

Concours du second degré – Rapport de jury

Session 2009

AGRÉGATION INTERNE et C.A.E.R.

GÉNIE ÉLECTRIQUE

Rapport de jury présenté par Claude Bergmann,
inspecteur général de l'éducation nationale, président du Jury

Les rapports des jurys des concours sont établis sous la responsabilité des présidents de jury

MODALITES DU CONCOURS DE L'AGREGATION INTERNE

ANNEXE A L'ARRETE DU 12 SEPTEMBRE 1988 FIXANT LES MODALITES DES CONCOURS DE L'AGREGATION

EPREUVES DU CONCOURS INTERNE DE L'AGREGATION SECTION GENIE ELECTRIQUE

A. –Epreuves écrites d'admissibilité

1ère épreuve d'admissibilité.

Durée maximale : 8heures

Coefficient : 1

L'épreuve, qui prend appui sur un système industriel défini par une documentation technique, s'organise en deux parties.

La première permet d'évaluer les capacités du candidat à utiliser ses connaissances scientifiques et techniques pour expliciter ou valider les solutions retenues.

- La seconde permet d'évaluer les capacités du candidat à utiliser le support proposé pour élaborer un exercice permettant l'évaluation des connaissances et méthodes acquises par les élèves.

- Le candidat doit situer l'exercice dans un processus d'apprentissage et par rapport aux autres enseignements scientifiques ou techniques qui lui sont associés.

2ème épreuve d'admissibilité.

Durée maximale : 6heures

Coefficient : 1

L'épreuve permet d'évaluer les capacités du candidat à :

- à mobiliser ses connaissances en automatique pour analyser et résoudre un problème d'automatisation ;

- à proposer, pour certains points clés mis en évidence lors de l'étude, la ressource méthodologique et les techniques pédagogiques nécessaires à l'enseignement à un niveau de formation déterminé.

B. –Epreuves orales d'admission

1ère épreuve d'admission.

Durée : 1heure

Coefficient : 1

L'épreuve consiste en la présentation et la soutenance par le candidat d'un dossier original relatif à un projet qu'il a conduit dans le cadre de la discipline dans laquelle il enseigne.

Le thème du projet est pris dans les programmes des enseignements technologiques de la spécialité donnés dans les classes terminales de lycée ou dans les classes post-baccalauréat.

Le projet doit mettre en valeur :

- d'une part, la dimension technologique du thème dans ses composantes scientifiques, techniques et aussi économiques, sociales et humaines ;

- d'autre part, les aspects pédagogiques en relation avec le niveau d'enseignement retenu.

Le candidat dispose de trente minutes pour présenter :

- les raisons qui l'ont conduit au choix du thème ;

- les réalisations (documents, matériels, logiciels) relatives aux aspects techniques et pédagogiques du projet ;

- les objectifs pédagogiques retenus, leur opérationnalisation, notamment les modes et critères d'évaluation retenus ;

- les documents d'enseignement établis.

Le jury, au cours de l'entretien de trente minutes qui suit l'exposé, peut :

- faire approfondir certains points du projet ;

- demander des précisions sur les solutions techniques adoptées ;

- faire expliciter certains aspects de la démarche pédagogique.

Le jury apprécie :

- la valeur industrielle, technique et économique du thème retenu ;

- la qualité du travail effectué ;

- les connaissances scientifiques et techniques du candidat ;

- la maîtrise de la didactique de la discipline, des méthodes et moyens d'enseignement ;

- la connaissance de l'environnement du système technique support du thème ;

- la qualité d'expression et de communication du candidat.

2ème épreuve d'admission.

Durée maximale : 8heures

Coefficient : 1

Cette épreuve consiste à exploiter des documents techniques et pédagogiques relatifs à une séquence de « travaux pratiques » ou à une séquence à caractère expérimental, élément d'un processus d'apprentissage.

Elle permet d'évaluer les capacités du candidat à :

- proposer et justifier les principes, méthodes et modes opératoires à mettre en œuvre et à dégager les concepts auxquels ils se rattachent ;

- réaliser, pour tout ou partie selon la durée impartie, l'activité prévue.

Le programme du concours est défini par référence aux programmes des B.T.S et D.U.T de la spécialité.

N.B.- Afin de permettre au candidat de composer dans les disciplines correspondant à son enseignement, il choisira de traiter, pour l'ensemble des épreuves du concours, soit la dominante électrotechnique (option B), soit la dominante électronique (option A).

