

Sommaire du sujet

SUJET	212
A MODELISATION ET ANALYSE DU FONCTIONNEMENT.....	212
A.1 Analyse du système	212
A.2 Le sous système robot	213
A.3 Le sous-système Valise	215
A.4 Un contexte temps réel.....	217
A.5 Exploitation pédagogique	218
B ANALYSE DE LA TRANSMISSION DES DONNEES.....	220
B.1 Etude du principe de modulation du MODEM.....	220
B.2 Etude du modulateur intégré	225
B.3 Etude du récepteur intégré.....	235
B.4 Exploitation pédagogique	238
C ANALYSE ET IMPLÉMENTATION DE L'ACTEUR LOCOMOTION.....	240
C.1 Etude de la structure matérielle de la carte.....	240
C.1.1 Etude de l'alimentation des moteurs.....	240
C.1.2 Mesure et conversion du courant moteur	243
C.1.3 Présentation de l'asservissement	245
C.2 Etude de la structure logicielle de la carte	250
C.2.1 Mesure de la vitesse	250
C.2.2 Mesure du courant	251
C.2.3 Implémentation des correcteurs	251
C.3 Exploitation pédagogique	253
C.3.1 Présentation de la commande MLI en STI génie électronique.....	253
C.3.2 Implémentation et test d'une carte de variation de vitesse en STS Systèmes Electroniques	
256	

SUJET

A MODELISATION ET ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

A.1 Analyse du système

L'approche de l'architecture logicielle du robot fait apparaître des diagrammes modèles écrits en langage UML (Unified Modeling Language) qui sont utilisés en particulier dans la description de projets sur la base d'une programmation objet. Certains modèles décrivent la structure statique du système étudié, d'autres la structure dynamique.

Q1. Généralités sur la modélisation

- a) **Citez les différents diagrammes utilisés dans le langage UML en précisant à quelle catégorie ils appartiennent et quel est leur rôle respectif.**

/...*/ note de l'auteur sur la sémantique de la question*

/ La réponse à cette question, doit faire abstraction du système présenté */*

Vues statiques du système:

Diagramme des cas d'utilisation : montre la nature des interactions entre le système et son environnement

Diagrammes d'objets : montrent des objets (instances de classes dans un état particulier) et des liens (relations sémantiques) entre ces objets

Diagrammes de classes : montrent les classes et les associations entre les classes du système

Diagrammes de composants : permettent de décrire l'architecture physique et statique d'une application

Diagrammes de déploiement : montrent la disposition physique des matériels qui composent le système et la répartition des composants sur ces matériels.

Vues dynamiques du système :

Diagrammes de collaboration : montrent des interactions entre objets (instances de classes et acteurs)

Diagrammes de séquence : permettent de représenter des collaborations entre objets selon un point de vue temporel, on y met l'accent sur la chronologie des envois de messages

Diagrammes d'état transition : permettent de décrire les changements d'états d'un objet ou d'un composant

Diagrammes d'activités : montrent le comportement d'une méthode ou le déroulement d'un cas d'utilisation

L'enrichissement du modèle se fait par une approche progressive de la solution tout en maintenant une structure logicielle opérationnelle.

- b) **Dans ces conditions comment qualifiez vous la méthode à mettre en œuvre pour réaliser complètement le projet ?**

La méthode est une méthode dite de prototypage

- itérative et incrémentale,
- guidée par les besoins des utilisateurs du système,
- centrée sur l'architecture logicielle.

- c) **Quelle stratégie de test allez-vous développer pour vérifier la conformité de votre système ?**

Cette méthode permet de déployer une structure fonctionnelle dès le premier incrément dans laquelle on peut déjà vérifier la validité globale (conformité au cahier des charges) du système, toutes les parties non implémentées peuvent être simulées et les futurs incréments remplaceront, au fur à mesure de la réalisation et après test unitaire, les différents simulateurs.

centrale (technique généralement conseillée) un reset montrerait à l'évidence la piètre qualité de l'application */

d) Décrivez la méthode trame().

La méthode trame() se résume simplement à l'envoi du signal "trame rv dispo" lorsque l'interruption d'occurrence de trame arrive

/* n'oublions pas que nous sommes dans la classe it dont la spécialité est de gérer les sources d'interruption */

e) Quel est le rôle de l'attribut CPT ? Définissez son format.

L'attribut cpt est un compteur d'évènements temporels qui doit être un entier dont la taille dépend de la périodicité relative l'évènement temporel et de l'évènement à générer.

Suivant l'instanciation il peut servir pour le chien de garde ou la génération d'évènements périodiques.

Nous avons vu que la classe TC a pour rôle de gérer la trame TramTCrv reçue de la valise.

Cette méthode permet d'extraire les données TCrv qui vont être partagées en autant de structures TCrut. Ces données, encapsulées dans des trames TramTCrut, permettent d'assurer le pilotage de chacune des unités de traitement.

Q3. Description des attributs de la classe TC

/* Nous disposons de quatre attributs, deux sont de nature trame et exclusivement réservés au mécanisme de communication, deux sont de nature table de travail qui contiennent les données spécifiques à l'application. L'approche de la réponse se fait par la description fournie dans le paragraphe 2.1.1 de la description générale pour « tram TC rv » dont on déduira « TC rv » et dans l'annexe E1 pour « TC rut » dont on déduira « tram TC rut » */

a) Décrivez et donnez les déclarations avant algorithme des structures de données des différents attributs de la classe TC.

Tram TC rv est une structure de table de 10 octets « 2 pour l'entête (adresse cible + fonction) 6 pour l'application et 2 pour le CRC »

TC rv pour sa part, est aussi une table qui ne contient plus que 3 mots de 2 octets

b) Vous donnerez très précisément le nombre et le contenu de chacun des attributs TCrut.

TC rut est une table de 12 mots de 2 octets

Tram TC rut sera une table de 28 octets « 2 pour l'entête (adresse cible + fonction) 24 pour l'application et 2 pour le CRC »

/* pour des raisons d'homogénéité en terme de transmission nous utiliserons une trame standard à destination de toutes les cartes, chaque carte prélevant dans la structure reçue les données qui lui sont nécessaires */

Concentrons nous maintenant sur la méthode Modbus. A partir des documents fournis en annexe, vous vous intéresserez à la notion de fonctionnement en maître esclave et au rôle du contrôle de CRC des trames.

Q4. Le protocole Modbus

c) Donnez le principe du fonctionnement d'une communication réseau en Maître/Esclave.

Le principe d'un protocole maître esclave est que le support de communication ne peut être utilisé par une station esclave que si la station maîtresse lui en donne explicitement l'autorisation.

d) Quels sont les intérêts et les inconvénients de ce type de fonctionnement ?

Intérêt: déterminisme temporel puisqu'on connaît la durée du cycle de scrutation des esclaves

Inconvénient: une scrutation périodique de tous les esclaves, même ceux pour qui le besoin de communication n'est pas avéré, ce qui nuit à la réactivité du système.

/* l'inconvénient concernant la communication inter esclave ne peut être avancé ici car dans une topologie en BUS toutes les stations reçoivent toutes les trames transmises. Il ne faut pas confondre transport de données et arbitrage d'accès au medium */

- e) **Qu'apporterait l'utilisation d'un protocole probabiliste dans notre cas et quel en serait son inconvénient principal ?**

On améliorerait grandement la réactivité du système car le besoin de communication pourrait être immédiatement satisfait avec le risque majeur qu'une forte demande de communication entraîne des temps prohibitifs liés à la résolution de conflits (collisions) avec dans tout les cas perte du déterminisme temporel.

Q5. Le contrôle de CRC

- f) **A quoi sert un contrôle de CRC dans une trame réseau ?**

Le contrôle de CRC sert à vérifier l'intégrité de la trame reçue.

- g) **Précisez le principe de son utilisation.**

Le principe consiste à élaborer une signature avec tous les éléments contenus dans la trame et d'adjoindre cette signature à la trame pour en faire une trame signée qui sera transmise.

La trame signée reçue par le destinataire sera partagée entre trame et signature, une nouvelle élaboration de signature sera faite sur la trame et elle sera comparée à la signature transmise. En cas d'inadéquation entre signature élaborée et signature reçue la trame sera refusée par le destinataire ou dans la mesure où c'est possible corrigée par le destinataire (ceci n'est possible que dans le cas où il n'y a qu'une seule erreur dans la trame).

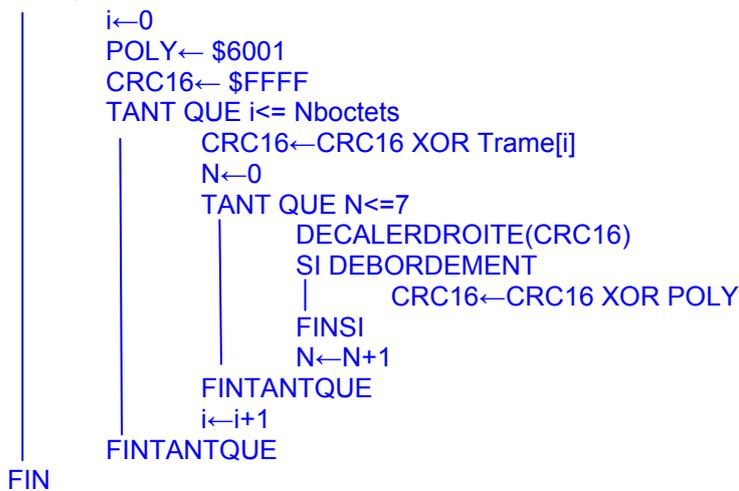
- h) **Donnez en langage formel de type algorithmique la méthode permettant d'évaluer le CRC d'une trame Modbus dont le principe est fourni en annexe.**

Donnée en entrée : Trame [Nboctets]

Donnée en sortie : Valeur sur 16 bits de CRC16

EVALLCRC(Trame, CRC16)

DEBUT



A.3 Le sous-système Valise

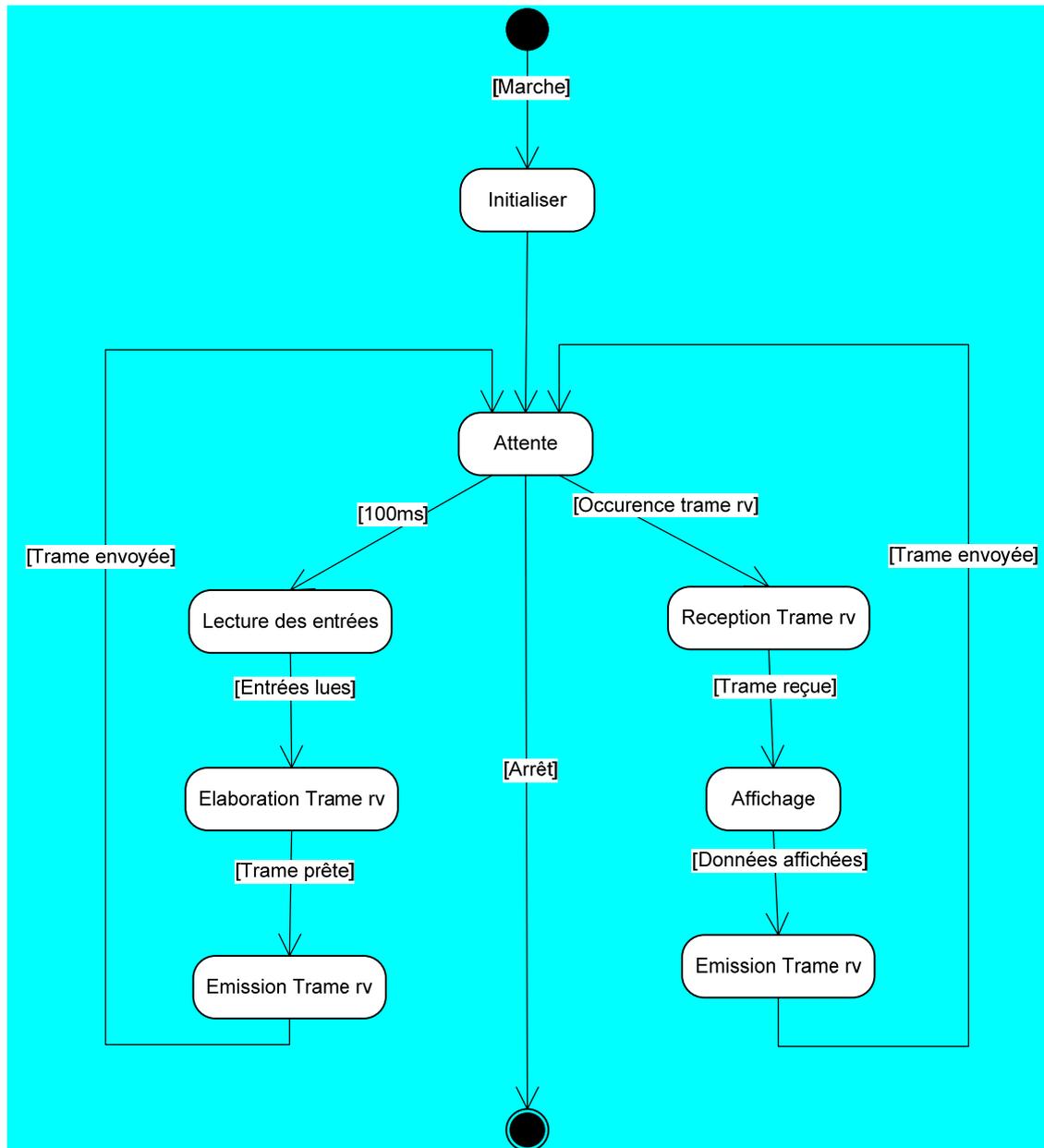


Q6. Analyse de la valise

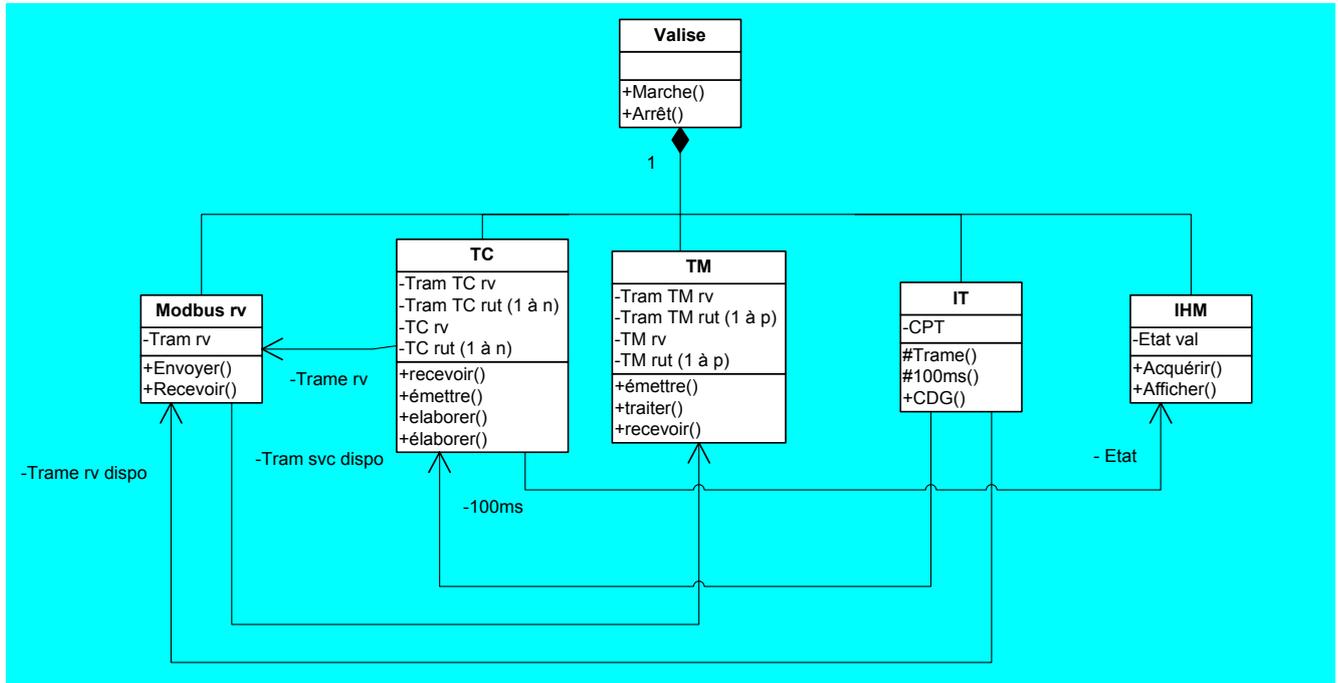
Pour ce sous-système dont le diagramme de contexte est fourni dans la présentation et en vous aidant de la description du sous système robot :

/ Les variantes par rapport au logiciel étudié du robot sont liés au fait que le logiciel de la valise gère l'interface homme machine (entrées TOR , sorties TOR, et entrées analogiques), et non le dialogue avec les RUT. Pour ce qui concerne le dialogue RV il est pratiquement équivalent du point de vue modèle.*

i) Etablir le diagramme état/transition spécifiant le comportement de la classe générique valise.



j) Etablir le diagramme des classes du logiciel de gestion de la Valise.



