m + \alpha T_{em}) p^2$$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_{II} + T_{2I} \equiv T_I + T_m + \alpha \equiv S \\ T_{II} T_{2I} \equiv T_I T_m + \alpha T_{em} \equiv P \end{cases} \Rightarrow T_{1,2I} = \frac{S \pm \sqrt{S^2 - 4P}}{2}$$

a. n : $\alpha = 5 \times 10^{-3} \Rightarrow S \approx 0.179, P \approx 4.15 \times 10^{-4}$

$$\Rightarrow \begin{cases} T_{II} \approx 2.3 \text{ ms} \\ T_{2I} \approx 176.9 \text{ ms} \end{cases}$$

Bande passante à -3 dB

$$\frac{(1 + T_I^2 \cdot \omega^2) (1 + T_m^2 \cdot \omega^2)}{(1 + T_{II}^2 \cdot \omega^2) (1 + T_{2I}^2 \cdot \omega^2)} = \frac{1}{2}$$

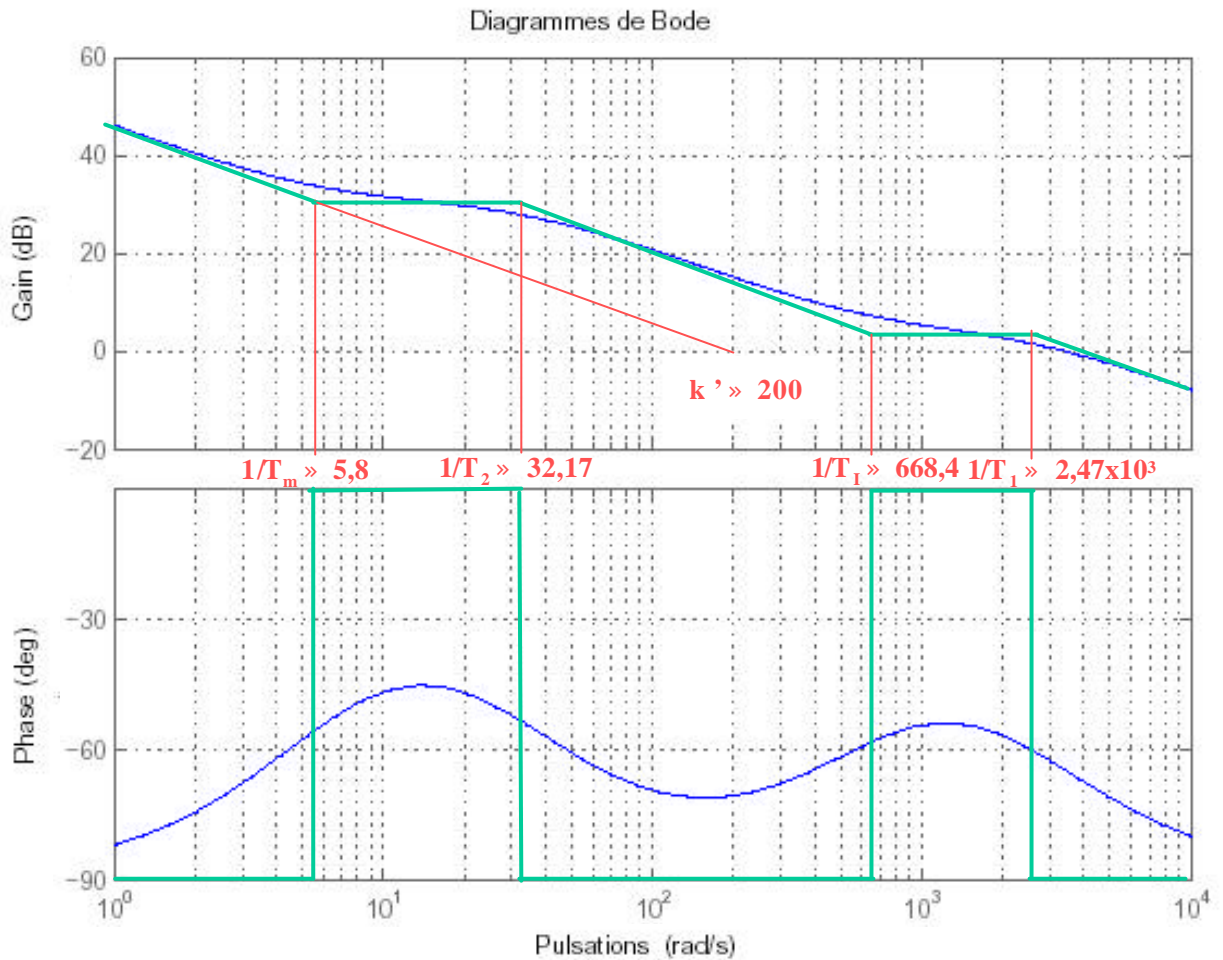
$$\Rightarrow \omega^4 (2 T_I^2 T_m^2 - T_{II}^2 T_{2I}^2) + \omega^2 [2 (T_I^2 + T_m^2) - T_{II}^2 - T_{2I}^2] + 1 = 0$$

soit $X^2 (\cdot) + X (\cdot) + 1 = 0$ avec: $X = \omega^2$

$$\Rightarrow \begin{cases} X_1 \approx 7.34 \times 10^5 \\ X_2 \approx -35.22 \end{cases} \Rightarrow \omega_{Bp} = 856 \text{ rad/s} < 1 / T_e = 2500 \text{ rad/s}$$

C. 2. 11 Réponse fréquentielle de $G_{B0I}(p)$ (Cas général).

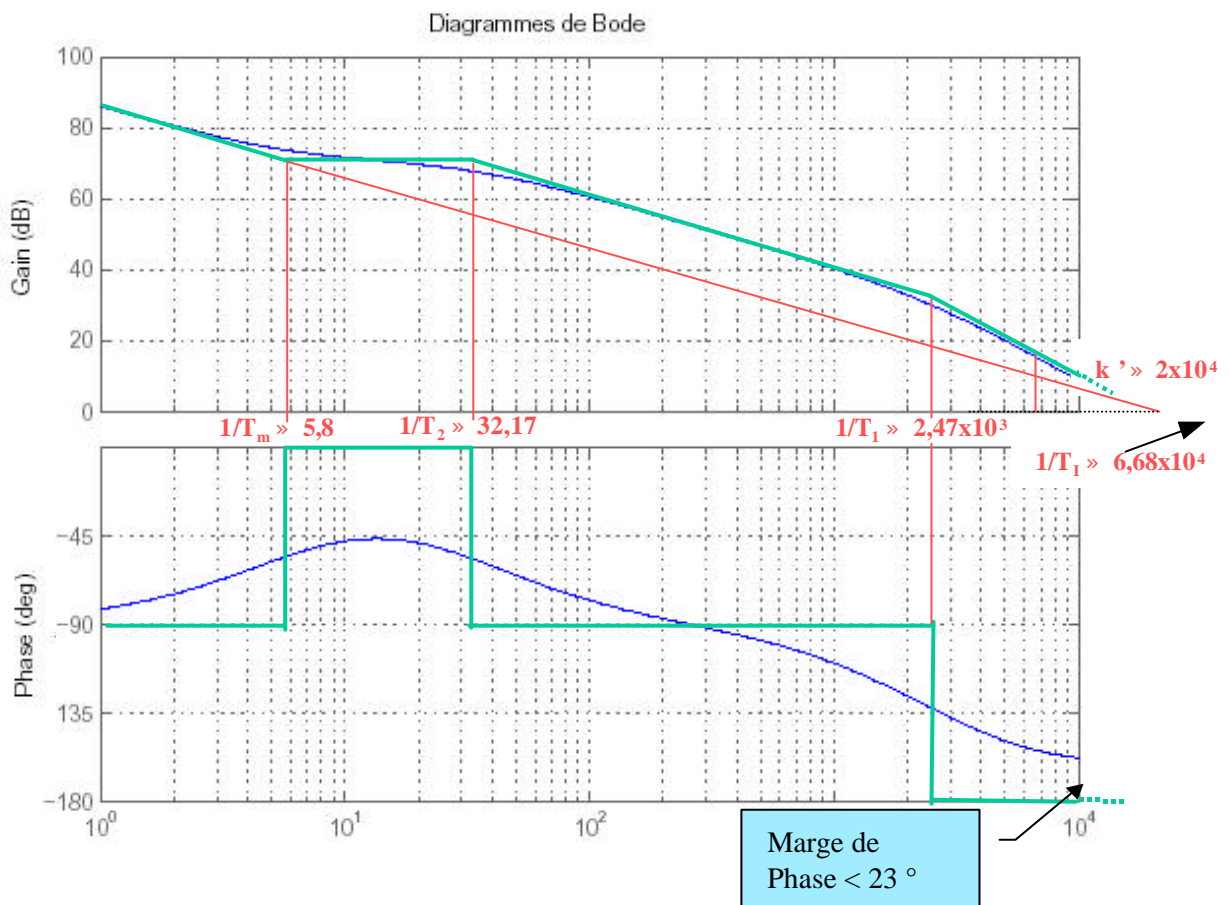
$$G_{B0I}(p) = \frac{k_I}{T_I} \frac{k_{H2} k_{G2} k_{em} f}{k_m} \frac{(1 + T_I \cdot p)(1 + T_m \cdot p)}{p \cdot (1 + T_1 \cdot p)(1 + T_2 \cdot p)}$$