A.4 Un contexte temps réel

L'analyse du logiciel du robot fait apparaître dans le diagramme état/transition qu'il peut y avoir parallélisme de fonctionnement donc concurrence entre deux séquences initiées d'une part par l'état "Traitement/Elaboration Trame rut" d'autre part par l'état "Réception Trame rv".

Q7. Nous nous trouvons face à un problème de gestion multitâche concurrente qui ne peut être traité de manière triviale.

k) **Comment envisagez-vous de traiter un tel problème ? Indiquer les critères de choix permettant de gérer ce problème.**

La problématique principale dans un contexte multitâche c'est celui de la hiérarchisation, c'est à dire définir la priorité entre les tâches .

Les critères sont liés au fait qu'il faut comparer l'importance de plusieurs choses

l) **Déterminer quels vont être les états qui pourront être mis en séquence dans une même unité d'exécution (Tâche ou Thread).**

Il faut comparer l'importance de trois séquences :

Le "Traitement/Elaboration Trame rut" , "Emission Trame rut"

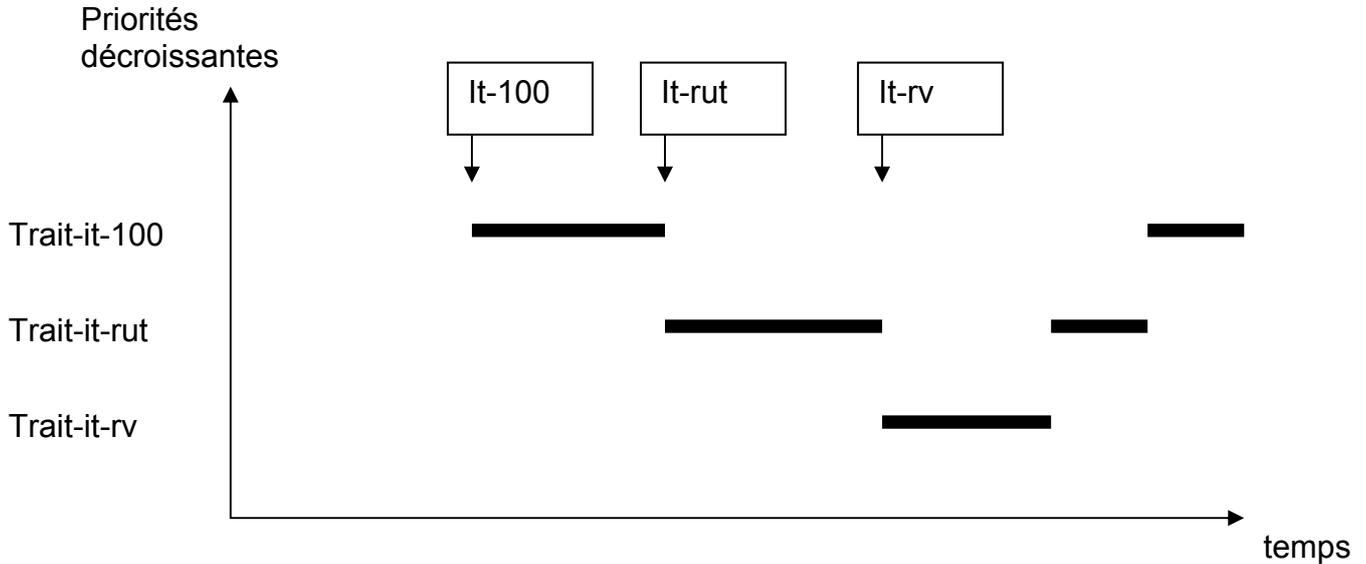
La "Réception Trame rv", "Traitement/Elaboration Trame rv", "Emission Trame rv"

l'arrivée d'une trame d'acquiescement rut, "Réception Trame rv".

m) **Déterminer les priorités respectives de chacune des unités d'exécution.**

Il paraît évident que le dialogue robot valise doit être privilégié, puis l'envoi périodique des informations rut, l'acquiescement rut sera traité en dernier lieu

- n) Donner le chronogramme d'exécution de chacune de ces unités.
- o) Qu'attendez-vous du mécanisme de séquençage des unités d'exécution ?



A.5 Exploitation pédagogique

Elaboration des documents de présentation d'un système

Il est envisagé d'exploiter ce système afin d'illustrer les concepts mis en jeu dans les unités d'entrées sorties d'une part, dans la transmission des données d'autre part. Dans cette partie, il est demandé au candidat de préparer l'analyse du sous-système Valise et de prévoir les documents de présentation associés. Le public sera choisi dans des sections de STS IRIS. Ces documents pourraient être utilisés lors de différentes séquences d'enseignement.

Q8. A partir du diagramme de contexte fourni dans la présentation, faire la mise en situation générale (c'est-à-dire restreindre et délimiter le système étudié pour illustrer un ensemble de concepts, définir le système dans son contexte).

/ Il est absolument indispensable à ce niveau de faire abstraction du Robot et de ne le considérer que comme un simple acteur extérieur au système qui reçoit et produit des trames. */*

Q9. Élaborer les principaux schémas de présentation associés (schémas fonctionnels, schéma d'architecture matérielle, diagrammes UML, algorithmes, etc.).

/ Le travail abordé à la question Q7 devait considérablement aider à cerner les points essentiels du modèle qui aurait dû être complété par des diagrammes de séquence, concernant la problématique des Entrées/sorties à destination de l'utilisateur */*

Q10. Expliciter les caractéristiques principales retenues pour encadrer le travail des élèves (caractéristiques fonctionnelles, matérielles ou comportementales, liées au système étudié).

/ S'ouvriraient plusieurs pistes d'études pour les élèves, les Entrées TOR, Les Sorties TOR, les Entrées analogiques, L'affichage de la Télémétrie, La communication CAN sur medium hertzien (déjà largement abordée dans le sujet)*

*Cette préparation doit se faire dans le cadre du référentiel de la section concernée et doit être positionnée dans la progression d'une telle section. */*

Attentes du jury

Pour les documents de présentation réclamés, on attend une production maximale de 4 pages format A4.

Critères d'évaluation du candidat :

- L'exactitude technique des documents présentés et le respect du système proposé,
- La pertinence pédagogique de la mise en situation choisie et des caractéristiques principales retenues,
- La cohérence et la pertinence pédagogique des représentations utilisées au niveau choisi,
- La pertinence des choix des travaux proposés et des résultats attendus des élèves,
- La qualité des descriptions et des explications proposées (exactitude technique, précision et concision, expression écrite, adéquation par rapport au contexte).

B ANALYSE DE LA TRANSMISSION DES DONNEES

B.1 Etude du principe de modulation du MODEM

On souhaite étudier le principe de modulation et de codage des données binaires afin de caractériser les contraintes à prendre en compte pour la reconstruction du message par le récepteur.

On rappelle que les échanges de données numériques entre la Valise et le Robot se font en half-duplex.

On note $m(t)$ le signal binaire modulant (signal informatif à transmettre).

Hypothèses simplificatrices :

- Dans la suite, sauf indication contraire, on suppose les transitions de fréquence instantanées lors d'un changement d'état logique du signal modulant (on néglige notamment le temps de réponse et les régimes transitoires du synthétiseur de fréquence).
- On considère que l'amplitude du signal $m(t)$ a la valeur unité ($M_{\max} = 1$ V) lorsque le bit à transmettre est un 1 logique et une amplitude nulle lorsque le bit à transmettre est un 0 logique.

Q11. Généralités

- a) *Identifier les fonctions principales de l'unité mobile impliquées directement dans l'échange de données numériques par voie hertzienne.*

FP1 et FP2.

- b) *Rappeler les contraintes temporelles associées à une transmission HALF-DUPLEX.*

Une émission et une réception ne peuvent avoir lieu simultanément, ainsi, à un instant donné, soit le système est en réception, soit il est en émission.

A la mise en service, puis lors du fonctionnement du système, il faut établir un état « repos », puis une séquence de changement de mode (établie par un protocole) pour rendre des échanges de données possibles. L'un des appareils étant par défaut en mode réception, l'autre appareil étant en émission.

c) Identifier le modulateur / démodulateur intégré chargé de la transmission HF.

Il s'agit de l'AT86RF211

d) Compléter le tableau du document réponse DR1, en indiquant pour chaque signal de l'interface numérique du CI concerné, son rôle, sa direction, puis indiquer la fonction des différents bus associés.

Nom du signal	Rôle du signal	Direction entrée/sortie	Rôle du bus associé
DATAMSG	Les données démodulées	Bidirectionnel (entrée si émission ou sortie si réception)	Lecture / écriture des données à émettre ou reçues par voie radio
DATACLK	Signal d'horloge, permettant de synchroniser de décoder les données reçues	sortie	
SLE	Sélection boîtier	entrée	BUS de configuration synchrone
SCK	Horloge de synchronisation des échanges	entrée	
SDATA	Données à lire ou à écrire	Entrée/sortie	

Q12. Expression du signal modulé

L'expression de la porteuse est : $V_p(t) = V_{max} \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_0)$.

a) Donner l'expression générale du signal $V_m(t)$ modulé en fréquence par un signal $m(t)$ faisant apparaître le terme Δf où,

$\Delta f = f_1 - f_0$ où f_1 est la fréquence associée à $m(t)=1$ et f_0 , la fréquence associée à $m(t)=0$.

$$V_m(t) = V_{max} \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t + 2\pi \cdot K \cdot \int m(t) \cdot dt + \varphi_0)$$

Avec K : taux de modulation

Ici $m(t)$ ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1), auxquels sont associés deux fréquences, fixant ainsi la valeur de K : $K = \Delta f$

On peut donc écrire :

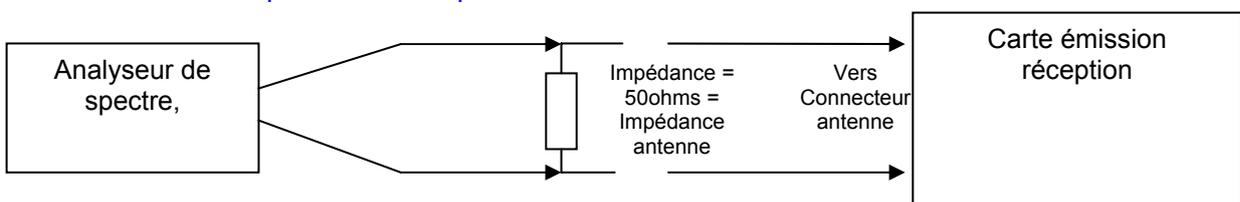
$$V_m(t) = V_{max} \cdot \sin(2\pi \cdot (f_0 + m(t) \cdot \Delta f) \cdot t + \varphi_0)$$

En utilisant la formule trigonométrique $\sin(a+b) = \sin a \cdot \cos b + \cos a \cdot \sin b$ on obtient une expression permettant de mettre en évidence les termes de fréquence variable et les termes de fréquence constante :

$$V_m(t) = V_{max} \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \cos[2\pi \cdot m(t) \cdot \Delta f \cdot t] + V_{max} \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \sin[2\pi \cdot m(t) \cdot \Delta f \cdot t]$$

b) Proposer une méthode de mesure permettant de relever le spectre COMPLET du signal modulé. Proposer un schéma en faisant apparaître les appareils utilisés et leur branchement sur la carte de l'émetteur. Quelle doit être la contrainte sur $m(t)$ pour visualiser ce spectre ?

Le signal $m(t)$ doit être considéré comme aléatoire, avec une succession de 0 et de 1 afin de ne pas avoir une seule fréquence sur le spectre :



On charge la sortie antenne par une impédance ayant la même valeur que celle de l'antenne, normalement positionnée, on vient placer la sonde HF de l'analyseur de spectre sur cette impédance (sonde HF afin de ne pas modifier l'impédance vue de la sortie), il faut un analyseur de spectre capable de mesurer les hautes fréquences (500MHz de bande passante par exemple...)

Dans tous les cas de figure, la mesure reste délicate.

Dans la suite $\varphi_0=0$.

Q13. Etude du codage de l'élément binaire utilisé pour le signal modulant

On note T_b le temps de transmission d'un bit fixant ainsi le rythme binaire du signal modulant.

Hypothèse simplificatrice : On suppose équiprobable l'apparition d'un 1 ou d'un 0 sur le signal modulant noté $m(t)$ (considéré comme un signal aléatoire à nombre d'états finis) pendant T_b , de plus, on suppose $m(t)$ stationnaire et ergodique d'ordre 2.

- a) **Quelle est alors la relation liant la densité spectrale bilatérale d'énergie normalisée du signal $m(t)$, noté $G(f)$ à sa fonction d'auto-corrélation (ici égal à sa covariance) noté $\Phi_{mm}(\tau)$ (où τ représente le retard de corrélation $(-\infty < \tau < +\infty)$). Donner le nom de ce théorème.**

La relation de **Wiener-Kintchine** nous dit que la transformée de Fourier de la fonction d'auto corrélation (ou de la covariance d'un signal aléatoire ergodique et stationnaire d'ordre 2) est égale à la densité spectrale d'énergie de ce signal :

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{mm}(\tau) \cdot e^{-j.2\pi.f.\tau} \cdot d\tau$$

- b) **Donner la définition de la fonction d'auto corrélation de $\Phi_{mm}(\tau)$ en fonction de $m(t)$ et τ .**

On définit $P1(\tau)$ la probabilité que $m(t).m(t - \tau) = 1$ dans l'intervalle de temps $[t_0, t_0 + \tau]$, où t_0 représente l'origine de temps des réalisations de $m(t)$ (t_0 correspond donc toujours au début de la transmission d'un caractère).

On rappelle que la probabilité ($P0(\tau)$) d'avoir $m(t).m(t - \tau) = 0$ dans le même intervalle de temps est alors égale à $(1 - P1(\tau))$.

On peut montrer que la relation définissant la fonction d'auto corrélation $\Phi_{mm}(\tau)$ de $m(t)$ peut se mettre sous la forme $\Phi_{mm}(\tau) = P1(\tau)$ si l'on considère qu'aucune puissance n'est contenue dans le signal $m(t)$ lorsque $m(t)=0$.

$$\Phi_{mm}(\tau) = \frac{1}{T} \int_T m(t).m(t - \tau).dt$$

- c) **Compléter le tableau du document réponse DR2 en explicitant la valeur de $P1(\tau)$ et de $\Phi_{mm}(\tau)$ pour les intervalles de temps indiqués.**

Intervalles de temps	$P1(\tau)=\Phi_{mm}(\tau)$
$t \in [t_0, t_0 + \tau]$ avec $ \tau > T_b$	1/4
$t \in [t_0, t_0 + \tau]$ avec $0 < \tau < T_b$	$\tau / (4T_b)$
$t \in [t_0 + \tau, t_0 + T_b]$ avec $0 < \tau < T_b$	$(T_b - \tau) / (2T_b)$

- d) **Montrer que $\Phi_{mm}(\tau)$ peut se mettre sous la forme**

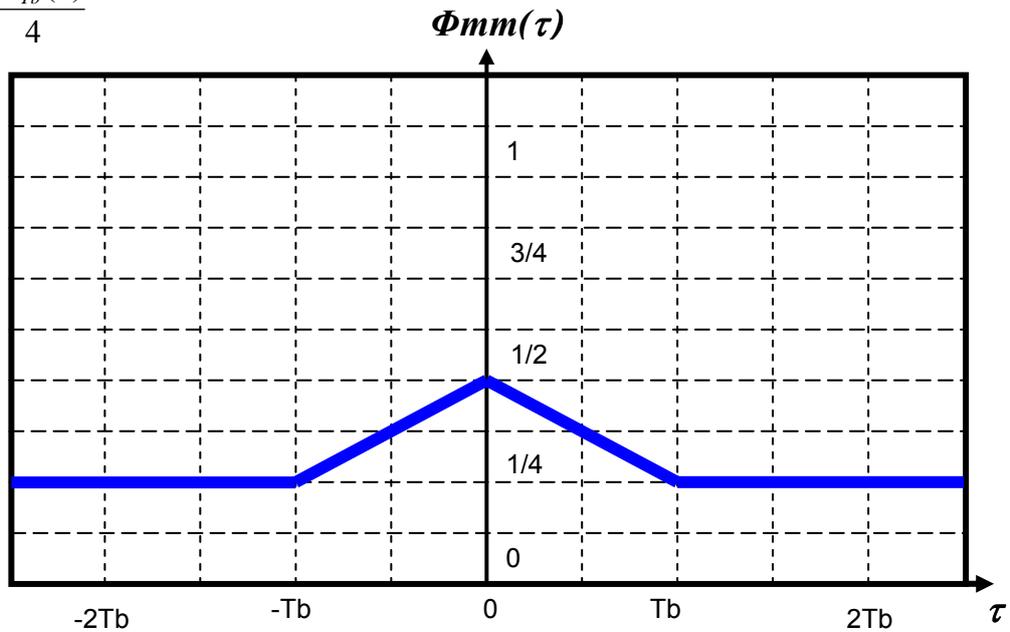
$$\Phi_{mm}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{\text{Tri}_{Tb}(\tau)}{4} = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \left(2 - \frac{\tau}{Tb} \right)$$

en fonction de τ et Tb pour toute la plage de variation de τ

$(-\infty < \tau < +\infty)$ puis tracer $\Phi_{mm}(\tau)$.

Pour toute la plage de variation, il suffit de faire la somme des cas précédent, en remarquant, que m étant réel, la fonction d'auto corrélation est paire. Ainsi, on peut donc écrire que

$$\Phi_{mm}(\tau) = \frac{1}{4} + \frac{\text{Tri}_{Tb}(\tau)}{4}$$

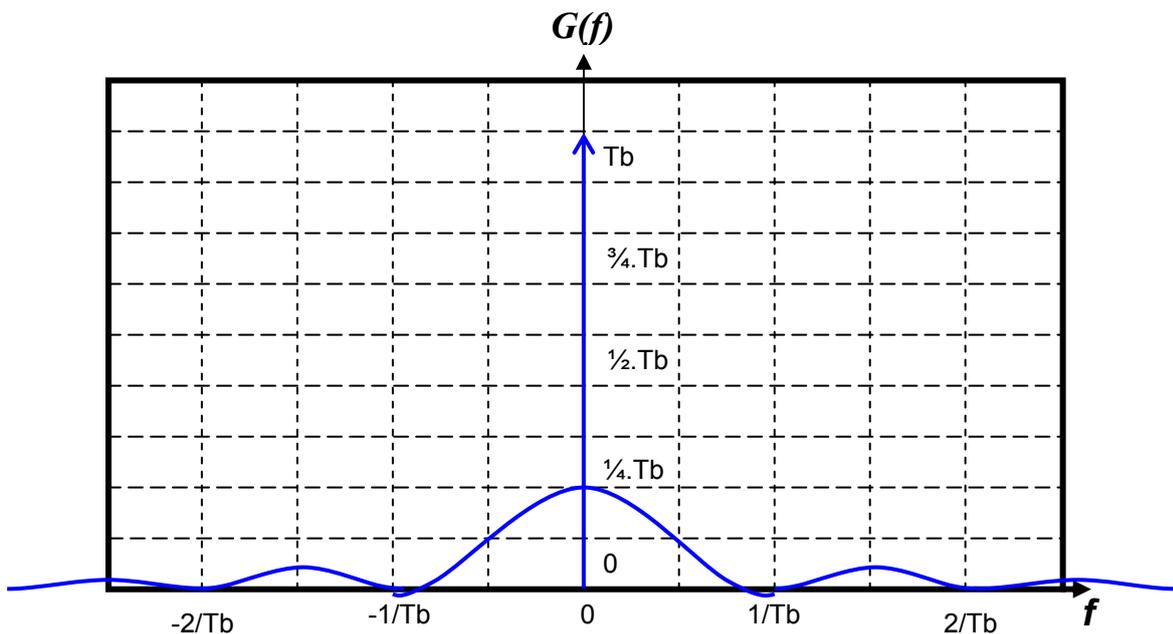


e) Exprimer $G(f)$ puis tracer cette fonction sur le document réponse DR3.

$$G(f) = (\text{TF}(\text{Rect}_{Tb/2}(\tau)) \times \text{TF}(\text{Rect}_{Tb/2}(\tau))) / 4Tb + \delta(f)/4$$

$$\text{TF}(\text{Rect}_{Tb/2}(\tau)) = Tb \text{ sinc}(\Pi.f.Tb)$$

$$G(f) = \delta(f)/4 + Tb.\text{sinc}^2(\Pi.f.Tb)/4$$



Q14. Analyse des résultats et conséquences de ce type de codage

On se place en sortie du démodulateur, où l'on se propose d'étudier les contraintes de décodage du signal $m(t)$.

- a) *A partir de la représentation graphique de $G(f)$, indiquer si il est possible d'isoler la fréquence associée au rythme binaire T_b par un simple filtrage fréquentiel. A partir de l'expression de $G(f)$, justifier ce résultat. Expliquer l'intérêt que peut présenter ce type d'opération.*

Il est impossible d'isoler la fréquence associée au rythme binaire T_b , car on peut voir sur le graphe que la densité spectrale d'énergie est nulle pour tous les multiples entiers des fréquences $1/T_b$, ceci implique qu'un filtrage passe bande (qui est une opération relativement simple à réaliser avec des structures électroniques classiques) de l'une de ces fréquences fournira une tension nulle.

Démonstration :

Si K_b est un entier quelconque différent de 0 :

$$\text{sinc}^2(\pi.K_b.T_b/T_b) = \text{sinc}^2(\pi.K_b) = 0.$$

L'intérêt de ce type d'opération est de permettre au récepteur de reconstruire le rythme binaire à partir du signal informatif, sans avoir recours à un autre moyen de synchronisation des données.

- b) *Déduire le paramètre commun, dépendant de T_b à fixer obligatoirement sur le récepteur et sur l'émetteur pour rendre la transmission de donnée cohérente.*

Afin de permettre au récepteur de délimiter les informations binaires dans le signal qu'il reçoit, il faut donc indiquer le débit binaire. Ce paramètre, exprimé en bauds ou en bits par secondes doit donc être indiqué au récepteur.

- c) *Montrer que le résultat précédent peut être également appliqué aux liaisons RS485 utilisés pour le réseau MODBUS RTU du robot.*

Le protocole MODBUS prévoit en effet pour son implémentation sur liaison série asynchrone (RS485), la configuration du débit binaire, qui doit être identique pour toutes les stations connectées au BUS. Un bit est en effet représenté par une différence de potentiel entre les deux lignes Tx+ et Tx-. Ce qui correspond à un codage NRZ, les mêmes contraintes s'appliquent donc.

- d) *Quel avantage offre le codage Manchester au regard du codage exploité dans ce système ? Quelle application directe de cet avantage est utilisée dans les réseaux Ethernet ? Justifier et donner un cas concret.*

Le code Manchester permet de différencier un 1 logique d'un zéro logique en s'aidant du type de front associés, par construction, à leurs motifs respectifs (fronts montant ou descendant), ainsi, ce front, présent pour chacun bit permet par filtrage passe bande de synchroniser une PLL sur le débit binaire afin d'aider le récepteur à décoder le message binaire.

Cet avantage, permet par exemple, aux stations connectées à un réseau Ethernet de se synchroniser automatiquement, par décalage séquentiel de la fréquence d'accord de la PLL destinée à reconstruire le débit binaire, sur le débit de la station émettrice d'une trame.

C'est pour cette raison que l'on peut connecter des périphériques Ethernet 10Mbits sur un réseau Ethernet 100Mbits ou Gigabits Ethernet.

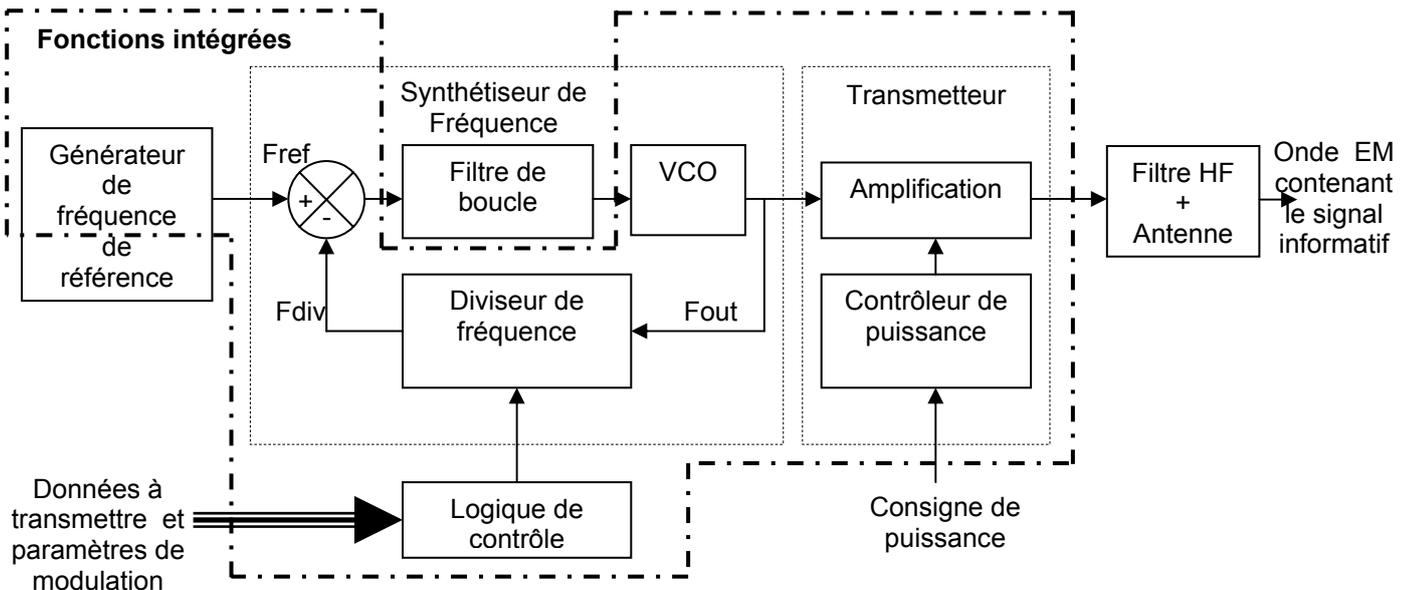
B.2 Etude du modulateur intégré

On s'intéresse au modulateur de fréquence intégré au circuit identifié précédemment.

Hypothèse simplificatrice : Sauf indication contraire, l'étude des différents éléments se fera autour du point de fonctionnement nominal, boucle verrouillée.

Q15. Etude de la structure du modulateur

Schéma bloc du modulateur de fréquence



a) **Quel est le rôle du synthétiseur de fréquence ? Rappeler le nom de la structure utilisée pour le réaliser, puis expliciter brièvement le rôle de chacune des fonctions qui le compose.**

Le synthétiseur de fréquence permet de produire à partir d'une unique fréquence de référence plusieurs autres fréquences.

La structure utilisée pour réaliser le synthétiseur étudié ici, est une boucle à verrouillage de phase (PLL).

L'architecture fonctionnelle de ce synthétiseur fait donc apparaître :

- **Un comparateur de phase, chargé de produire un signal informatif proportionnel à la différence de phase instantanée.**
- **Un filtre de boucle, chargé de piloter de manière optimale, au sens des asservissements, le VCO afin de conférer à la PLL le comportement souhaité.**
- **Un VCO, chargé de produire une fréquence variable en fonction de la tension fournie par le filtre de boucle. Le VCO peut produire des fréquences bien différentes de la fréquence de référence.**
- **Un diviseur de fréquence programmable, qui permet de produire un signal dont la fréquence de sortie soit proportionnelle à la fréquence de sortie du VCO. En modifiant la valeur du coefficient de proportionnalité, il est possible d'obtenir une stabilisation de la boucle de phase autour d'une fréquence qu'il est possible de choisir.**

Ce type de structure permet d'obtenir par simple changement de valeur de division une large plage de fréquences distinctes, à partir d'une unique fréquence de référence.

Par ailleurs la stabilité de chacune des fréquences synthétisées ne dépend pratiquement que de la précision de la fréquence de référence, permettant ainsi d'optimiser considérablement les performances de la PLL et de simplifier l'intégration et les problèmes de CEM en limitant les sources de fréquences.

b) Pour quelle raison la donnée à transmettre a-t-elle une action sur le diviseur de fréquence ? Expliquer simplement le fonctionnement du modulateur de fréquence en faisant intervenir le signal modulant $m(t)$.

Pour produire un signal modulé en fréquence, il est donc, possible, grâce à la structure précédemment présentée, de faire varier la fréquence en modifiant le coefficient de division du diviseur de fréquence.

Ainsi, si le signal modulant $m(t)$ agit, sur la facteur de pré division de fréquence, on obtient bien un comportement de modulateur de fréquence. Ce constat est d'autant plus vrai que si $m(t)$ est un signal binaire, le nombre de facteur de division de fréquence possible, se limite à deux valeurs distinctes, l'une permettant d'obtenir la fréquence F_0 et l'autre la fréquence F_1 .

c) Donner et expliquer la structure d'une trame destinée au paramétrage du Circuit intégré étudié ici en provenance du microcontrôleur. Expliciter le principe de transmission entre le microcontrôleur et le circuit étudié.

Une trame de paramétrage permet de modifier ou de lire le contenu de l'un des registres de paramétrage du RF211, Chaque registre est repéré par une adresse, l'adresse d'un registre est codée sur 4 bits,

Un bit R/W permet de distinguer une opération d'écriture d'une opération de lecture.

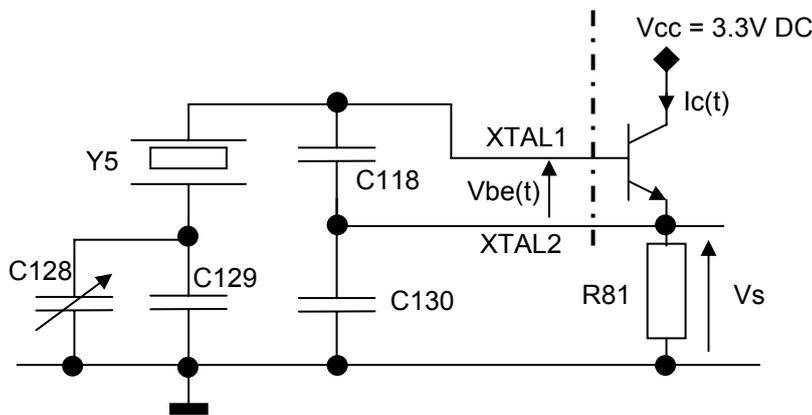
Le nombre de bits d'un registre peut varier, ainsi pour un registre donné, il faut transmettre le nombre de bit correspondant.

La transmission se fait comme indiqué précédemment en mode synchrone, le microcontrôleur étant maître du signal d'horloge de synchronisation.

(cf. annexes pour la structure de la trame)

Q16. Étude du générateur de fréquence de référence

On donne le schéma simplifié du générateur de fréquence de référence (les composants internes au CI utiles à la polarisation du transistor n'apparaissent pas) :



Correction du sujet d'électronique (agrégation Interne 2006)

Pour le point de polarisation choisi qui impose V_{be0} et I_s (courant de saturation du transistor), lorsque les oscillations existent à la fréquence f_0 on admet que la tension $V_{be}(t)$ peut s'écrire sous la forme :

$$V_{be}(t) = V_{be0} + V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

- a) *Montrer que la relation liant le courant collecteur (noté $I_c(t)$) à la tension $V_{be}(t)$ peut s'écrire sous la forme suivante en explicitant les différents termes. Préciser l'ordre de grandeur de V_T pour une température de 300 K. Justifier.*

$$I_c(t) = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{be0}}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_1 \cdot \cos(\omega_0 t)}{V_T}\right) = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{be0}}{V_T}\right) \cdot \sum_n a_n \cdot \cos(n\omega_0 t)$$

Il est admis que le comportement du courant collecteur d'un transistor bipolaire est lié à la tension Base – Emetteur par la relation suivante :

$I_c(t) = I_s \times \exp(V_{be}(t)/V_t)$ où :

V_{be} est la tension base – émetteur,

I_s est le courant de saturation de jonction,

V_t est la tension de jonction, qui dépend essentiellement pour un transistor donné, de la température de jonction, exprimée en ° Kelvin. V_t est classiquement de l'ordre de 25mV.

Ainsi, si $V_{be}(t) = V_{be0} + V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$

On peut écrire

$$\begin{aligned} I_c(t) &= I_s \times \exp(V_{be}(t)/V_t) = I_s \times \exp((V_{be0} + V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)) / V_t) \\ &= I_s \times \exp(V_{be0} / V_t) \times \exp(V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) / V_t) \end{aligned}$$

Or, le terme variable $f(t) = \exp(V_1 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) / V_t)$ est une fonction périodique du temps, qui peut être décomposé en séries de Fourier.