C. 2. 12 Validité du réglage.

$$G_{\text{Boi}}(p) = \frac{k_I}{T_I} \frac{k_{H2} k_{G2} k_{em} f}{k_m} \frac{(1 + T_I \cdot p)(1 + T_m \cdot p)}{p \cdot (1 + T_1 \cdot p)(1 + T_2 \cdot p)}$$

Problème possible : trop faible marge de phase si $1/T_1 > 1/T_I$ soit $T_I < T_1 = 0,4 \text{ ms}$



C. 2. 13 Modélisation de l'étage de puissance.

Domaine de validité

On modélise le convertisseur statique

$$\left| e^{-j \tau_r \omega} \right| = \frac{\left| 1 - j \frac{\tau_r}{2} \omega \right|}{\left| 1 + j \frac{\tau_r}{2} \omega \right|}$$

$\text{Arg}(e^{-j \tau_r \omega}) = -\tau_r \omega$ à comparer à $-2 \arctg(\tau_r \omega / 2)$

Soit comparer $\tau_r \omega / 2$ à $\arctg(\tau_r \omega / 2)$

\Rightarrow équivalent tant que $\omega < \pi / (3 \tau_r)$

à n : $\tau_r = T_{\text{découpage}} / 2 = 1 / 2 \times 16\,000 = 31\,25 \mu\text{s} \Rightarrow \omega < 33,5 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$

Incidence de cette modélisation

Aucune incidence sur les réponses en amplitude.

Apport d'un déphasage de $-2 \arctg(\tau_r \omega / 2)$ compris entre 0 et π , centré sur la pulsation $\omega = 2 / \tau_r = 64 \text{ kHz}$, sans influence ici sur la dynamique de la boucle de courant.

C. 3 Réglage de la boucle de vitesse.

C. 3. 1 Modélisation.

$$\begin{aligned} W_m(p) &= T_p(p) u_c(p) + T_r(p) C_d(p) \\ \Omega_m &= G_4 \cdot G_5 \cdot i_a - G_5 \cdot C_d \\ &= G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot i_c + G_4 \cdot G_5 \cdot S_r \cdot C_d - G_5 \cdot C_d \\ &= G_4 \cdot G_5 \cdot C_v \cdot G_1 \cdot u_c - G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1 \cdot \Omega_m + G_5 \cdot (G_4 \cdot S_r - 1) \cdot C_d \\ \Omega_m &= \frac{G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1}{1 + G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1} \cdot u_c + \frac{G_5 \cdot (G_4 \cdot S_r - 1)}{1 + G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1} \cdot C_d \\ T_p &= \frac{G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1}{1 + G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1} \quad T_r = \frac{G_5 \cdot (G_4 \cdot S_r - 1)}{1 + G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1} \end{aligned}$$

C. 3. 2 performances statiques et dynamiques.

Gain statique $T_p = 1$; $T_r = 0$
(performances satisfaites par l'intégrateur de $C_v(p)$)

Dynamique la plus rapide possible, réglable partiellement (constante de temps T_v fixée par le constructeur) par le gain k_v

C. 3. 3 Etude de la dynamique de poursuite.

Fonction de transfert T_p

$$T_p = \frac{G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1}{1 + G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1} = \frac{G_{BOV}}{1 + G_{BOV}} \cdot \frac{1}{H_v}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} G_{BOV} \equiv G_4 \cdot G_5 \cdot S_p \cdot C_v \cdot G_1 \cdot H_1 \\ H_v \equiv H_1 \end{cases}$$

$G_{BOV}(p)$

$$G_{BOV} = \frac{k_{G1} k_m k_{H1}}{f (1 + T_m p)} \cdot \frac{k_v (1 + T_v p)}{T_v p} \cdot \underbrace{\frac{G_{BOI}}{(1 + G_{BOI})} \cdot \frac{1}{H_I}}_{S_p}$$

$$\text{Avec: } G_{BOI} = \frac{k_I (1 + T_I p)}{T_I p} \cdot \frac{k_{em} k_{G2} k_{H2} f (1 + T_m p)}{k_m (1 + T_{em} p)}$$

$$\Rightarrow S_p = \frac{k_I k_{em} k_{G2} f (1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)}{k_m T_I \cdot p (1 + T_{em} \cdot p) + k_I k_{em} k_{G2} f k_{H2} (1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)}$$

$$\Rightarrow G_{BOV} = \frac{k_{G1} k_m k_{H1} k_v k_I k_{em} k_{G2} (1 + T_I \cdot p) (1 + T_v \cdot p)}{T_v p [k_m T_I \cdot p (1 + T_{em} \cdot p) + k_I k_{em} k_{G2} f k_{H2} (1 + T_I \cdot p) (1 + T_m \cdot p)]}$$

C. 3. 4 Modélisation de H1(p).

L'objectif est d'assurer l'annulation de l'erreur statique de vitesse . Le réglage se fait à partir du potentiomètre P3

$$H_I(p) = k_{H1} = k_{tach} \cdot k_D \cdot k_S$$

$$\varepsilon_v = u_c(\infty) - k_{tach} \cdot k_D \cdot k_S \cdot \Omega_{cmax}(\infty)$$