C'est une fonction paire (car $f(t) = f(-t)$), ainsi, seuls les termes en cosinus de la décomposition en séries de Fourier peuvent être non nuls.

Ainsi, on voit apparaître une suite de terme qui s'expriment avec des fonctions de Bessel.

Pour $n=0$:

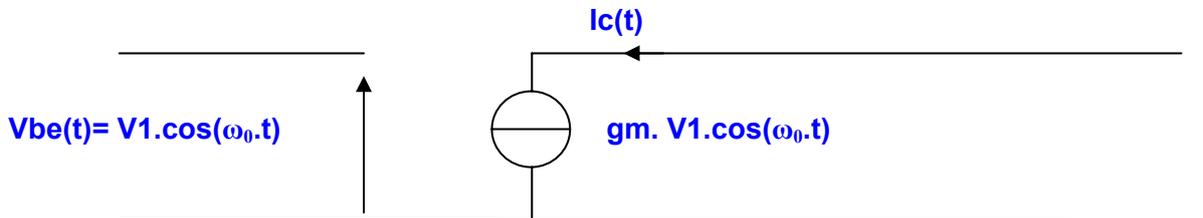
$$a_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)} \cdot d\omega_0 t = I_0(x) \quad \text{Ce terme est constant !}$$

pour $n>0$, on a :

$$a_n(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)} \cdot \cos(n \cdot \omega_0 t) \cdot d\omega_0 t \quad \text{Ce terme fait apparaître des}$$

pulsations multiples de la pulsation ω_0 .

- b) *Etablir le schéma équivalent en petits signaux du transistor bipolaire (sans faire apparaître les impédances parasites) et montrer qualitativement que ce modèle peut alors être considéré comme un amplificateur à transconductance de facteur d'amplification noté g_m dans certaines conditions qu'il est demandé d'expliciter.*



On note que le terme V_{be0} est négligé en petits signaux, car il s'agit là d'une composante continue
Si le transistor est utilisé dans un circuit très sélectif pour la fréquence f_0 , alors, le transistor permet d'amplifier en courant le terme de fréquence fondamentale, cette amplification de transconductance peut alors être noté g_m , et est constant pour un point de polarisation et une température de fonctionnement donné.

En effet, les termes d'amplification faisant apparaître un multiple de f_0 sont fortement atténués, et peuvent apparaître négligeables. Autrement dit les non linéarités du transistor sont négligées.

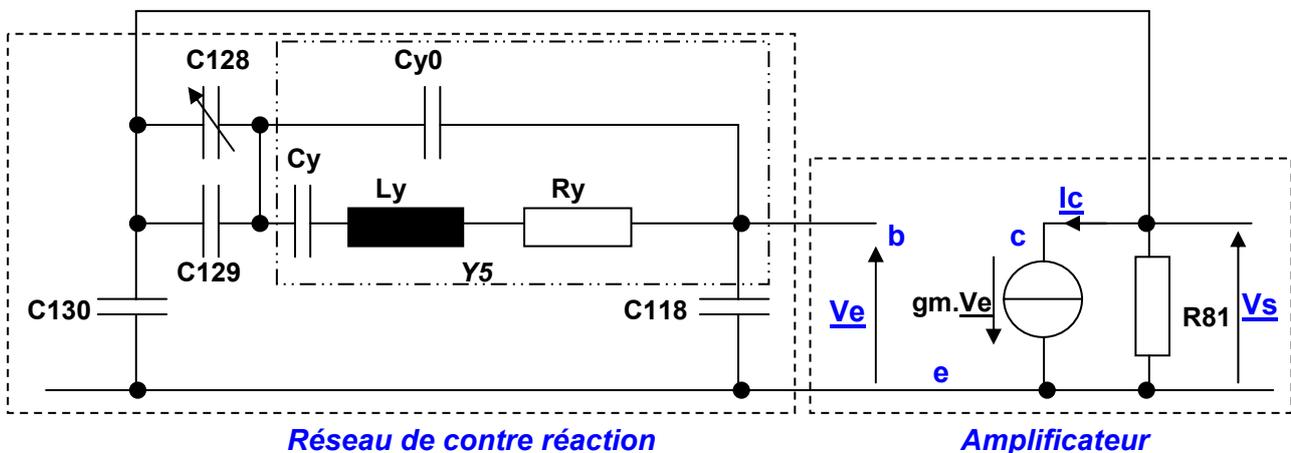
On constate que pour le schéma étudié, on est dans ce cas de figure, car le quartz se comporte comme un filtre passe bande sélectif à très grand coefficient de qualité.

Ainsi, le courant I_c est donc considéré comme proportionnel à V_1 pour la fréquence f_0 , ceci caractérise bien un amplificateur à transconductance de facteur g_m .

- c) *Donner le nom du type d'oscillateur utilisé ici. En utilisant le modèle du transistor qui vient d'être établi, donner le schéma équivalent de ce montage pour les petits signaux. Faire clairement apparaître le modèle équivalent du quartz).*

Il s'agit d'un oscillateur colpitts à transistor bipolaire monté en collecteur commun.

Schéma équivalent en petits signaux :



Où L_y , R_y et C_y constituent les éléments du modèle équivalent de la branche motionale du quartz, et C_0 la sa capacité parallèle.

- d) *Mettre en évidence la chaîne d'amplification ainsi que le réseau de contre-réaction.*

Dans la suite, on négligera les éléments modélisant les pertes du quartz.

Correction du sujet d'électronique (agrégation Interne 2006)

On donne les valeurs numériques des éléments de la branche série du quartz :

$L_y = 0,00804 \text{ H}$, $C_y = 30 \text{ fF}$.

Pour la branche parallèle : $C_{yp} = 8 \text{ pF}$

- e) *Quel est obligatoirement le type d'impédance du quartz pour que les oscillations existent ? Justifier votre réponse en exploitant les modèles équivalents des questions précédentes.*

On rappelle que pour un quadripôle en PI composé uniquement de composants réactifs (selfs ou capacités), il suffit d'écrire que la somme des réactances est nulle pour que la partie imaginaire de l'impédance équivalent d'entrée du quadripôle soit nulle (impédance vue par la sortie de l'amplificateur de l'oscillateur).

Le quartz doit présenter une impédance de type inductive. Ceci afin de pouvoir annuler la réactance du quadripôle en pi de contre réaction, qui ici n'est modélisé que par des capacités pures ! Cette réactance étant nulle pour une pulsation donnée, le circuit peut entrer en oscillation à condition que la condition d'amplification et de non linéarité sans mémoire de l'amplificateur soit remplie (non linéarité permettant de limiter le pompage)

- f) *Exprimer littéralement la fréquence d'oscillation en fonction des éléments du montage. Montrer que cette fréquence est réglable. Calculer numériquement les extrema de réglage de cette fréquence.*

Après avoir écrit que la somme des réactances est nulle puis après résolution de l'équation de type $a \cdot \omega_0^2 = b$, où ω_0 représente la pulsation de résonance, on obtient :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(C_y + C_{yp}) \cdot \{(C_{118} + C_{130}) \cdot (C_{128} + C_{129}) + C_{118} C_{130}\} + C_{118} C_{130} \cdot (C_{128} + C_{129})}{L_y C_y \cdot \{C_{yp} \cdot [(C_{118} + C_{130}) \cdot (C_{128} + C_{129}) + C_{118} C_{130}] + C_{118} C_{130} \cdot (C_{128} + C_{129})\}}}$$

Pour $C_{128} = 6,5 \text{ pF}$ on obtient $\omega_0 = 64\,434\,793 \text{ rad/s} \Rightarrow f_0 = 10\,255\,115 \text{ Hz}$

Pour $C_{128} = 30 \text{ pF}$ on obtient $\omega_0 = 64\,424\,541 \text{ rad/s} \Rightarrow f_0 = 10\,253\,484 \text{ Hz}$

- g) *On souhaite régler manuellement la fréquence d'oscillation du montage à l'aide d'un oscilloscope. Proposer une méthode de réglage, faisant apparaître le mode opératoire, ainsi que l'ensemble des appareils de mesures utilisés. On veillera à exposer clairement les précautions à prendre pour effectuer cette opération. Proposer un schéma représentant le circuit de mesure.*

On prélève la tension aux bornes de R81, à l'aide d'un oscilloscope numérique ou un analyseur de spectre équipé de sondes HF avec une résistance interne élevée (>100 Mohms) et une très faible capacité parasite (<0,1 pF), afin de limiter l'effet de la mesure sur la fréquence d'oscillation.

Mode opératoire :

- 1) positionner le CI sur un support antistatique, si possible à l'abri des champs HF proches de f utilisés ou mesurées, Mise à la masse de la carte,
- 2) Décharge électrostatique des appareils, et CI
- 3) positionner appareils de mesure et sondes
- 4) mise sous tension appareils de mesure
- 5) Alimenter la carte, vérifier tension d'alimentations, et stabilisation de la tension
- 6) Attente de stabilisation de fréquence et mise en T°
- 7) Mesures
- 8) Réglages, calculs des tolérances de mesures, estimation des déviations engendrées par appareils de mesure
- 9) Compensation des réglages en accord avec calculs précédents.
- 10) Relevés et synthèse.

Q17. Étude du synthétiseur de fréquence

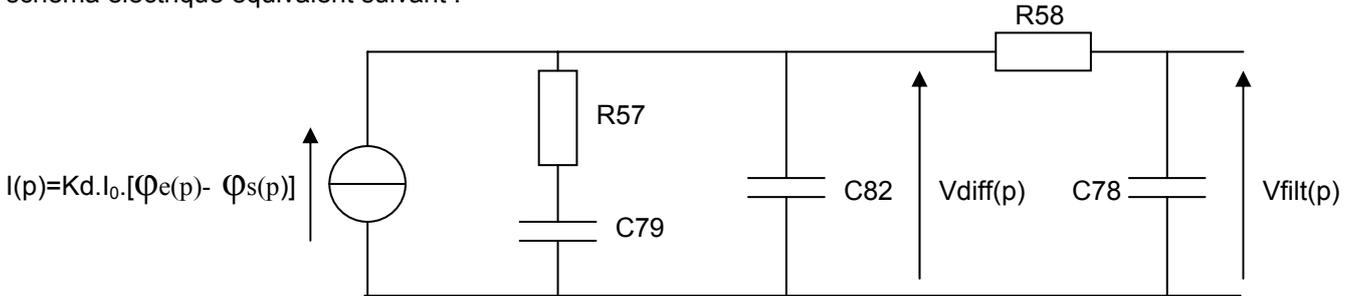
On cherche à évaluer le rythme binaire maximum du signal modulant en analysant la fonction de transfert du synthétiseur de fréquence.

Le comparateur de phase à pompe de charge est chargé par le filtre placé entre les broches 41 (FILT1) et 42 (VCON) (Par souci de clarté, le modèle du générateur de courant a été simplifié).

Le développement de Taylor de l'expression liant la fréquence en sortie du VCO (f_{OUTVCO}) à sa tension de commande (V_{VCO}) autour du point de fonctionnement est donné ci-dessous :

$$f_{OUTVCO} = f_{VCO0} + K_{VCO} \cdot V_{VCO} \quad \text{où } K_{VCO} = 2,67 \text{ MHz.V}^{-1}, f_{VCO0} = 433 \text{ MHz.}$$

On modélise, dans l'espace de Laplace, l'ensemble comparateur de phase – filtre de boucle avec le schéma électrique équivalent suivant :



Avec :

$$Kd.I_0 = 225 \cdot 10^{-6} \text{ A/rad,}$$

$\Phi_e(p)$: la phase instantanée du signal d'entrée,

$\Phi_s(p)$: la phase instantanée du signal de sortie de la boucle

$V_{filt}(p)$: la tension de sortie de l'ensemble comparateur de phase – filtre de boucle.

- a) Exprimer littéralement $V_{filt}(p)$ en fonction de $\Phi_e(p) - \Phi_s(p) = \Delta\Phi(p)$ et des éléments du montage puis donner la fonction de transfert correspondante sous forme canonique et numérique.**

$$T_{filt}(p) = \frac{V_{filt}(p)}{\varphi_e(p) - \varphi_s(p)} = \frac{kd \cdot I_0}{p \cdot (C_{79} + C_{82} + C_{78})} \times \frac{(1 + R_{57} \cdot C_{79} \cdot p)}{\left(1 + p \cdot \left(\frac{C_{78} \cdot R_{57} \cdot C_{79} + C_{78} \cdot R_{58} \cdot (C_{79} + C_{82}) + R_{57} \cdot C_{82} \cdot C_{79}}{C_{79} + C_{82} + C_{78}}\right)\right) + p^2 \cdot \left(\frac{C_{78} \cdot R_{58} \cdot R_{57} \cdot C_{82} \cdot C_{79}}{C_{79} + C_{82} + C_{78}}\right)}$$

On montre que la fonction de transfert précédente peut se mettre sous la forme :

$$T_{filt}(p) = \frac{V_{filt}(p)}{\varphi_e(p) - \varphi_s(p)} = \frac{k}{p} \times \frac{(1 + \tau_d \cdot p)}{(1 + \tau_1 \cdot p) \cdot (1 + \tau_2 \cdot p)}$$

On donne :

$$\tau_d \approx 18,48 \mu\text{s}$$

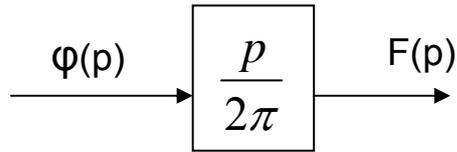
$$\tau_1 \approx 1,722 \mu\text{s}$$

$$\tau_2 \approx 394 \text{ ns}$$

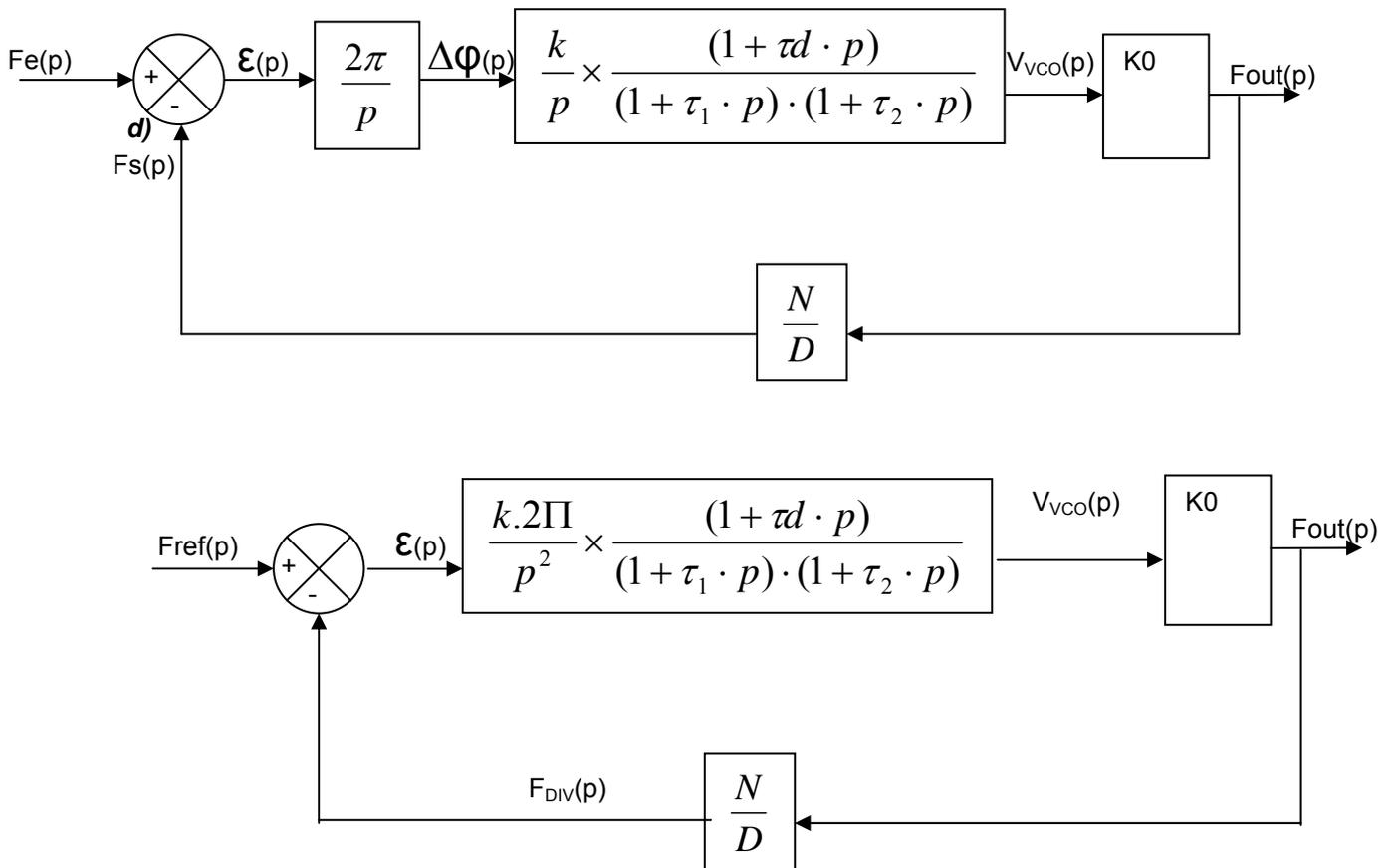
$$k \approx 36,437 \cdot 10^3 \text{ V/rad}$$

Sauf indication contraire, on prendra dans la suite le rapport N/D = 0,02366.

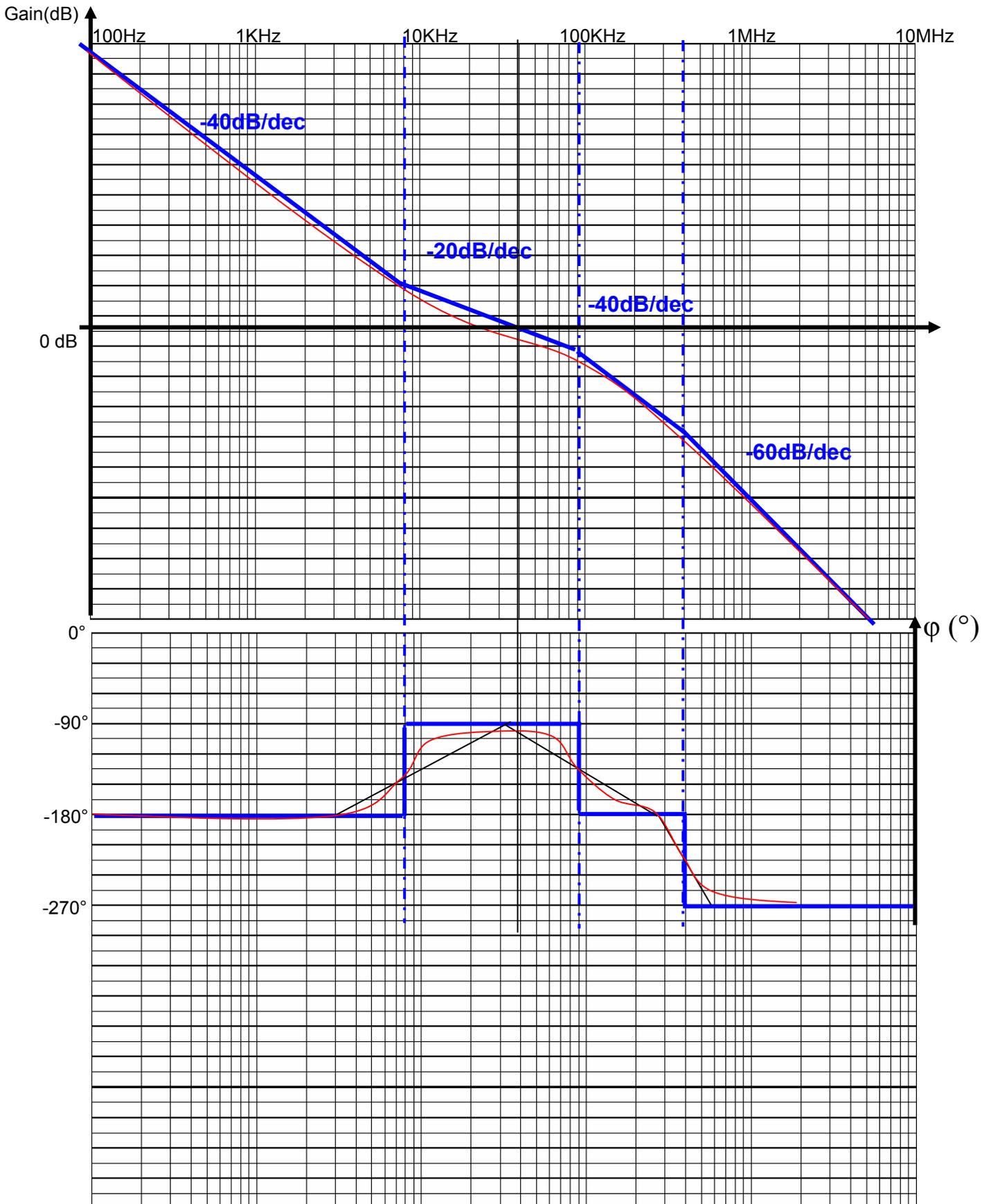
b) Compléter le schéma bloc du document réponse DR4, liant l'expression de la fréquence instantanée $F(p)$ à la phase instantanée $\varphi(p)$. Dans le cas particulier où $f(t) = \text{Constante} = f_c$, exprimer $\varphi(p)$ en fonction $F(p)$.



c) Compléter le schéma – bloc du document réponse DR5 en faisant apparaître les fonctions de transfert.



e) Tracer sur le document réponse DR6, les diagrammes de Bode asymptotiques et approchés de gain et de phase de la fonction de transfert en boucle ouverte $T_{BO}(f) = F_{div}(f) / \mathcal{E}(f)$, puis déterminer graphiquement les marges de phases et de gain ainsi que les fréquences associées à chacune de ces marges. Discuter de la stabilité de la boucle.



Correction du sujet d'électronique (agrégation Interne 2006)

On montre que la fonction de transfert simplifiée en boucle fermée $F_{out}(p)/F_{ref}(p)$ peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{F_{out}(p)}{F_{ref}(p)} = T_{BF}(p) = \frac{D}{N} \frac{(1 + \tau d \cdot p)}{\left(1 + \frac{2m}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right) \cdot (1 + \tau b \cdot p) \cdot (1 + \tau c \cdot p)}$$

$$\tau d \approx 18,48 \mu\text{s}$$

$$\tau b \approx 14,4 \mu\text{s}$$

$$\tau c \approx 382 \text{ ns}$$

$$\omega_0 \approx 344,174 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

$$m \approx 0,636$$

- f) **Expliquer l'influence du polynôme numérateur sur les comportements dynamiques et harmoniques de la boucle. Quelle méthode de correction a été envisagée par le concepteur ? Justifier.**

Le polynôme numérateur permet de :

Assurer la stabilité du système (avance de phase au voisinage du point -1)

Améliorer les performances dynamiques du système par compensation pôle dominant T_b ,

Il s'agit d'une correction par compensation de pôle dominant.

- g) **Déterminer les erreurs statiques, de traînage puis d'accélération du synthétiseur de fréquence. Conclure sur la précision de cet asservissement.**

Equation de l'erreur statique : théorème valeur finale :

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \cdot [F_{out}(p) - F_{ref}(p)] = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot F_{ref}(p) \cdot [T_{BF}(p) - 1]$$

Calcul de l'erreur statique :

Erreur statique = 0 ;

Erreur de traînage = 0

Erreur d'accélération = Cste

Cet asservissement de fréquence est très précis et particulièrement adapté aux brusques transitions.

- h) **On suppose le signal modulant de type binaire. Expliquer brièvement pourquoi le temps de réponse à 1% permet d'approximer le rythme binaire théorique maximum de $m(t)$.**

On suppose que le signal modulant engendre une consigne échelon lors d'une transition binaire. En supposant le synthétiseur stabilisé au bout d'un certain temps en réponse à cet échelon, on peut alors considérer que ce temps correspond au délai minimum séparant deux bits transmis successivement. Un temps de réponse à 1% semble une bonne limite si le discriminateur de fréquence du récepteur utilisé possède une immunité au bruit lui permettant de s'affranchir de cette incertitude.

On montre que la réponse temporelle indicielle de la PLL à un échelon de fréquence Δf lié à une variation instantanée (mais suffisamment faible) du rapport N/D peut être approximée par :

$$f_{out}(t) = \Delta f - \frac{\Delta f}{\sqrt{1-m^2}} \cdot e^{(-m \cdot \omega_0 \cdot t)} \cdot \cos(\omega_0 \cdot \sqrt{1-m^2} \cdot t + \varphi)$$

- i) **Le concepteur a choisi un débit binaire de 19200 bits par secondes pour une excursion en fréquence de 5 KHz, justifier ce choix.**

On calcul le temps de réponse à 1%, à l'aide de l'enveloppe de la réponse indicielle : $22\mu s$

Ceci impose une fréquence limite supérieure de 45KHz, ce qui correspond à un débit binaire maximum de 45 Kbits par seconde. 19200 bits/s étant inférieur, ce choix semble tout à fait adapté.

- j) **Expliciter qualitativement les conséquences de l'analyse qui vient d'être faite sur le spectre du signal modulé. Mettre en évidence les avantages et les défauts de ce type de synthétiseur.**

Le fait que les transitions ne soient ni instantanées, ni parfaitement stables (dépassements de fréquence) engendre un étalement du spectre du signal émis, annulant ainsi l'hypothèse simplificatrice de l'énoncé. Cet étalement impose au récepteur de posséder un discriminateur de fréquence capable de s'affranchir des dépassements de fréquence, qu'il est alors nécessaire de limiter.

L'avantage essentiel de ce type de synthétiseur, est qu'il permet avec un seul circuit oscillateur de générer des signaux modulés en fréquence dans une plage de fonctionnement paramétrable de manière logicielle.

L'inconvénient majeur étant, du fait de la mise en œuvre d'un procédé de régulation, une limite relativement basse de débit binaire, accompagné d'un étalement du spectre qui nécessite, du point de vue du récepteur, un dispositif de démodulation et de décodage des données suffisamment robuste.

- k) **Calculer le dépassement de fréquence maximum atteint lors du régime transitoire de la réponse indicielle précédente.**

L'amplitude du premier dépassement est fixé par :

$$F_{\max} = \Delta f \cdot \left(1 + e^{-\frac{\pi \cdot m}{\sqrt{1-m^2}}} \right)$$

$F_{\max} = 5,375$ kHz, soit un dépassement relatif de fréquence de 7,5% environ.

Q18. Étude de l'adaptation de puissance

- a) On souhaite obtenir une puissance de sortie du transmetteur de +14 dBm dans la bande des 433MHz, Donner l'ensemble des paramètres et composants à fixer en les identifiant puis en précisant leurs valeurs pour obtenir ce résultat. Exprimer en milliwatts la puissance de sortie correspondante.

$(dBm = 10 \cdot \log_{10}(P / 0.001))$,

Pour ATRF211 :

Paramètre Hardware : Rpower = 10K

Paramètre Software : Registre TXLVL = 111

- b) L'antenne présente une amplification de puissance de +2 dBi, à la fréquence nominale. Définir le dBi.

décibels isotropiques [dBi].

- c) Calculer la puissance du signal émis dans la bonne direction.

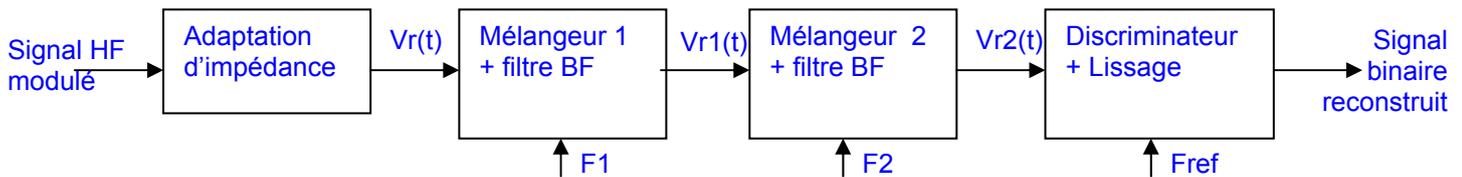
Puissance rayonnée [dBm] = puissance d'émetteur [dBm] - perte de propagation [dB] + gain d'antenne [dBi].
 $25mW + 15mW = 40 mW$

B.3 Etude du récepteur intégré

Q19. Principe de fonctionnement du récepteur

- a) Donner un schéma fonctionnel simplifié du récepteur intégré. Indiquer le type et le principe de fonctionnement de ce récepteur.

Il s'agit d'un récepteur intégrant un démodulateur superhétérodyne à double changement de fréquence programmable par synthétiseur avec discriminateur de fréquence et lissage de données.



On donne la forme du signal reçu : $V_r(t) = A_r \cdot \cos[2\pi[f_r + m(t) \cdot \Delta f] \cdot t]$

- b) Donner l'équation du signal en sortie de chaque étage de changement de fréquence (après filtrage) et montrer l'intérêt de ce type de structure au regard des variations relatives de fréquences et des caractéristiques des composants utilisés dans ce système.

$V_{r1}(t) = A_r \cdot \cos[2\pi[f_r + m(t) \cdot \Delta f] \cdot t] \cdot \cos(2\pi \cdot F_1 \cdot t)$ dont on ne garde que la composante BF :

$V_{r1}(t) = (A_r/2) \cdot \cos[2\pi[f_r - F_1 + m(t) \cdot \Delta f] \cdot t]$

$V_{r2}(t) = (A_r/2) \cdot \cos[2\pi[f_r - F_1 + m(t) \cdot \Delta f] \cdot t] \cdot \cos(2\pi \cdot F_2 \cdot t)$ dont on ne garde que la composante BF :

$V_{r2}(t) = (A_r/4) \cdot \cos[2\pi[f_r - F_1 - F_2 + m(t) \cdot \Delta f] \cdot t]$

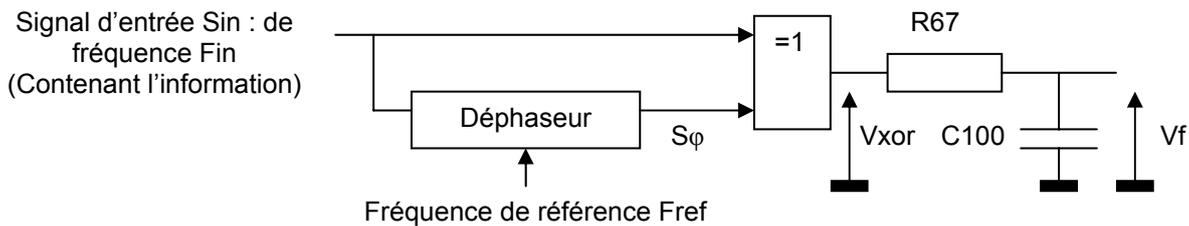
On constate que pour une excursion en fréquence du signal modulé correspondante à Δf , à la sortie du deuxième étage mélangeur, la variation relative de ce terme au regard des fréquences fixes peut considérablement augmenter : $\Delta f / f_r \ll \Delta f / (f_r - F_1 - F_2)$. Cette observation favorise la mise au point d'un dispositif de sélection de fréquence, nécessaire à la reconstruction du signal modulant.

- c) Donner le principe de fonctionnement d'un filtre SAW. Quel est l'intérêt de ce type de filtre ?

Un filtre à onde de surface utilise deux antennes pour réaliser un filtre spectral. La première antenne est une antenne d'émission constituée d'émetteurs espacés régulièrement. L'antenne de réception à une structure analogue, alignée avec la première dans la direction axiale. La distance spatiale entre émetteurs et récepteurs respectifs à chaque antenne est de l'ordre de la longueur d'onde, offrant alors au dispositif un filtrage fréquentielle très sélectif autour de la longueur d'onde utilisée.

Q20. Étude du discriminateur de fréquence

On donne le synoptique du discriminateur de fréquence intégré :



Sin est un signal périodique rectangulaire de fréquence F_{in} et d'amplitude E de 3 V.
 $V_{oh_{min}}$ de la porte XOR = 3 V = E .

Avec le signal S_{ϕ} identique à Sin mais déphasé de $\phi_{S_{\phi}}$.

$\phi_{S_{\phi}}$ est liée à F_{in} et F_{ref} par la relation (développement de Taylor limité à l'ordre 1 de la fonction de transfert du déphaseur pour de faibles variations de F_{in} autour de F_{ref}) :

$$\phi_{S_{\phi}} = 2,73 \cdot ((F_{in}/F_{ref}) - 0,8).$$

On rappelle que $F_{in} = F_{ref} + m(t) \cdot \Delta f$

a) Expliciter le rôle de cette fonction.