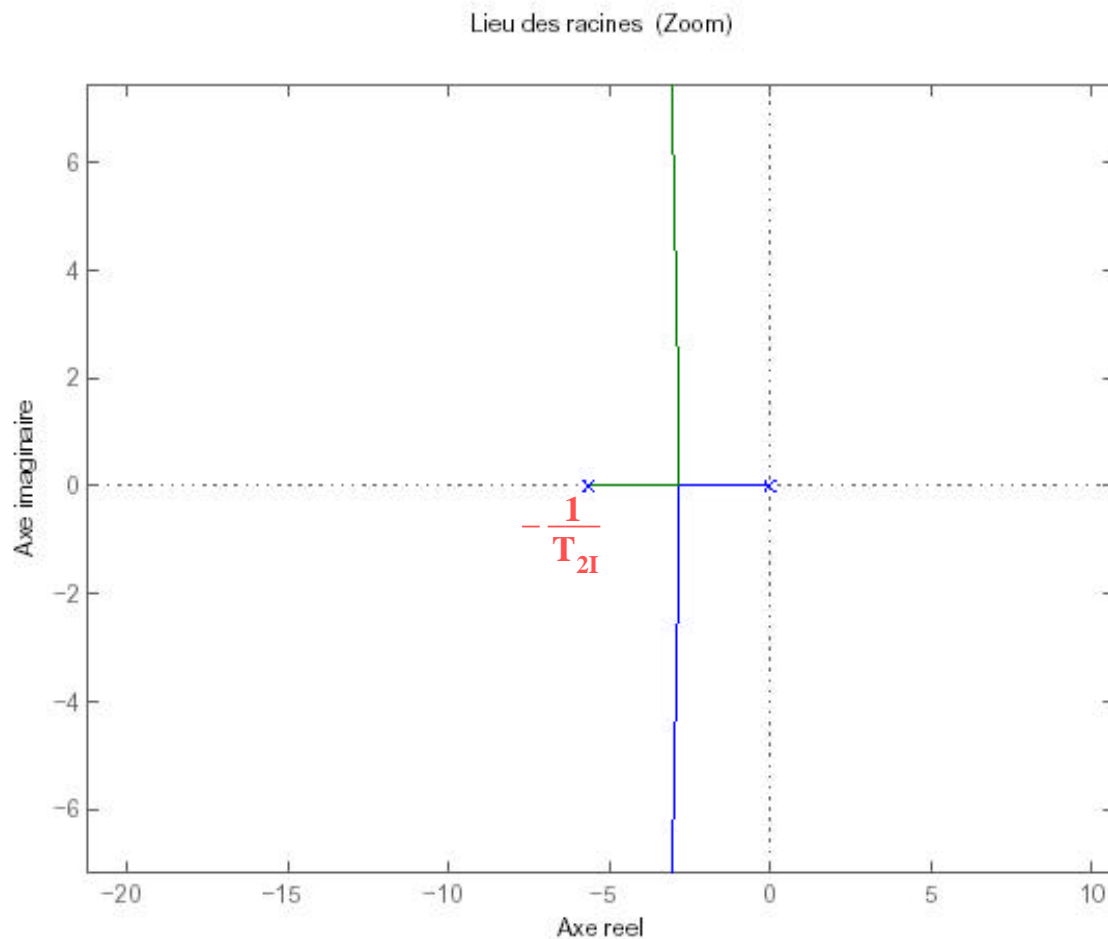
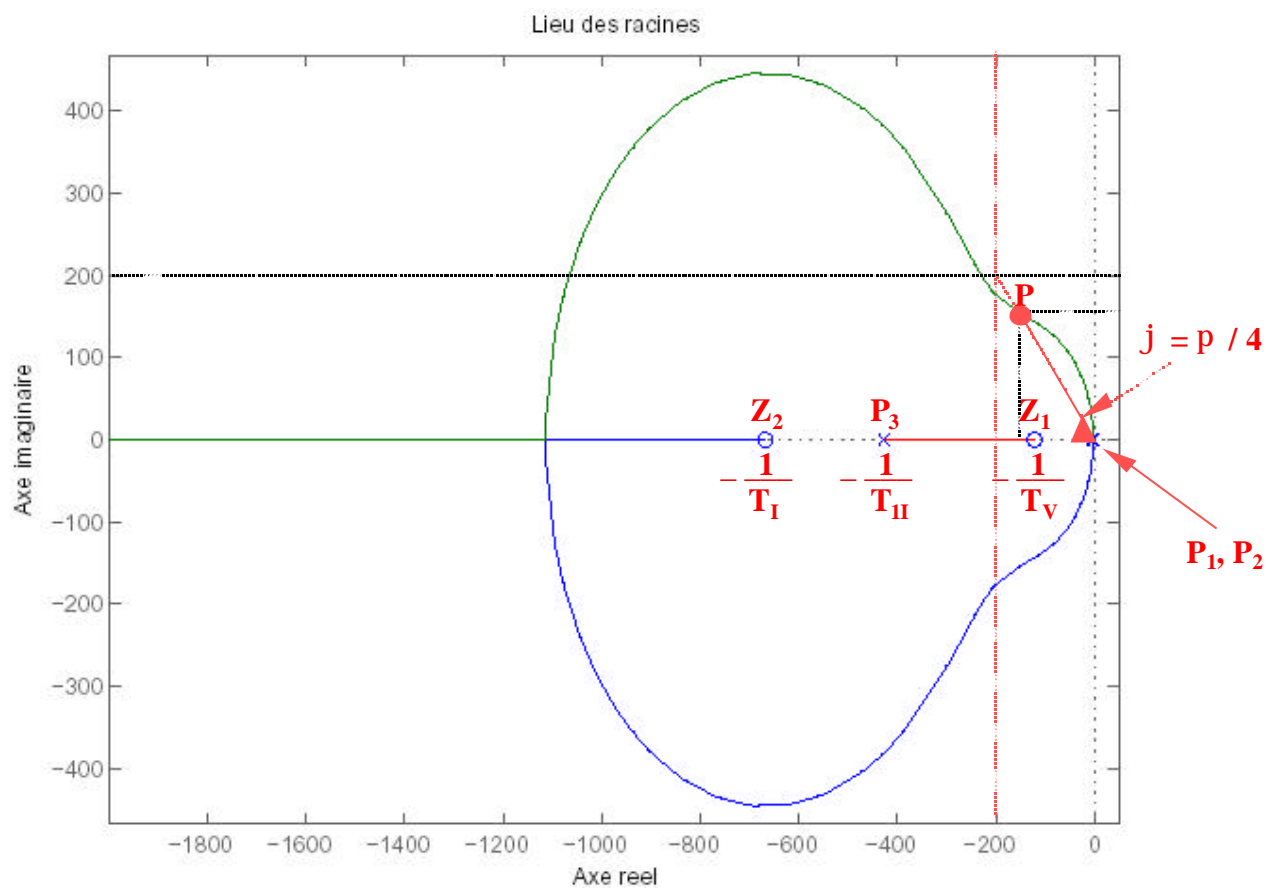
$$k_{tach} = \frac{10 \times 60}{1000 \times 2 \times \pi}$$

$$\text{Si } \Omega_{cmax}(\infty) = \Omega_{cmax} = 1500 \text{ tr/mn, alors } u_{cons} = 10 \text{ V} \quad \Rightarrow u_c(\infty) = 5 \text{ V}$$

d'où:

$$k_S = 5 / [k_{tach} \cdot k_D \cdot \Omega_{cmax}(\infty)] = 1 / 3 \cdot k_D$$

$$\Rightarrow k_{H1} = k_{tach} \cdot k_D \cdot k_S = 0.095 / 3 \approx 3.18 \times 10^{-2} \text{ V.s/rad}$$