Cette fonction permet de transformer une variation de fréquence en variation de tension, images de l'évolution du signal modulant.

b) Exprimer le rapport cyclique α du signal V_{xor} en fonction de $m(t)$, puis en déduire l'expression de la valeur moyenne de $V_f(t)$.

$$m(t)=0 \Rightarrow F_{in}=F_{ref} \Rightarrow \phi_{S_{\phi}} = 2,73 \times 0,2 = 0,546$$

$$m(t)=1 \Rightarrow F_{in}=F_{ref} \Rightarrow \phi_{S_{\phi}} = 2,73 \cdot ((F_{ref} + m(t) \cdot \Delta f) / F_{ref}) - 0,8$$

$$\alpha = (2,73 / \pi) \cdot ((F_{ref} + m(t) \cdot \Delta f) / F_{ref}) - 0,8$$

$$\langle V_f(t) \rangle = \alpha \times E \text{ (avec } E = 3V)$$

c) Donner la sensibilité (en V/kHz) de ce discriminateur de fréquence pour $F_{ref} = 455 \text{ kHz}$, puis calculer $\langle V_f(t) \rangle$ pour une excursion en fréquence du signal reçu de 5 kHz.

pour :
 $\Delta f = 5 \text{ kHz}$
 $F_{ref} = 455 \text{ kHz}$

$$\text{Sensibilité} = E \times 2,73 / (455 \pi) = 0,018 / (2\pi) \text{ V/kHz}$$

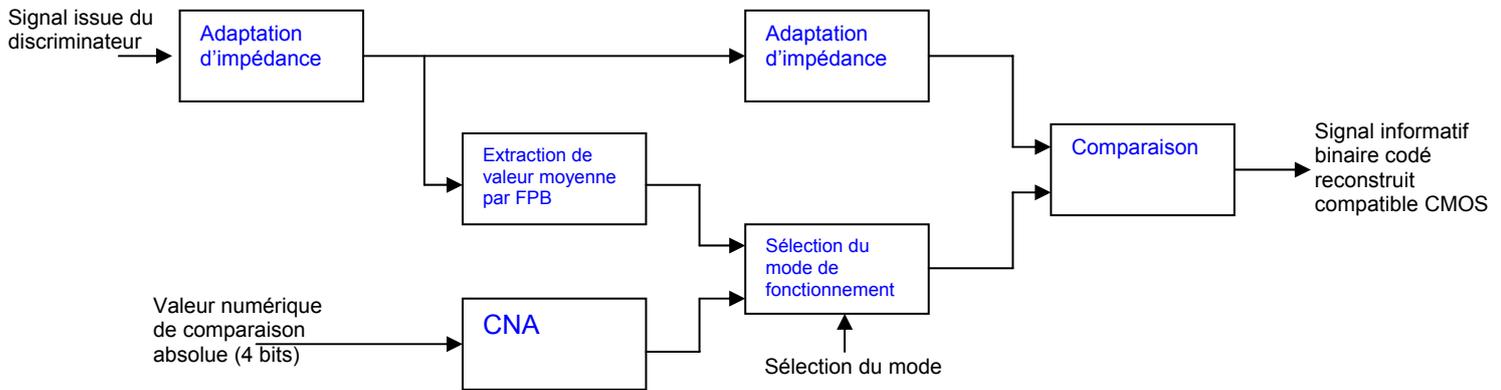
$$\langle V_f(t) \rangle = 1,728 / \pi \text{ V}$$

Q21. Principe du « conditionneur de données » (DataSlicer)

a) Expliciter le rôle de cette fonction et indiquer son principe de fonctionnement.

Le « conditionneur de données » permet de convertir la tension de sortie issue du discriminateur de fréquence en Niveaux Logiques compatibles CMOS. Il possède deux modes de fonctionnement permettant d'adapter le traitement qu'elle réalise en fonction de la méthode de codage. C'est cette fonction qui permet de reconstruire le signal informatif.

Son principe de fonctionnement est basé sur l'utilisation de comparateurs à seuils paramétrables, comme l'indique le schéma fonctionnel suivant :



b) Compte tenu du type de codage de l'information binaire utilisé pour $m(t)$, donner le mode de fonctionnement du « conditionneur de données », sachant que l'on n'exclut pas la transmission successive et prolongée de nombreux bits identiques (suite de 0 ou de 1).

On utilise un codage de l'information binaire par motifs NRZ, ce qui autorise une suite prolongée possible d'états identiques, le mode de fonctionnement utilisant la moyenne du signal reçu (EXTERNAL mode) s'avère donc risqué (conseillé pour les codages biphasés...), on préférera donc le mode de fonctionnement interne (INTERNAL MODE), avec utilisation d'une valeur fixe imposée par le CNA.

B.4 EXPLOITATION PÉDAGOGIQUE

On souhaite exploiter le sous-système qui vient d'être étudié afin d'introduire la transmission de données numériques en **STS Systèmes Electroniques**.

On s'intéresse au champ technologique TELECOMMUNICATION, TELEPHONIE ET RESEAUX TELEPHONIQUES pour développer le questionnement pédagogique demandé.

L'approche sera limitée à la transmission de données par voie hertzienne en modulation de fréquence et aux concepts abordés dans l'extrait de référentiel fourni en annexe.

Q22. Proposer une problématique et une mise en situation permettant d'introduire ce mode de transmission en prenant pour support ce système. Délimiter soigneusement l'analyse et l'étude proposée aux étudiants. Préciser les supports pédagogiques utilisés.

Eléments de l'approche	Critères d'évaluation
Présentation générale	Clarté : Exactitude : Délimitation : Pertinence de l'Outils de description envisagé :
Problématique de la transmission	Définition de l'approche Délimitation Points abordés
Délimitation de l'étude	Objectifs opérationnels et conceptuels Pertinence de l'approche Exactitude vis-à-vis du référentiel Exactitude technique Contraintes matérielles Support envisagés

Q23. Élaborer les structures des séquences et progressions pédagogiques, en mettant en évidence les connaissances à mobiliser ou à développer pour atteindre les objectifs du référentiel. Détailler les déroulements et les objectifs intermédiaires des différentes activités.

Eléments de l'approche	Critères d'évaluation
Structure des séquences	Pertinence de l'approche Progression : Méthodologie envisagée
Objectifs visés	Prérequis nécessaires : Pertinence au regard du référentiel Objectifs intermédiaires nécessaires Points associés aux disciplines connexes
Activités envisagées	Pertinence de l'activité Positionnement de l'activité dans la séquence Définition et délimitation des compétences opérationnelles et théoriques.

Q24. Proposer une approche critique des concepts abordés dans votre développement pédagogique au regard de l'état de l'art et en faisant l'analogie avec des systèmes utilisés dans la vie quotidienne (télévision numérique, réseaux, etc.). Expliciter les contraintes et limites technologiques ou théoriques de votre approche vis-à-vis du niveau des étudiants de STS SE.

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Critique	Richesse des exemples comparatifs Connaissance des technologies récentes Validité des exemples choisis
Contraintes de associées à l'étude	Exposé des : Contraintes théoriques Contraintes financières Contraintes techniques Contraintes matérielles

Attentes du jury :

On attend une production maximale de 2 à 4 pages format A4.

Critères d'évaluation du candidat :

- L'exactitude technique des documents présentés et le respect du système proposé,
- La pertinence pédagogique de la mise en situation choisie et des caractéristiques principales retenues,
- La justification des contraintes matérielles et temporelles,
- La validité et la réalité technologique des concepts abordés,
- Le respect des exigences du référentiel,
- La qualité des descriptions et des explications proposées (exactitude technique, précision et concision, expression écrite, adéquation par rapport au contexte).

C ANALYSE ET IMPLÉMENTATION DE L'ACTEUR LOCOMOTION

Dans cette partie nous allons nous placer dans la situation de l'électronicien qui doit implémenter une carte de pilotage de moteurs asservis en vitesse ou position à partir d'une consigne reçue par un canal de transmission Modbus. Sachant que la même carte est utilisée pour la propulsion et pour le positionnement d'accessoires motorisés, notre étude porte sur le pilotage en vitesse pour la locomotion du robot.

C.1 ETUDE DE LA STRUCTURE MATÉRIELLE DE LA CARTE

Indications techniques :

- Le schéma de la carte est fournie en annexe.
- La fréquence des signaux MLI est fixée à 613 Hz.
- La DEL D10 s'allume lorsque l'un des moteurs rencontre une surcharge en couple.
- Les vitesses de rotation sont exprimées en radian par seconde.
- Les moteurs sont de type S220F du constructeur PARVEX équipés de freins à manque de courant et d'un codeur incrémental solidaire de l'axe moteur de 1024 points par tour, délivrant deux signaux en quadrature de phase, disponibles sur des sorties à collecteur ouvert de transistors PNP.
- Lorsque les moteurs sont à l'arrêt (tension d'alimentation nulle), le frein doit impérativement être activé.
- L'axe 1 correspond au moteur gauche et l'axe 2 au moteur droit du robot.
- Si AXE2PHA = AXE1PHA = 1 et AXE2PHB = AXE1PHB = 0 le robot avance en ligne droite à vitesse maximale.
- Si le signal BRAKES = 1, alors, les deux freins moteurs à manque de courant sont actifs.

C.1.1 ETUDE DE L'ALIMENTATION DES MOTEURS

La carte variateur fonctionne en mode locomotion :

- le contenu de l'adresse 0x0011 de la table d'échange MODBUS représente la consigne de vitesse de déplacement du robot :
0x0011 > 0 : avance, 0x0011 = 0 : manœuvre sur place, 0x0011 < 0 marche arrière
- le contenu de l'adresse 0x0012 de la table d'échange MODBUS représente la consigne de direction de déplacement du robot :
0x0012 > 0 : virage à droite, 0x0012 = 0 : tout droit, 0x0012 < 0 virage à gauche.

L'axe 1 correspond au moteur gauche et l'axe 2 au moteur droit du robot.

Q25. Commande d'un pont en H

Sauf indication contraire, on s'intéresse à la commande de l'axe 2, le principe de commande de l'axe 1 étant similaire.

- a) *Donner la relation liant la tension moyenne aux bornes du moteur au rapport cyclique α des signaux AXEPH2A ou AXEPH2B, sachant que pour un sens de rotation donné, l'un des deux signaux est en permanence au 0 logique (on négligera la chute de tension dans la résistance shunt).*

$$V_{moy} = \alpha \times V_{alimMoteur} = \alpha \times 24$$

Les signaux MLI permettant de piloter l'axe 2 sont produits par le Timer 0 de l'ATMEGA88 fonctionnant en mode « Phase Correct PWM » avec une résolution de 8 bits, le compteur évoluant entre 0 et 255.

- b) *Identifier les registres du Timer0 de l'ATMega88 mis en jeu et déterminer leur contenu pour obtenir le fonctionnement souhaité pour chaque sens de rotation. Préciser le facteur de pré division N à appliquer au signal d'horloge interne (f_{clk-IO}).*

Dans TCCR0B : les bits 0 – 2 : sélection du facteur de pré division :

$$F_{mli} = f_{clk_io} / (N \times 510) \text{ avec } F_{mli} = 613 \text{ Hz.}$$

$$\Rightarrow N = 20 \cdot 10^6 / (510 \times 613) = 64$$

Registre / sens de rotation	1	2
TCCR0A	10100001	10100001
TCCR0B	00000011	00000011
TCNT0	Valeur compteur (lecture)	Valeur compteur (lecture)
OCR0A : Axe2PhA	OCROA : variable (consigne MLI)	OCROA = 0
OCR0B : Axe2PhB	OCR0B = 0	OCROB : variable (consigne MLI)
TIMSK0	0	0
TIFR0	0	0

c) *Exprimer le rapport cyclique α en fonction des contenus des registres OCR0A et OCR0B, puis montrer que le sens de rotation du moteur peut être fixé à l'aide de ces deux registres.*

$$\alpha = \text{OCR0n} / 255$$

n = A ou B suivant le sens de rotation

Pour un sens de rotation donné, l'un des signaux AxePh est nul, ceci implique que la sortie correspondante du μC reste à 0.

Ceci peut être effectué de deux manières :

- Forçage de la sortie à 0 à l'aides des registres d'entrée / sortie : DDRx et PORTx, avec OCR0n déconnecté
- Mise à 0 de la valeur de comparaison dans le registre OCR0n correspondant (solution retenue ici, car plus simple)

d) *On souhaite asservir la vitesse de rotation. Montrer que suivant le sens de rotation souhaité, il faudra sélectionner le registre à piloter.*

Suivant le sens de rotation souhaité, un seul demi pont doit-être piloté, ainsi, un seul registre OCR0n doit être commandé, l'autre contenant la valeur nulle.

Ces deux registres sont codés sur 8 bits alors que les consignes sont codées sur 12 bits significatifs, en tenant compte du signe CC2 (forçage à 0 de l'un des registres), ainsi les valeurs à positionner dans

Remarque Optionnelle :

les registres seront comprises entre 0 et 255 :

Si Consigne >0 alors valeur registre OCRxA = valeur décimale absolue des bits 10 → 2 et registre OCRxB = 0

Si Consigne <0 alors valeur registre OCRxA = 0 et registre OCRxB = 2048 - valeur décimale absolue des bits 10 → 0

- e) Sachant que l'autre pont en H est piloté de manière similaire par les sorties OC1A et OC1B (cf. schéma électrique) correspondant respectivement aux registres OCR1A et OCR1B du Timer1 de l'ATMega88, compléter le tableau du document réponse DR7.

Document réponse DR 7 (Q25.e)

Indiquer entre parenthèse pour chaque registre à piloter le nom et la valeur du registre µC inutilisé.

Contenu du mot MODBUS 0x0011 V.AVANCE	Contenu du mot MODBUS 0x0012 DIRECTION	Nom du Registre à piloter pour le moteur Gauche (Nom et valeur du Registre inutilisé)	Nom du Registre à piloter pour le moteur Droit (Nom et valeur du Registre inutilisé)	Etat logique du signal BRAKES
0x0400 1024d	0x0000 0d	0x0400=>OCR1A=128 (OCR1B=0)	0x0400=>OCR0A=128 (OCR0B=0)	0
0x0400 1024d	0x0200 512d	0x200=>OCR1A = 64 (OCR1B=0)	0x600=>OCR0A = 192 (OCR0B=0)	0
0x0000 0d	0x0000 0d	0=>OCR1A = 0 (OCR1B=0)	0=>OCR0A = 0 (OCR0B=0)	1
0xFC00 -1024d	0x0100 256d	0xFB00=>OCR1B = 160 (OCR1A=0)	0xFD00=>OCR0B = 96 (OCR0A=0)	0
0xFC00 -1024d	0xFF00 -256d	0xFD00=>OCR1B = 96 (OCR1A=0)	0xFB00=> 0xFB00 => OCR0B = 160 (OCR0A=0)	0

C.1.2 MESURE ET CONVERSION DU COURANT MOTEUR

Sauf indication contraire, on s'intéresse à l'axe 2, le principe de mesure du courant de l'axe 1 étant similaire.

Q26. Etude de la chaîne analogique

a) Donner la fonction de transfert liant le courant moteur à la tension IAXE2.

$$\frac{I_{axe2}(p)}{I_{mot}(p)} = \frac{R27.(R28 + R26)}{R28} \cdot \frac{1}{1 + R117.C16.p}$$

AN :

$$\frac{I_{axe2}(p)}{I_{mot}(p)} = \frac{0,93}{1 + 4,7.10^{-3}.p}$$

b) Sachant que l'entrée du CAN intégré contient un suiveur, montrer que la tension IAXE2 représente approximativement la valeur moyenne sur une période MLI du courant moteur.

Période MLI = 613 Hz, fréquence de coupure du filtre = 33 Hz

⇒ $F_{mli} > 10.f_c$

⇒ On peut considérer que le signal issue du fondamental de courant MLI est atténué, le signal résiduel étant donc proche de l'image de la valeur moyenne du courant.

c) Donner la relation liant le couple moteur au courant moteur, à l'aide des documents constructeur. Exprimer numériquement cette relation.

Couple Moteur = $K_c \times I_{moteur}$ – Couple résistant frottements secs – Coefficient de couple de frottements visqueux x Vitesse de rotation

Couple moteur = 0,057. Imot si couples résistants négligés

d) Quelle peut être l'utilité du signal DGAXE2 ? Expliquer.

Permet de détecter un défaut : Surcharge ou surchauffe de l'interrupteur statique ou aucune charge connectée (rupture de bobinage ou absence de moteur).

Q27. Etude de l'acquisition de l'information courant moteur par le microcontrôleur

a) Donner la plage de variation du courant et de couple moteur mesurable par le microcontrôleur (la tension de référence du CAN est de 5V). Justifier.

$V_{ref\ CAN} = 5V$

⇒ $I_{axe2\ max} = V_{ref} \times 1023 / 1024$

⇒ $I_{axe2\ max} = 4,951\ V$

⇒ $I_{mot\ max} = I_{axe2\ max} / 0,93 = 5,37\ A$

⇒ Couple moteur maximum mesurable = $K_c \times I_{mot\ max} = 0,057 \times 5,37 = 0,306\ N.m$

⇒ **0 N.m ≤ Couple moteur maximum mesurable ≤ 0,306 N.m**

b) Donner la plus petite variation de couple mesurable par le microcontrôleur.