C. 3. 5 Analyse du lieu.

Déduction du lieu possible à partir du modèle simplifié [Cf. C. 3. 3] ou à partir du modèle exact [Cf. C. 2.10]

$$\frac{G_{BOI}}{(1 + G_{BOI})} = \frac{(1 + T_I \cdot p)(1 + T_m \cdot p)}{(1 + T_{II} \cdot p)(1 + T_{2I} \cdot p)}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow G_{BOV} &= G_4 G_5 \frac{G_{BOI}}{(1 + G_{BOI})} \frac{1}{H_I} \frac{k_V}{T_V \cdot p} (1 + T_V \cdot p) G_1 H_1 \\ &= \frac{k_m}{f} \frac{(1 + T_I \cdot p)(1 + T_V \cdot p)}{k_{H2} (1 + T_{II} \cdot p)(1 + T_{2I} \cdot p)} \frac{k_V}{T_V \cdot p} k_{G1} k_{H1} \end{aligned}$$

Points d'arrivée à distance finie : zéros de $G_{BOI}(p)$

$$-1/T_I \approx -4,35 \times 200 / 1,3 \Rightarrow T_I \approx 1,5 \text{ ms} \quad [T_{I \text{ théo}} \approx 1,5 \text{ ms}]$$

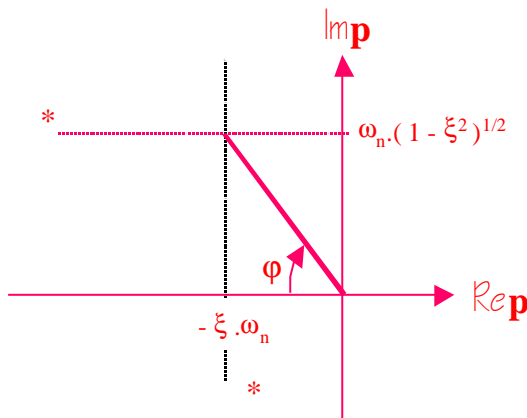
$$-1/T_V \approx -0,75 \times 200 / 1,3 \Rightarrow T_V \approx 8,6 \text{ ms} \quad [T_{V \text{ théo}} \approx 8,2 \text{ ms}]$$

Points de départ autres que (0, 0) correspondant à l'intégrateur de $C_v(p)$: pôles de $S_p(p)$

$$-1/T_{II} \approx -2,55 \times 200 / 1,2 \Rightarrow T_{II} \approx 2,35 \text{ ms} \quad [T_{II \text{ théo}} \approx 2,3 \text{ ms}]$$

$$-1/T_{2I} \approx -2,2 \times 10 / 3,9 \Rightarrow T_{2I} \approx 177 \text{ ms} \quad [T_{2I \text{ théo}} = 176,9 \text{ ms}]$$

C. 3. 6 Pôles de la boucle de vitesse.



* Attention!
Les échelles ne sont pas les mêmes sur les deux axes

$$\Rightarrow P_{1,2} \approx -1 \times 200 / 1,3 \pm j \quad 1,7 \times 100 / 1,1 \approx -153,8 \pm j \quad 154,5$$

$$\Rightarrow P_{1,2} \approx -154 \pm j \quad 154 \quad [\varphi = \pi / 4]$$

C. 3. 7 Evaluation graphique du gain.

Equation caractéristique $1 + G_{BOV}(p) = 0$

$$\text{Posons } G_{BOV}(p) = \beta \cdot k_V \frac{\prod_{i=1}^2 (p - z_i)}{\prod_{i=1}^3 (p - p_i)}$$

$$G_{BOV}(p) = -1 \Rightarrow \beta \cdot k_V = \frac{\left| \prod_{i=1}^3 \overline{PP_i} \right|}{\left| \prod_{i=1}^2 \overline{PZ_i} \right|} \quad \text{où } P, Z_i \text{ et } P_i \text{ sont les points d'affixe } p, z_i \text{ et } p_i$$

C. 3. 8 Application.

- A partir du modèle simplifié [Cf. C3. 3]

$$\beta = \frac{k_{G1} \cdot k_m \cdot k_{H1} \cdot k_I \cdot k_{em} \cdot k_{G2}}{k_m \cdot T_{em} + k_I \cdot k_{em} \cdot k_{G2} \cdot k_{H2} \cdot J_m} \approx 8,25$$

- A partir du modèle « exact » [Cf. C2. 10]

$$\beta = \frac{k_{G1} \cdot k_m \cdot k_{H1} \cdot T_I}{f \cdot k_{H2} \cdot T_{II} \cdot T_{2I}} \approx 8,4$$

$$|\overline{PP_1}| = |\overline{PP_2}| \approx [x_P^2 + y_P^2]^{1/2} \approx 218$$

$$|\overline{PP_3}| = [(x_P - x_{P3})^2 + (y_P - y_{P3})^2]^{1/2} \approx 316$$

$$|\overline{PZ_1}| = [(x_P - x_{Z1})^2 + (y_P - y_{Z1})^2]^{1/2} \approx 157$$

$$|\overline{PZ_2}| = [(x_P - x_{Z2})^2 + (y_P - y_{Z2})^2]^{1/2} \approx 545$$

$$\Rightarrow k_V \approx 21,27 \quad [k_V \text{ théorique} = 21] \quad \text{ou} \quad k_V \approx 20,89 \quad [\beta \text{ théorique}]$$

C. 3. 9 Correction algébrique.

$$S_p = K$$

$$G_{BOV} = G_4 G_5 S_p C_V G_1 H_1$$

$$= \frac{k_{G1} k_m k_{H1} K k_V (1 + T_V \cdot p)}{f (1 + T_m \cdot p) T_V \cdot p}$$

$$\Rightarrow 1 + G_{BOV} = 0$$

$$\Rightarrow p (1 + T_m \cdot p) + \gamma K k_V (1 + T_V \cdot p) = 0$$

$$\text{Avec } \gamma = \frac{k_{G1} k_m k_{H1}}{f T_V} \approx 2,78 \times 10^{-3}$$

$$\text{de type } p^2 + \frac{1 + X T_V}{T_m} p + \frac{X}{T_m} = 0 \quad \text{avec } X = \gamma K k_V$$

$$\text{Identifiable à } p^2 + 2 z \omega_n p + \omega_n^2 = 0 \quad \text{avec } z = \sqrt{2} / 2$$

$$\Rightarrow \sqrt{2} \omega_n = \frac{1 + X T_V}{T_m} \quad \omega_n^2 = \frac{X}{T_m}$$

$$\Rightarrow T_V^2 X^2 + 2 (T_V - T_m) X + 1 = 0$$

$$\Rightarrow X_1 \approx 4.898 \times 10^{-3} \quad (1 \text{ 'autre racine est } < 0)$$

$$\text{D'où : } k_V = X_1 / (\gamma K) \approx 1,76 \times 10^6 / K$$

$$\omega_n^2 = X / T_m \approx 2,836 \times 10^4 \quad \Rightarrow \quad \omega_n \approx 168 \text{ rad/s}$$

$$\Rightarrow p_{1,2} = -z \omega_n \pm j (1 - z^2)^{1/2} \omega_n \approx -119 \pm j 119$$

La dynamique ainsi corrigée est sensiblement plus lente

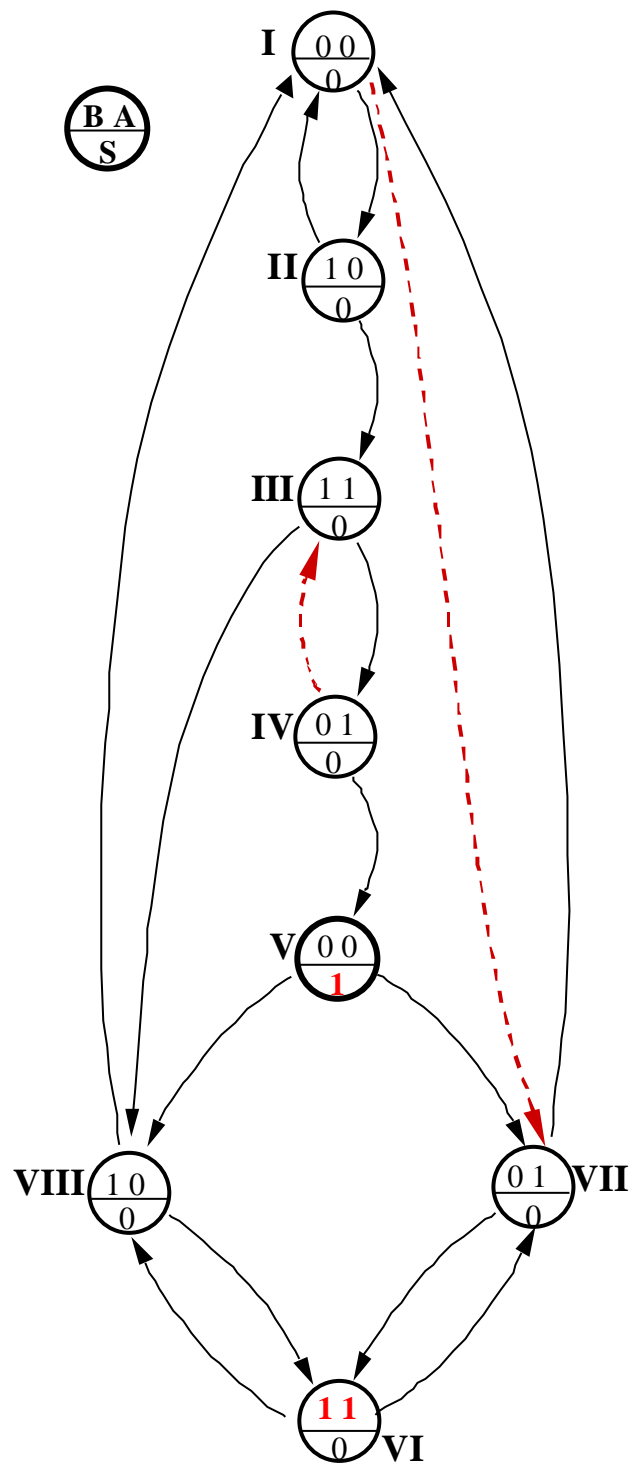
Partie D

Logique de sécurité.

Partie D

Logique de sécurité.

D.1 Etablissement du graphe de fluence.



D. 2 Table des phases primitive.

Vecteur d'entrée

Etat présent

Sortie

Etat futur

	B A				S
I	1	7	-	2	0
II	1	-	3	2	0
III	-	4	3	8	0
IV	5	4	3	-	0
V	5	7	-	8	1
VI	-	7	6	8	0
VII	1	7	6	-	0
VIII	1	-	6	8	0

n

Raison suffisante prouvant que le système est séquentiel

Une raison suffisante (mais non nécessaire) pour que le système soit séquentiel est que pour une même combinaison des entrées, il existe deux états stables dont les sorties ne sont pas les mêmes.

Or ceci est le cas pour les états I et V.

D. 3 Réduction.

D. 3. 1 Fusionnement : définitions et conditions.

Définition d'états compatibles

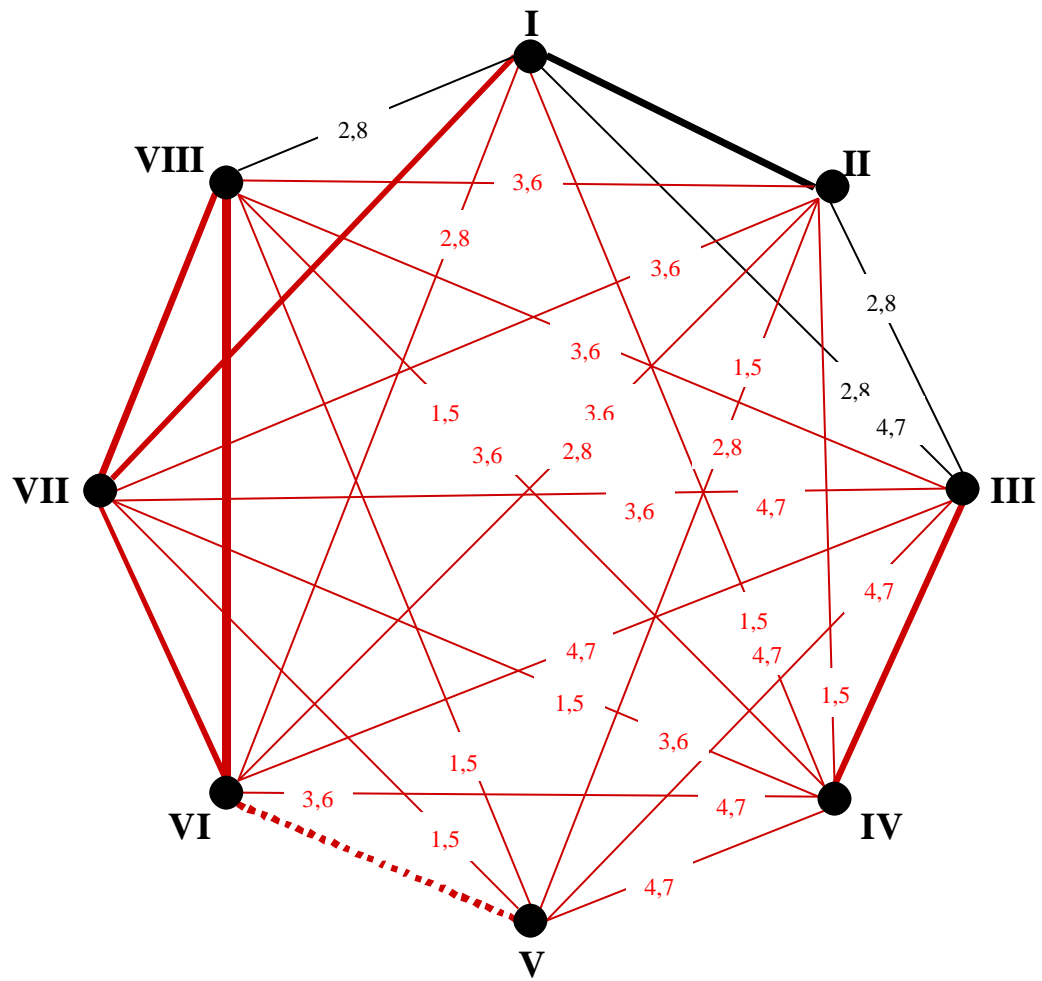
Deux états Q_i et Q_j d'une machine séquentielle M sont dits compatibles si pour toute séquence d'entrée applicable à Q_i ou Q_j , la séquence de sortie est la même que l'état de départ soit à Q_i ou Q_j .