1LSB = 48,8 mV soit $I_{mot} = 5,25\ mA$

⇒ **Couple minimum mesurable = $0,057 \times 0,00525 = 0,3\ mN.m$**

- c) *Quelle est l'atténuation (en dB) du fondamental du signal MLI ? Quelle est l'influence de ce signal sur la précision de la mesure ? Proposer une méthode numérique permettant d'améliorer cette précision.*

$$G(\text{dB}) = 20 \times \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \right)$$

Atténuation = 25 dB

La précision de la mesure peut être altérée si le lissage engendré par la self de l'induit moteur est insuffisant, dans ce cas, les fluctuations peuvent être supérieures au courant minimum mesurable (LSB du CAN) et donc influencer sur la qualité de la mesure.

On peut alors envisager d'implémenter dans l'algorithme d'acquisition du courant moteur un filtre numérique dont l'ordre dépend de la valeur du LSB, ou un algorithme de calcul de moyenne glissante. Dans tous les cas de figure, on veillera à ce que cet algorithme ne soit pas pénalisant pour la boucle de régulation de pilotage des moteurs.

- d) *Calculer la tension IAXE2 pour le couple nominal du moteur.*

Couple nominal = 0,225 N.m

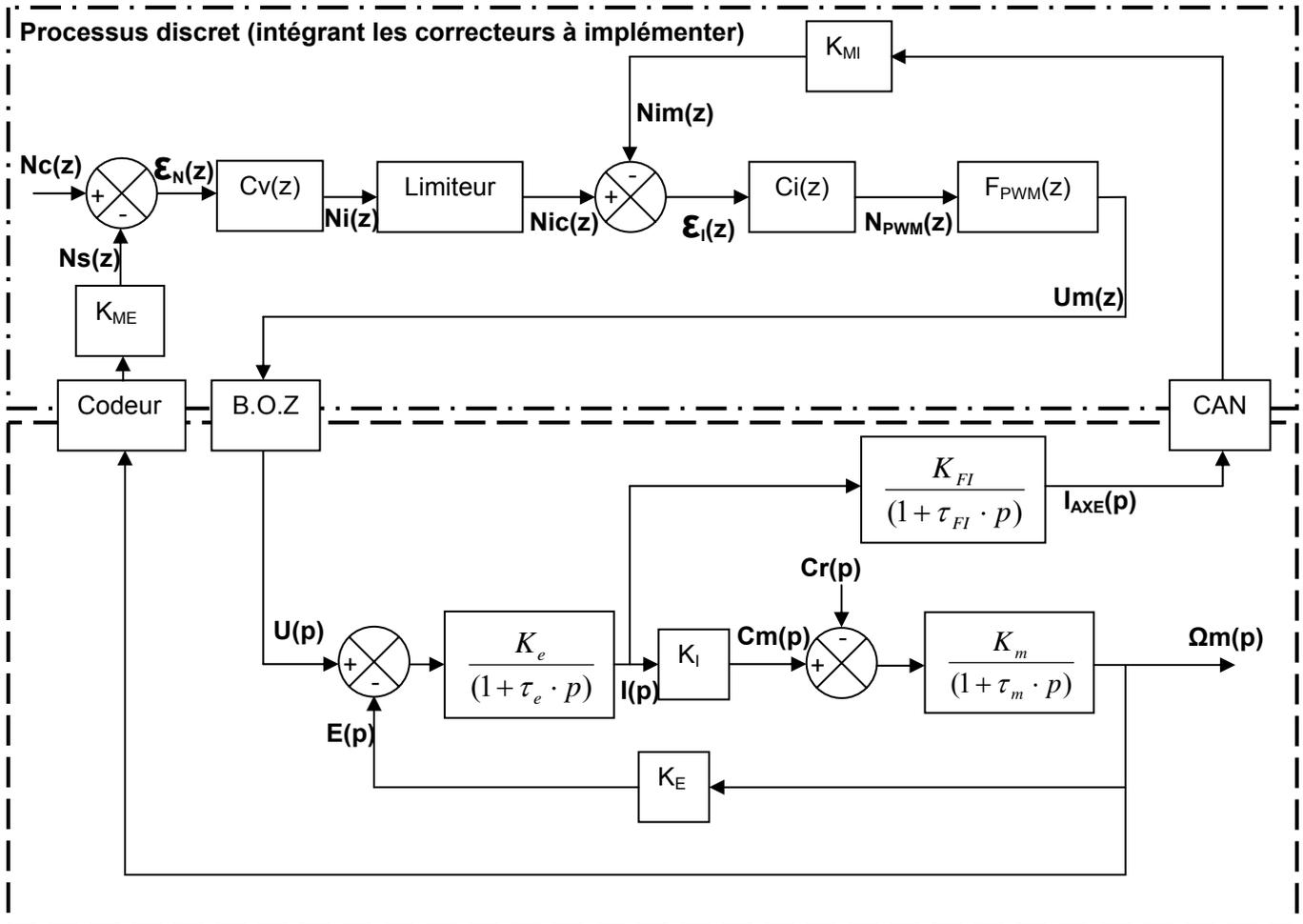
⇒ I_{mot} nominal = 3,95 A

⇒ I_{axe 2} nominal = 3,67 V

C.1.3 PRÉSENTATION DE L'ASSERVISSEMENT

L'objectif de cette partie est de modéliser la boucle d'asservissement de vitesse et de déterminer les équations de récurrence. Celle-ci permettent d'implémenter les algorithmes des correcteurs numériques équivalents à $C_v(z)$ et $C_i(z)$ (sans calculer leurs paramètres) dans le microcontrôleur.

Schéma bloc du modèle de l'asservissement de vitesse du moteur gauche :



- L'automaticien a choisi d'utiliser des correcteurs numériques PID ($C_v(z)$) et PI ($C_i(z)$) pour optimiser le pilotage du système et l'adaptabilité de l'algorithme de calcul.
- On notera T_e la période d'exécution des algorithmes de correction cherchés.
- $N_{im}(z)$ est un nombre entier qui représente le courant moteur avec une précision de 10 mA ($N_{im} = 1 \Rightarrow I = 10$ mA).
- $N_s(z)$ est un nombre entier qui représente la vitesse de rotation du moteur avec une précision de 0,1 radian par seconde ($N_s = 1 \Rightarrow \Omega_m = 0,1$ rad/s).

Q28. Modèle du processus continu et éléments d'analyse du comportement dynamique

On donne les paramètres mécaniques de la chaîne cinématique de propulsion du robot ramenés sur l'axe moteur :

Moment d'inertie $J_m = 2,9 \text{ kg.m}^{-1}$

Coefficient de frottement visqueux $K_{fv} = 1,33 \cdot 10^{-5} \text{ N.m.rad}^{-1} \cdot \text{s}$.

Les roues ont un diamètre de 26 cm et sont reliées à l'axe moteur par un réducteur équivalent à la chaîne cinématique complète (moto réducteur planétaire, galet de friction, etc.) de rapport $1/13^{\text{ième}}$.

- a) *En vous aidant des résultats des questions précédentes et des documents constructeurs, exprimer littéralement puis numériquement l'ensemble des paramètres des modèles analogiques (moteur, chaîne de mesure du courant, etc.).*

Chaîne de mesure de courant :

$$K_{FI} = 0,93$$

$$T_{FI} = 0,0047 \text{ s}$$

Mécanique moteur + entraînement :

$$K_m = 1/K_{fv} = 75187$$

$$T_m = J_m/K_{fv} = 218000 \text{ s}$$

Electrique moteur :

$$K_e = 1/R = 0,892$$

$$T_e = L/R = 0,6 \text{ ms}$$

$$K_i = 0,057 = K_E$$

- b) *Que représente l'excitation externe $Cr(p)$? Donner un exemple concret provoquant une variation de $Cr(p)$.*

$Cr(p)$ représente le couple résistant de la chaîne cinématique. C'est une perturbation. Une variation de $Cr(p)$ peut-être engendré par un obstacle ou un changement d'angle du support du robot (plan incliné, obstacle, .)

La grandeur $N_{PWM}(z)$ représente le contenu de l'un des registre OCRxx.

- c) *Exprimer la relation liant N_{PWM} à la tension moyenne aux bornes du moteur pour un sens de rotation fixé et justifier la présence du bloqueur d'ordre zéro (B.O.Z.).*

$\langle V_{mot} \rangle =$ rapport cyclique x tension d'alimentation moteur

$$\text{Rapport cyclique} = N_{PWM} / 255$$

$$F_{pwm}(p) = \text{tension d'alimentation moteur} \times N_{PWM} / 255$$

$$F_{pwm}(p) = 24 \times N_{PWM} / 255$$

Le bloqueur d'ordre 0 symbolise le fait que la tension moyenne aux bornes du moteur est fixé pendant une période MLI, il s'agit là d'un modèle comportemental approché.

- d) *Expliquer brièvement l'intérêt, du point de vue des performances de l'asservissement, de la boucle imbriquée de régulation de courant.*

Cette boucle imbriquée, permet d'augmenter considérablement les performances de la régulation du point de vue du temps de réponse, car elle permet de diminuer l'influence de la constante de temps mécanique du système de motorisation. Ainsi par le biais de cet asservissement de couple, on peut agir sur le temps de réponse du système. Toutefois, l'énergie nécessaire dans les phases d'accélération brutale peut engendre de forts appels de courants, ou des consignes de tension pouvant engendrer une saturation, c'est pourquoi un tel dispositif est souvent accompagné d'un écrêtage, représenté dans le modèle numérique par une non linéarité de type limiteur.

- e) Calculer le temps que met le robot départ arrêté pour atteindre la vitesse de 1 m/s sur terrain plat si le couple moteur reste égal à sa valeur nominale lors de la phase d'accélération (supposée constante).

Dans le cas où le robot se trouve sur une surface plane, la principale force à vaincre est son inertie. On néglige les frottements (pour supposer l'accélération constante on doit négliger les frottements visqueux) et l'on obtient :

$$Jm \cdot \frac{d\Omega}{dt} + Cr + Kfv \cdot \Omega = Cm = 2,9 \cdot \frac{d\Omega}{dt} = 0,225$$

Ainsi, l'accélération angulaire de chaque arbre moteur = $0,07758 \text{ rad/s}^2$

Ramenée en vitesse linéaire en tenant compte du réducteur et de la chaîne de transmission, on obtient :

$$\gamma \cdot t_0 = V$$

γ : accélération

$$\gamma = \frac{0,07758 \times 2\pi \times 0,13}{13} = 0,0048 \text{ m.s}^{-1}$$

$$t_0 = \frac{V}{\gamma} = \frac{1}{0,0048} = 208 \text{ s}$$

on obtient un temps t_0 de 208s !

Q29. Extraction des équations de récurrence

- a) Donner les valeurs numériques des coefficients K_{MI} et K_{ME} .

Si $I_{mot}=10\text{mA}$, la valeur théorique de conversion n'est pas entière.

On sait que :

$K_{MI} \times$ Valeur théorique de conversion CAN pour un courant moteur de $10\text{mA} = 1$

Pour 10mA : Valeur théorique de conversion CAN = $10/5,25 = 1,9048$.

D'où : $K_{MI} = 1/1,9048 = 0,525$

Résolution du codeur : 1024 points/tours

Résolution de mesure de vitesse : 0,1 rad/s

$1024/2\pi = 162,974$ points

- ⇒ pour 0,1 rad on a 16,2974 points
- ⇒ On veut $N_s = 1$ pour 0,1 rad/s
- ⇒ $K_{ME} \times 16,29 = 1$
- ⇒ $K_{ME} = 1/16,2974 = 0,006136$

On donne la forme général des correcteurs $C_v(z)$ et $C_i(z)$:

$$C_v(z) = K_{cv} \cdot \left(1 + \frac{Te}{T_{iv}} \cdot \frac{1}{z-1} + \frac{z-1}{K_{dv} \cdot (z-z_0)} \right)$$

Où :

T_{iv} est la constante d'intégration

K_{dv} : paramètre de mise à l'échelle de l'action dérivée

K_{cv} : gain statique du correcteur

Z_0 : pôle d'adoucissement de l'action dérivée

$$C_i(z) = K_{ci} \cdot \left(1 + \frac{Te}{T_{ii}} \cdot \frac{1}{z-1} \right)$$

Où :

T_{ii} est la constante d'intégration

K_{ci} : gain statique du correcteur

b) Exprimer la relation de récurrence liant $N_i(kTe)$ à $\mathcal{E}_N(kTe)$.

En exploitant la fonction de transfert en z du correcteur, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}(z) \cdot K_{cv} \left[T_{iv} K_{dv} z_0 - Te K_{dv} z_0 + T_{iv} + z \cdot (Te K_{dv} - T_{iv} (2 + K_{dv} (z_0 + 1))) + z^2 \cdot (T_{iv} (K_{dv} + 1)) \right] \\ = N_i(z) T_{iv} K_{dv} \left[z_0 - z \cdot (z_0 + 1) + z^2 \right] \end{aligned}$$

En multipliant à gauche et à droite par z^{-2} puis en revenant dans l'espace temporel échantillonné, il vient :

$$N_i(kTe) = \frac{K_{cv}}{T_{iv} K_{dv}} \cdot \left\{ \begin{aligned} & T_{iv} (1 + K_{dv}) \cdot \mathcal{E}(kTe) + \\ & [Te K_{dv} - T_{iv} \cdot ((z_0 + 1) K_{dv} + 2)] \cdot \mathcal{E}((k-1)Te) + \\ & [T_{iv} (K_{dv} z_0 + 1) - Te K_{dv} z_0] \cdot \mathcal{E}((k-2)Te) \end{aligned} \right\} + [z_0 + 1] N_i((k-1)Te) - z_0 \cdot N_i((k-2)Te)$$

c) Exprimer la relation de récurrence liant $N_{PWM}(kTe)$ à $\mathcal{E}_I(kTe)$.

Avec la même démarche que précédemment, on obtient :

$$N_{PWM}(kTe) = K_{ci} \cdot \mathcal{E}_I(kTe) + K_{ci} \left(\frac{Te}{T_{ii}} - 1 \right) \cdot \mathcal{E}_I((k-1)Te) + N_{PWM}((k-1)Te)$$

d) Justifier la présence du limiteur s'appliquant à la valeur de $N_{ic}(z)$. Donner un exemple montrant l'intérêt de ce limiteur. Calculer la valeur limite de N_{ic} , sachant que le courant moteur ne doit pas excéder 5,1 A.

Le limiteur, permet d'éviter des consignes de courant trop élevée. Cette valeur limite peut-être choisie par le concepteur. Cette fonction permet d'éviter, par exemple, un échauffement trop important de l'induit moteur dans le cas ou des variations importantes de consignes apparaîtrait.

$$N_{icmax} = N_{imax} = 5,1/10 \cdot 10^{-3} = 510$$

e) Exprimer et calculer K_{ci} permettant d'harmoniser les formats numériques des nombres entiers $N_{PWM}(kTe)$ (codé sur 8 bits) et $\mathcal{E}_I(kTe)$.

Si $N_{PWMmax} = 255$

$$\Rightarrow \mathcal{E}_{Imax} \Leftrightarrow \Delta Imot max = 5,1A$$

$$\Rightarrow \mathcal{E}_{Imax} = 510 \Rightarrow K_{ci} = N_{PWMmax} / 510 = 0,5$$

=> Un simple décalage à droite de 1bit de $\mathcal{E}_i(kTe)$ peut permettre d'harmoniser les formats, car cette information peut être codée sur 9bits non signés du fait qu'elle ne peut dépasser 510 (cf. limiteur)

- f) Sachant que $Nc(z)$ est toujours positif, donner une relation liant $Ncg(z)$ du moteur gauche à $Ncd(z)$ du moteur droit en fonction des contenus des mots MODBUS 0x0011 et 0x0012. On veillera à mettre à l'échelle les consignes en s'aidant d'un facteur multiplicateur. Répertorier la destination des mots $N_{PWM}(kTe)$ correspondant à chaque axe en fonction des sens de rotation imposés par la relation liant les mots MODBUS 0x0011 et 0x0012.

On codera Nc sur 10 bits significatifs (suffisant)

Les contenus des mots 0x0011 et 0x0012 sont codés en CC2 avec 12 bits significatifs (bits de poids faible).