Conditions de compatibilité

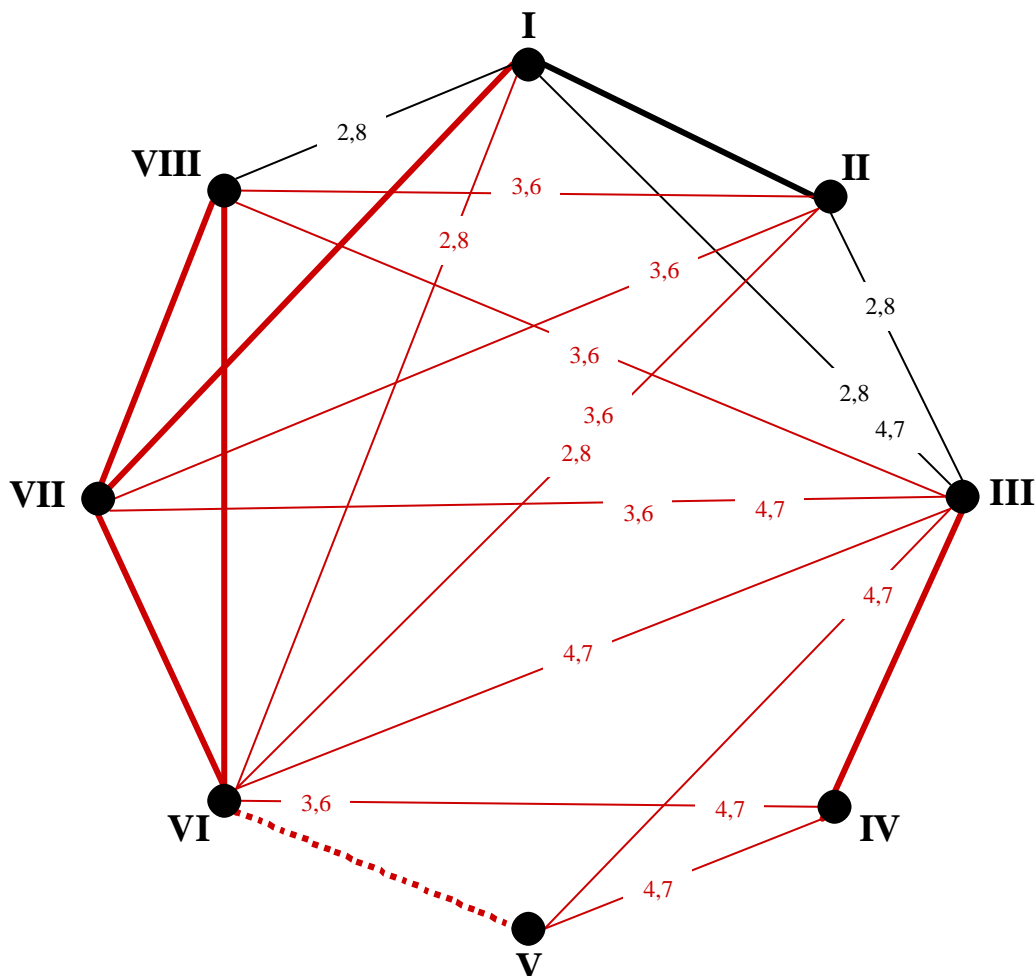
Deux états Q_i et Q_j d'une machine séquentielle M sont compatibles si et seulement si :

- Leurs sorties ne sont pas en conflit, c'est à dire identiques lorsqu'elles sont spécifiées
- Leurs successeurs, pour toute combinaison d'entrée où ils sont tous deux spécifiés sont, soit identiques, soit eux mêmes compatibles

D. 3. 3 Fusionnement : Graphe.



Il est évident que les états I et V ne sont pas fusionnables (sortie différentes pour une même combinaison d'entrées) Par conséquent il peut être toléré de ne pas faire apparaître les arcs nécessitant cette condition Soit le graphe suivant :



D. 3. 3 Fusionnement : Table.

	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
II								
III	2,8 4,7	2,8						
IV	1,5 4,7	1,5						
V	X	1,5 2,8	4,7	4,7				
VI	2,8	2,8 3,6	4,7	3,6 4,7				
VII		3,6	3,6 4,7	1,5 3,6	1,5			
VIII	2,8	3,6	3,6	1,5 3,6	1,5			

L'incompatibilité (le non fusionnement) I, V entraîne notamment l'incompatibilité IV, VII qui en se propageant entraîne l'incompatibilité III, VI qui elle-même provoque l'incompatibilité II, VIII .
Aucune des conditions de compatibilité n'est dès lors vérifiable La propagation peut être arrêtée.

Si l'on considère que l'incompatibilité I, V est évidente, la table suivante est tolérable, le barème restant le même notamment par rapport à la propagation des incompatibilités

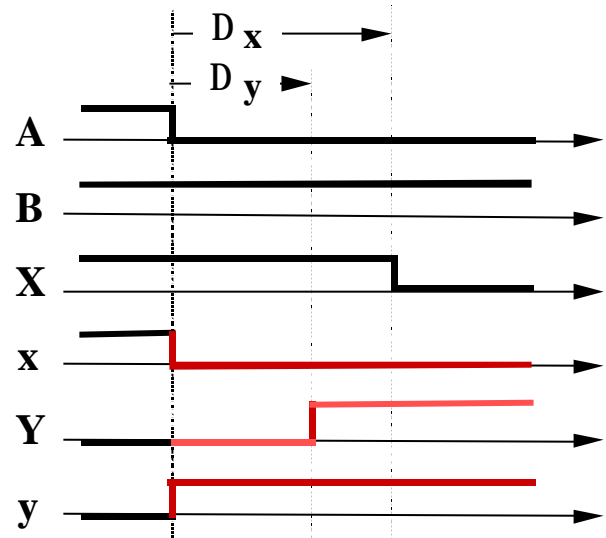
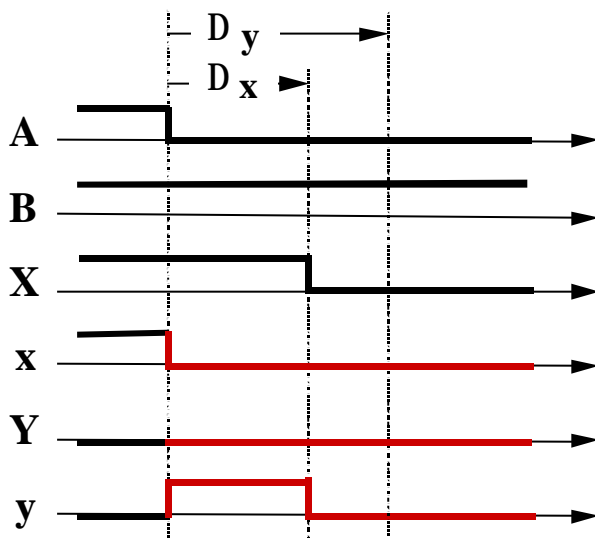
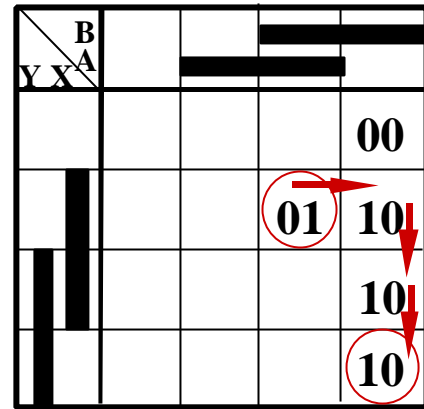
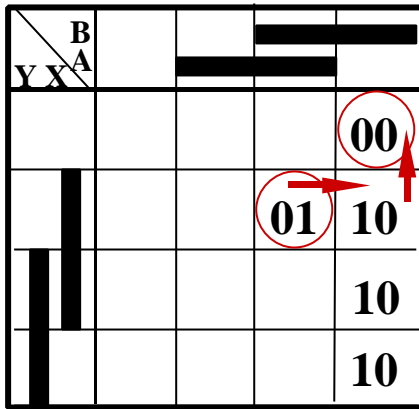
II							
III	2,8 4,7	2,8					
IV							
V							
VI	2,8	2,8 3,6	4,7	4,7	3,6 4,7		
VII		3,6	3,6 4,7				
VIII	2,8	3,6	3,6				
	I	II	III	IV	V	VI	VII