AVANCE 0X0011	DIRECTION 0X0012	Moteur Gauche		Moteur Droit	
			$N_{PWM}(kTe)$		$N_{PWM}(kTe)$
0	0	$Ncg=0$	OCR1A	$Ncd=0$	OCR0A
$2047 \geq Na \geq 0$	$2047 \geq Nd \geq 0$	$(Na-Nd) \geq 0$ $Ncg=(Na-Nd)/2$	OCR1A	$0 < Na+Nd < 2048$ $Ncd=(Na+Nd)/2$	OCR0A
		$(Na-Nd) < 0$ $Ncg=(Nd-Na)/2$	OCR1B	$Na+Nd > 2047$ $Ncd=1024$	OCR0A
$2047 \geq Na \geq 0$	$-2048 \leq Nd < 0$	$0 < Na-Nd < 2048$ $Ncg=(Nd-Na)/2$	OCR1A	$(Na+Nd) \geq 0$ $Ncd=(Na+Nd)/2$	OCR0A
		$(Na-Nd) > 2047$ $Ncg=1024$	OCR1A	$(Na+Nd) < 0$ $Ncd=(-Nd-Na)/2$	OCR0B
$-2048 \leq Na < 0$	$2047 \geq Nd \geq 0$	$Na-Nd < -2048$ $Ncg=1024$	OCR1B	$(Na+Nd) \geq 0$ $Ncd=(Na+Nd)/2$	OCR0A
		$0 > (Na-Nd) > -2048$ $Ncg=Nd-Na$	OCR1B	$(Na+Nd) < 0$ $Ncd=(-Nd-Na)/2$	OCR0B
$-2048 \leq Na < 0$	$-2048 \leq Nd < 0$	$0 < Na-Nd$ $Ncg=(Na-Nd)/2$	OCR1A	$(Na+Nd) < -2048$ $Ncd=1024$	OCR0B
		$(Na-Nd) < 0$ $Ncg=(Nd-Na)/2$	OCR1B	$-2048 < (Na+Nd) < 0$ $Ncd=(-Nd-Na)/2$	OCR0B

Ainsi :

si le signe de $Na-Nd \geq 0$ on fait varier OCR1A, sinon OCR1B

si le signe de $Na+Nd \geq 0$ on fait varier OCR0A, sinon OCR0B

C.2 ETUDE DE LA STRUCTURE LOGICIELLE DE LA CARTE

Le calculateur embarqué sur la carte est un ATMEGA 88 de la société Atmel.

C.2.1 MESURE DE LA VITESSE

Nous rappelons que l'acquisition de la vitesse se fait par l'intermédiaire d'un codeur incrémental, 1024 points par tour, sur l'axe moteur qui fournit deux signaux carrés en quadrature. Nous allons utiliser les deux signaux pour élaborer deux vitesses qui seront ensuite comparées pour éliminer l'aléa de mesure engendré par les vibrations du robot autour de sa position d'équilibre sur le front de détection du codeur.

Q30. On met en œuvre deux compteurs d'impulsions. Préciser la stratégie d'élaboration de la vitesse (en radian par seconde), celle-ci devant être stockée dans un mot de 16 bits et offrir une résolution de 0,1 radian par seconde (nota: la vitesse angulaire maximale du moteur est de 314 rad/s).

- a) **Deux stratégies d'acquisition sont possibles (scrutation ou interruption), justifier le fait que l'acquisition par interruption est la mieux adaptée dans le cas de ce système, en précisant les critères.**

/ Il est important de noter ici que notre entrée d'interruption est une entrée à changement d'état qui nous produira deux interruptions par période de codeur (it sur front montant, it sur front descendant). Il faut donc prendre en compte deux compteurs s'incrémentant 2048 fois par tour de moteur. Ce qui à 50 tours seconde nous donne 10240 incréments par secondes. Sachant que le processeur est capable de réagir à 20 Mhz, on n'a pas de souci majeur de surcharge. */*

L'acquisition par interruption offre deux avantages, le premier est d'être sûr de ne pas manquer de front actif, le second est lié à la durée de stabilité du signal nécessaire pour que l'interruption soit prise en compte, ce qui permet de filtrer les instabilités (rafale d'it à haute fréquence dues aux vibrations)

- b) **En utilisant l'extrait de documentation du microcontrôleur, déterminer les valeurs d'initialisation des registres pour que les interruptions puissent être générées (il est rappelé que les deux codeurs sont branchés respectivement sur les lignes 27 (PCINT12) pour AXE1-XA, 28 (PCINT13) pour AXE1-XB, 15 (PCINT4) pour AXE2-XB, 16 (PCINT3) pour AXE2-XA)**

Les registres concernés sont :

- PCMSK1 ← \$30
- PCMSK0 ← \$18
- PCICR ← \$03
- PCIFR ← %00000000xx x 0/1 suivant source d'IT

- c) **Produire sous format algorithmique la routine de gestion des interruptions.**

```
INTER(cpti)
  Debut
  |
  |      Cpti ← Cpti+1
  |
  Fin
```

d) Fournir l'algorithme du programme d'élaboration de la vitesse.

```
Vit(Cpt1, Cpt2)
Début
    Lire Cpt1
    Lire Cpt2
    SI Cpt1 <> Cpt2
    |   Cpt ← Min(Cpt1, Cpt2)
    FINSI
    Vit ← Cpt - Anccpt
    Anccpt ← Cpt
Fin
```

/* un tel algorithme doit être lancé 10 fois par seconde pour obtenir la précision nécessaire */

C.2.2 MESURE DU COURANT

Les mesures de courant IAXE1 et IAXE2 des deux ponts sont câblées respectivement sur les entrées 23 (ADC 0) et 24 (ADC1) du microcontrôleur.

Les données "mesure de courant à fournir" au logiciel de correction doivent être codées sur 16 bits avec une précision de 10^{-2} A.

Q31.

a) Préciser le canal utilisé pour effectuer cette conversion à l'aide du schéma de la carte.

Nous utilisons les canaux PC0 pour ADC0 et PC1 pour ADC1

b) En utilisant l'extrait de documentation du microcontrôleur, identifier les registres et proposer les valeurs d'initialisation à y placer pour effectuer la conversion.

Les registres concernés sont :

ADMUX ← %0000000x	x ← 0 pour ADC0
	x ← 1 pour ADC1
ADLAR ← \$00	
ADCSRA ← %11100000	autotrig
ADCL et ADCH	pour le résultat de la conversion

c) Déterminer l'instant de fin de conversion pour vérifier que le bit d'état est bien positionné.

La conversion pouvant durer jusqu'à 260 microsecondes, il suffit de consulter, au plus tard à la fin de ce délai, le bit ADIF du registre ADCSRA pour vérifier qu'elle est bien terminée

d) Fournir l'algorithme de traitement de cette acquisition.

Traité en langage clair :

- 1- Sélectionner le canal
- 2- Lancer la conversion
- 3- Attendre (260 microsecondes max)
- 4- Tester(ADIF)
- 5- Lire ADCL puis ADCH

C.2.3 IMPLÉMENTATION DES CORRECTEURS

Q32. Suite à la présentation de l'asservissement développé précédemment

a) Définir les structures de données nécessaires à l'implémentation de chaque correcteur.

Les variables nécessaires à implémenter dans le programme seront des variables numériques de type flottant:

b) Ecrire l'algorithme permettant d'implémenter sous forme de procédure chacun de ces correcteurs.

Données en entrée:

Données en sorties:

Constantes:

c) Ecrire l'algorithme général permettant de piloter un axe moteur à partir de la consigne N_c .

Données en entrée:

Données en sorties:

Constantes:

d) Vérifier par une méthode de traçage le bon fonctionnement de ces algorithmes.

La trace nous permet de vérifier la bonne mise à jour des variables....

C.3 EXPLOITATION PÉDAGOGIQUE

C.3.1 PRÉSENTATION DE LA COMMANDE MLI EN STI GÉNIE ÉLECTRONIQUE

Il s'agit de proposer l'étude du principe de la commande MLI et la structure d'un pont en H pour la commande en vitesse d'un moteur à courant continu dans les deux sens de rotation. On cherche également à montrer l'utilité de la mesure du courant moteur afin de détecter et d'indiquer une surcharge en couple.

Q33. Définition des séquences et documents pédagogiques

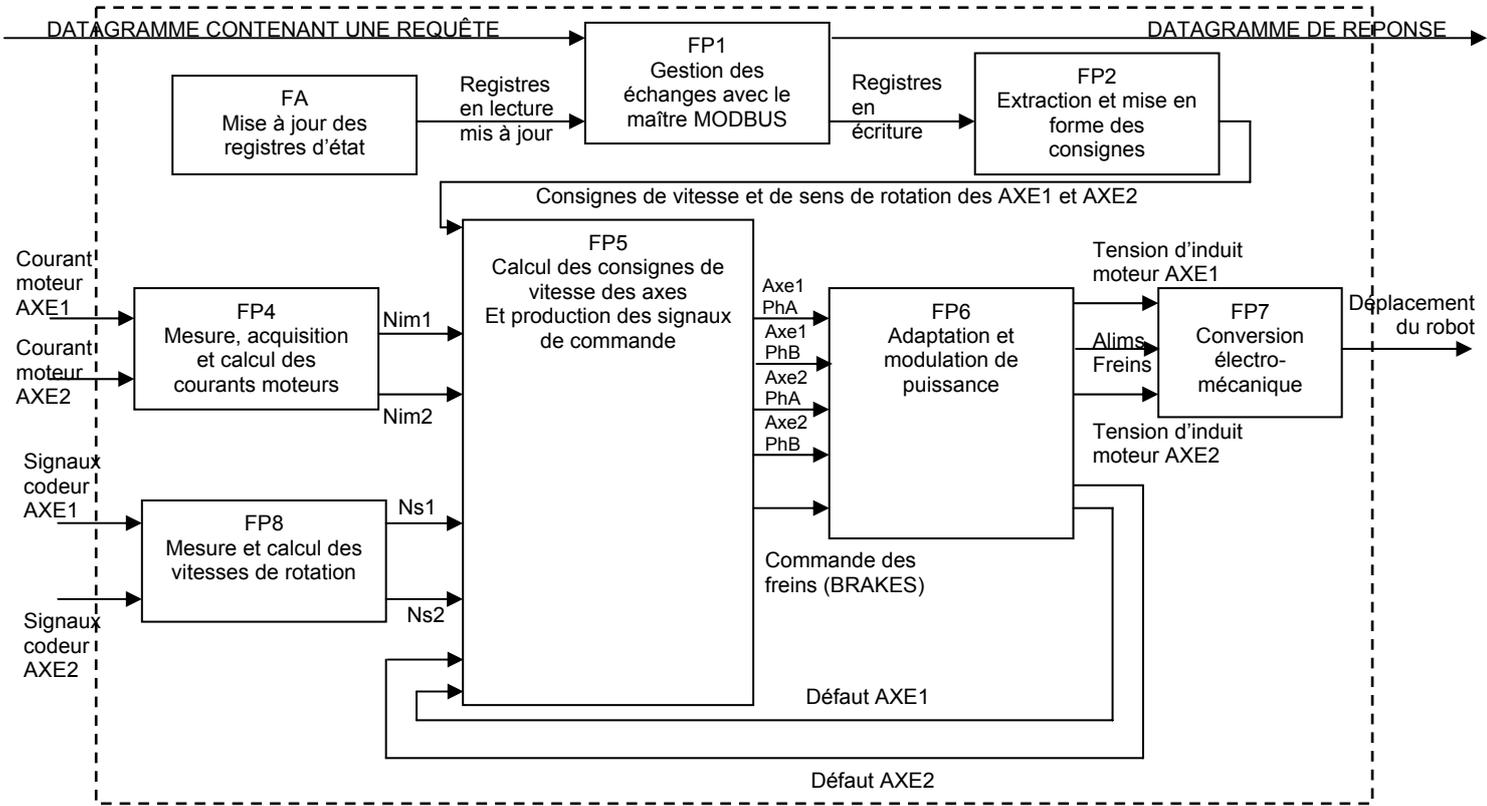
- a) *Proposer une structure de séquence pédagogique permettant d'aborder les concepts mis en œuvre sur la carte variateur pour le pilotage de la vitesse moteur au niveau choisi (on ne s'intéresse pas à l'aspect asservissement).*

Eléments de l'approche	Critères d'évaluation
Structure de la séquence	Pertinence de l'approche Progression : Méthodologie envisagée
Objectifs visés	Prérequis nécessaires : Pertinence au regard du référentiel Objectifs intermédiaires nécessaires Points associés aux disciplines connexes
Activités envisagées	Pertinence de l'activité Positionnement de l'activité dans la séquence Définition et délimitation des compétences opérationnelles et théoriques.

b) Produire un schéma fonctionnel de degré 1 de la carte variateur dans la configuration de l'acteur locomotion.

- Lisibilité du schéma,
- Simplicité du schéma,
- Qualité du schéma,
- Choix des noms des liaisons et des fonctions

Exemple de schéma fonctionnel : (l'accessibilité au registre (lecture/écriture) sont ceux vus depuis le maître MODBUS)



Q34. Développement d'une activité pratique

- a) *Proposer une mise en œuvre matérielle destinée à mettre en évidence le principe de la commande MLI pour la commande en vitesse d'une MCC. Mettre en évidence les objectifs des mesures envisagées.*

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Structure de la manipulation	Pertinence de l'approche Progression : Méthodologie envisagée
Mise en œuvre matérielle	Description du matériel utilisé, Explication et définition des travaux de câblages effectués par le professeur et laissés à la charge de l'élève Intégration des contraintes temporelles dans le type de séance choisie.
Objectifs visés	Prérequis nécessaires : Pertinence au regard du référentiel Objectifs intermédiaires nécessaires Points associés aux disciplines connexes
Mesures envisagées	Pertinence des mesures Critères de validité des mesures Interprétation des résultats Pertinence de la méthode pédagogique

- b) *Expliciter le positionnement de cette activité dans la séquence proposée précédemment ainsi que les objectifs pédagogiques visés.*

Attentes du jury :

On attend une production maximale de 4 pages format A4.

Critères d'évaluation du candidat :

- L'exactitude technique des documents présentés et le respect du système proposé,
- La pertinence pédagogique des objectifs définis,
- Le respect des exigences du référentiel,
- La cohérence et la pertinence pédagogique des représentations utilisées au niveau choisi,
- La qualité des descriptions et des explications proposées (exactitude technique, précision et concision, expression écrite, adéquation par rapport au contexte).

C.3.2 IMPLÉMENTATION ET TEST D'UNE CARTE DE VARIATION DE VITESSE EN STS SYSTÈMES ELECTRONIQUES

On envisage d'exploiter pédagogiquement le système et le sous-système associés à la carte de variation de vitesse dans une section de STS Systèmes Electroniques en développant le champ d'application « **Automatique et robotique** ». On cherche à amener les étudiants à tester et valider les performances des éléments logiciels et matériels de l'électronique de contrôle du module, à partir du bus de communication, jusqu'aux performances dynamiques de l'asservissement.

On cherche à développer les compétences terminales suivantes :

- T2 : établir les procédures de test sur une maquette.
- M3 : détecter le (ou les) composants ou le (ou les) constituants défectueux.

Q35. Définition de la configuration matérielle

a) *Définir et proposer une configuration pédagogique matérielle permettant de tester et valider les performances de la carte.*

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Définition du banc de test	Clarté : Définition des grandeurs prélevées et justification des points de mesures Définition ou présentation du banc de test
Objectifs pédagogiques	Définition de l'approche Délimitation de l'analyse Compétences opérationnelles développées Définition des tâches élèves
Critères de performances et de validité de la carte	Justification de la démarche, Définition des critères de validité Types de tests envisagés (comportementaux, dynamiques, statiques...)

b) *Définir la méthodologie envisagée pour réaliser les tests de l'asservissement de vitesse.*

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Méthodologie	Clarté, Justification des séquences d'opération au regard des modèles comportementaux Contraintes matérielles , exploitation du support

Q36. Production des documents pédagogiques

a) *Proposer un document pédagogique précisant aux étudiants les étapes de tests et les critères de validation du fonctionnement de la carte.*

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Forme du document	Clarté : Informations techniques ou documents de références si besoin
Définition des séquences de tests	Délimitation des tâches Définition des conditions matérielles nécessaires à la mesure Justification ou objectifs de la mesure au regard des performances souhaitées
Explicitation des critères de validation	Justification de la démarche, Définition des critères de validité Opération à effectuer dans un cas d'invalidité de la fonction testée.

b) Elaborer une stratégie pédagogique permettant d'amener les étudiants à proposer une configuration industrielle de test de la carte.

Éléments de l'approche	Critères d'évaluation
Stratégie	Clarté : Pertinence de la démarche
Critères retenus pour caractériser la configuration industrielle de la carte	Critères et contraintes industrielles envisagées (coût, temps de test, ...) Choix des solutions techniques Solutions envisagées pour sensibiliser les étudiants Approche des méthodologies de mesures adaptées
Faisabilité	Analyse des contraintes

Critères d'évaluation du candidat :

- La pertinence des solutions matérielles envisagées,
- La cohérence des stratégies pédagogiques développées,
- Le respect des exigences du référentiel,
- La qualité des descriptions et des explications proposées (exactitude technique, précision et concision, expression écrite, adéquation par rapport au contexte).