D. 3. 4 Table des phases réduite : Machine de Moore.

B A					S
	①	7	3	②	0
	5	④	③	8	0
	⑤	7	-	8	1
	1	⑦	⑥	⑧	0

D. 4 Codage.

D. 4. 1 Analyse des transitoires.



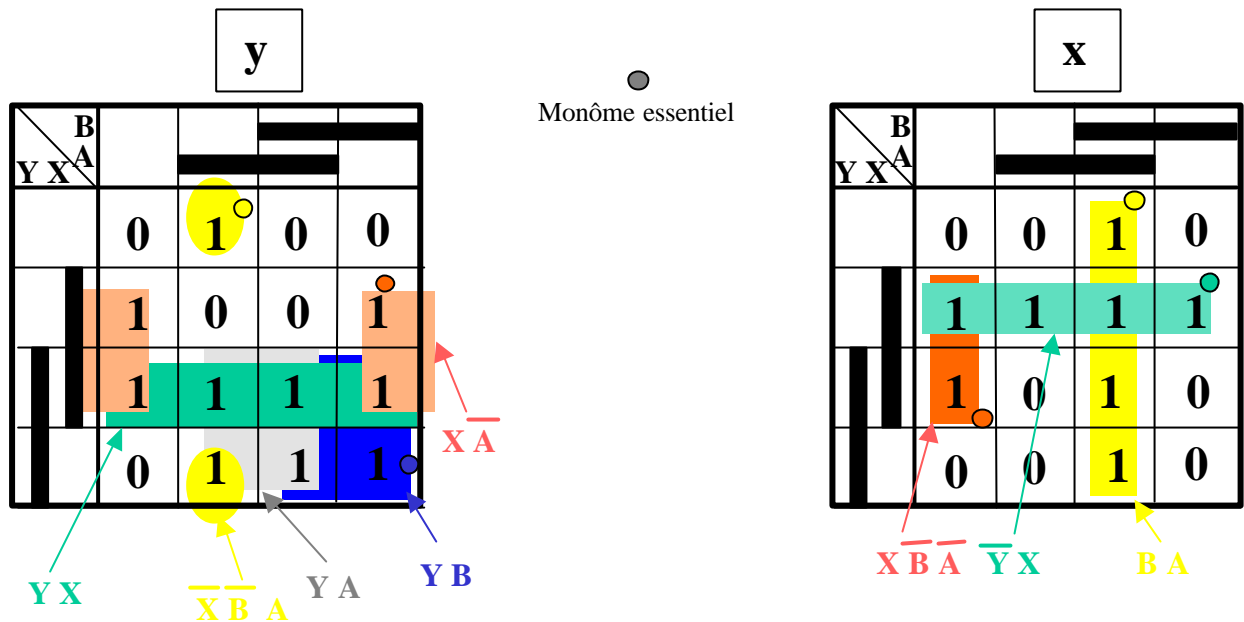
Il s'agit d'un problème typique de course critique. C'est à dire que le comportement de la machine séquentielle n'est pas le même suivant la valeur relative des délais.

D. 4. 2 Organisation

La solution consiste à organiser le transitoire de telle sorte que les excitations secondaires ne changent que les unes après les autres. Autrement dit, il est nécessaire que le code de l'état suivant soit toujours adjacent au code de l'état présent.

Dans le cas présent cette organisation est possible sans rajouter de variables secondaires supplémentaire. Il suffit en effet d'organiser le cycle en forçant le passage par l'état transitoire YXBA = 1110 à partir de l'état YXBA = 0110 de façon à aboutir sans problème à l'état stable souhaité YXBA = 1010

D. 5 Excitations secondaires.



Pour x

La table de Karnaugh permet de mettre en évidence que :

- Il y a 3 monômes premiers (non inclus dans des monômes plus grands)
- Ces 3 monômes sont essentiels (ils sont seuls à couvrir au moins un des points de la fonction)
- Ces 3 monômes suffisent à couvrir la fonction

⇒ donc leur somme est l'expression minimale de la fonction

$$x = X\bar{B}\bar{A} + BA + \bar{Y}X$$

Pour y

La table de Karnaugh permet de mettre en évidence que :

- Il y a 5 monômes premiers (non inclus dans des monômes plus grands)
- Il y a 3 monômes essentiels (ils sont seuls à couvrir au moins un des points de la fonction)

$$X\bar{A}, YB \text{ et } Y\bar{B}A$$

Pour couvrir l'ensemble de la fonction, on a le choix entre :

$$YX \text{ ou } YA$$

⇒ donc deux expressions minimales de la fonction

$$y = X\bar{A} + YB + \bar{X}\bar{B}A + YX$$

$$y = X\bar{A} + YB + \bar{X}\bar{B}A + YA$$

D. 6 Sortie

					S			
Y X		B A						
		0	0	0	0			
		*	0	0	0			
		1	0	0	0			
		0	0	0	0			

X B A

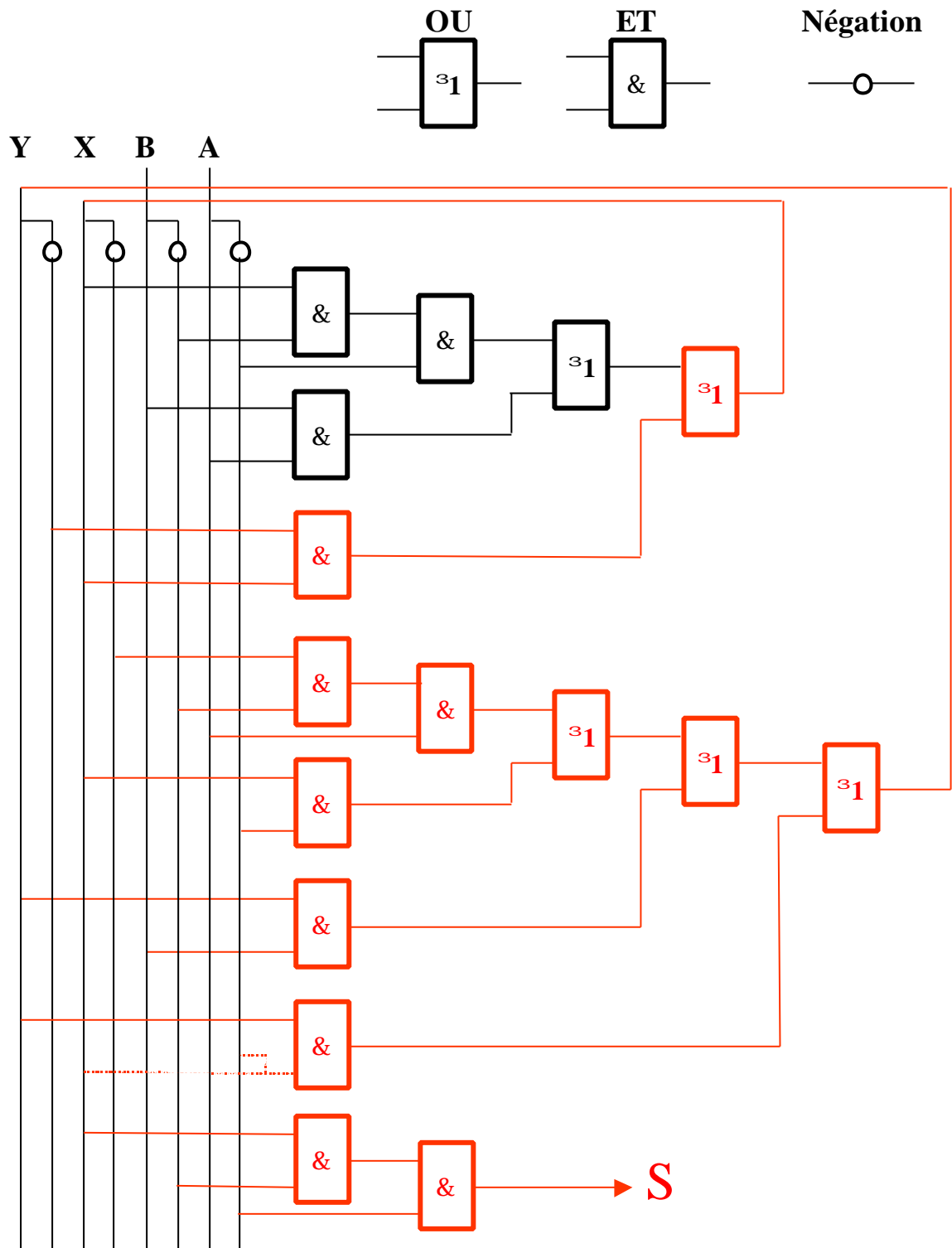
La sortie S est à 1 pour l'état stable 5, elle est à 0 pour tout les autres.

L'état transitoire YXBA = 0100 n'est accessible qu'à partir de l'état stable 4 (YXBA = 0100) par passage à 0 de la variable d'entrée A. Dans l'état stable de départ (4) la sortie vaut 0 alors qu'elle vaut 1 dans l'état stable d'arrivée (5), la sortie peut donc indifféremment être mise à 1 ou à 0 dans l'état transitoire. Ici, pour des raisons évidentes de minimisation de la fonction de sortie il y a intérêt à la mettre à 1.

L'état transitoire YXBA = 1110 est quant à lui accessible de deux façons : soit par passage à 1 de la variable d'entrée A à partir de l'état stable 5, soit par passage à 0 de la variable d'entrée B à partir de l'état stable 6. Or ce dernier transitoire impose une valeur 0 à la sortie puisque la sortie à cette même valeur 0 dans l'état stable de départ (6) et dans l'état stable d'arrivée (7).

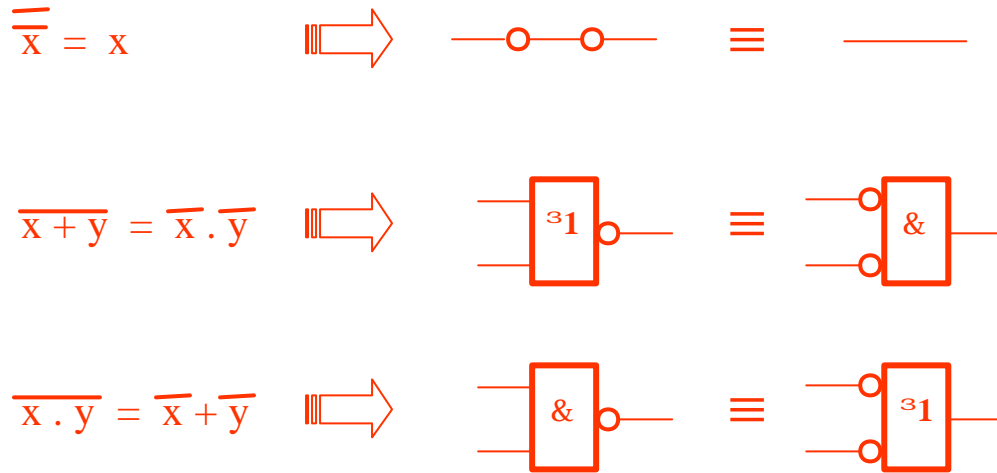
D. 7 Mise en œuvre

D. 7.1 Réalisation à partir de portes élémentaires.



D. 7. 2 Réalisation à partir de portes NAND à 2 entrées.

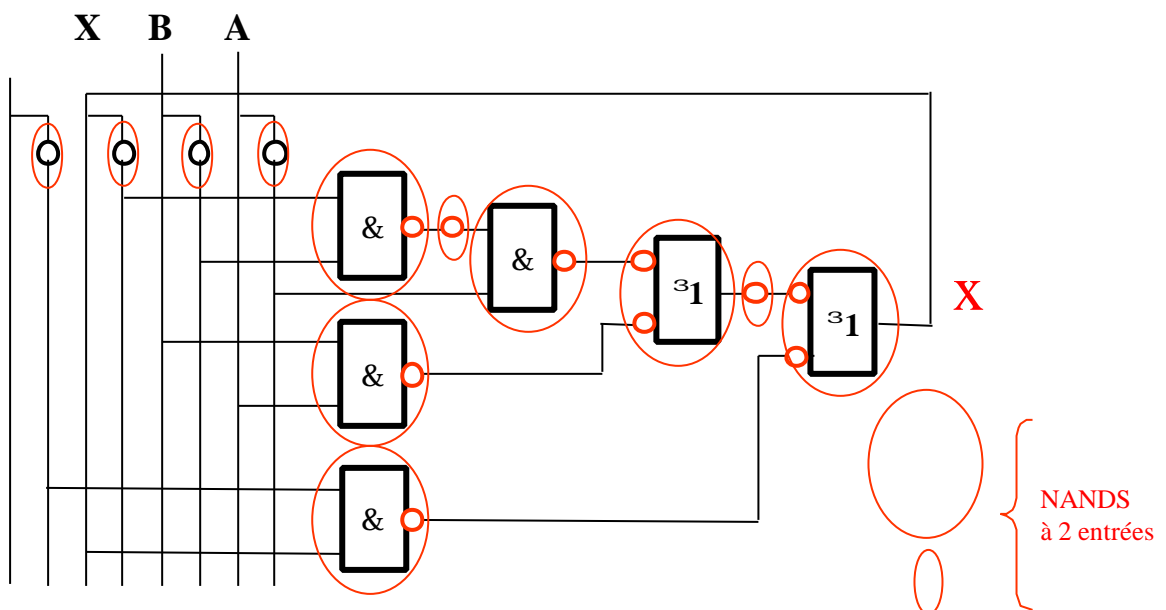
Théorèmes de deMorgan et représentations graphiques



Principes de modification du schéma

Le principe de modification du schéma consiste à appliquer les deux dernières formes du théorème de de Morgan (NAND = OU avec les entrées complémentées = ET avec la sortie complémentée) et à ne rien changer à la fonction en complémentant deux fois sur chaque liaison (première forme du théorème de de Morgan).

Il convient de rajouter que la complémentation est obtenue naturellement au moyen d'une porte NAND.



D. 7. 3 Mise en œuvre au moyen de CI SN74151.

Principe

Le SN74151 est un multiplexeur 8 vers 1 C'est à dire qu'il permet de sélectionner en sortie une des 8 entrées.

Ce circuit permet donc en adjonction avec la fonction négation, de réaliser n'importe quelle fonction de 4 variables. Prenons l'exemple de la variable x : X , B et A peuvent être les variables de sélection, les données à sélectionner vaudront alors 0, 1, Y ou \bar{Y} .

Résumons :