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE

COMPOSITION DU JURY – SESSION 2009

M. BERGMANN Claude	Inspecteur général de l'éducation nationale, Président,
M. LEFEBVRE Christian M. CIMELLI Claudio	Inspecteur d'académie, inspecteur pédagogique régional, Toulouse, Inspecteur d'académie, inspecteur pédagogique régional, Créteil,
M. ALIN François Mme BOUYSSONNADE Solange M. CAUET Sébastien Mme COSTA Pascale Mme FRENEA-ROBIN Marie M. GALLOY Damien M. GARNIER Claude M. GARNIER Eric M. GRAS Olivier M. HOUZET Eric M. LABOURE Eric M. LIEBAUT Jean-François M. LONGBIEN Jean-François M. MILLET Christophe M. NARBONNE Yves M. PICARD Alain M. PERRIN Sylvain M. RUAUD Jacques M. SOUCHAY Alain M. VANDEVILLE Fred	Professeur Agrégé Reims, Professeur Agrégé Bordeaux, Maître de conférences Poitiers, Professeur de chaire supérieure Paris, Maître de conférences Lyon, Professeur Agrégé Toulouse, Professeur Agrégé Aix-Marseille, Professeur Agrégé Limoges, Professeur Agrégé Aix-Marseille, Professeur Agrégé Reims Maître de conférences Créteil, Professeur Agrégé Créteil, Professeur Agrégé Lille, Maître de conférences Nantes, Professeur Agrégé Limoges, Inspecteur d'académie, inspecteur pédagogique régional, Nantes Professeur Agrégé Nancy-Metz, Professeur Agrégé Nantes, Professeur Agrégé Aix-Marseille, Professeur Agrégé Lille.

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE

SESSION 2009

DONNEES QUANTITATIVES

CONCOURS INTERNE

Nombre de postes :	12
Nombre de candidats inscrits :	333
Nombre de candidats présents aux deux épreuves d'admissibilité :	
Option A :	82
Option B :	127
Nombre de candidats admissibles :	
Option A :	13
Option B :	18
Nombre de candidats admissibles présents :	
Option A :	12
Option B :	14
Nombre de candidats admis :	
Option A :	4
Option B :	3
Moyenne du premier admissible :	
Option A :	8,29
Option B :	9,74
Moyenne du dernier admissible :	
Option A :	6,00
Option B :	6,01
Moyenne du premier admis :	
Option A :	11,93
Option B :	12,84
Moyenne du dernier admis	
Option A :	9,00
Option B :	9,36

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE

SESSION 2009

DONNEES QUANTITATIVES

CONCOURS D'ACCES A L'ECHELLE DE REMUNERATION DES PROFESSEURS AGREGES

Nombre de postes :	4
Nombre de candidats inscrits :	49
Nombre de candidats présents aux deux épreuves d'admissibilité :	
Option A :	20
Option B :	11
Nombre de candidats admissibles :	
Option A :	3
Option B :	0
Nombre de candidats admissibles présents :	
Option A :	3
Option B :	0
Nombre de candidats admis :	
Option A :	1
Option B :	0
Moyenne du premier admissible :	
Option A :	6,97
Option B :	
Moyenne du dernier admissible :	
Option A :	6,14
Option B :	
Moyenne du premier admis :	
Option A :	9,49
Option B :	
Moyenne du dernier admis :	
Option A :	9,49
Option B :	

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE

ANALYSE DES RESULTATS CONCOURS INTERNE

	Note la plus basse	Note moyenne	Note la plus haute
Epreuves d'admissibilité			
1^{ère} épreuve (101)			
Option A	0	4,19	9,68
Option B	0	3,37	9,29
2^{ème} épreuve (102)			
Option A	0,31	4,12	7,79
Option B	0,05	3,68	10,18
Epreuves d'admission			
1^{ère} épreuve (203 entretien)			
Option A	2	8,42	20
Option B	0,5	8,25	17
2^{ème} épreuve (204 TP)			
Option A	3	10,00	16
Option B	7	11,43	17,5

ANALYSE DES RESULTATS C.A.E.R.P.A

	Note la plus basse	Note moyenne	Note la plus haute
Epreuves d'admissibilité			
1^{ère} épreuve			
Option A	0	3,66	7,14
Option B	0,10	3,06	5,56
2^{ème} épreuve			
Option A	0,73	3,78	6,81
Option B	1,77	3,15	6,60
Epreuves d'admission			
1^{ère} épreuve			
Option A	0	-	8
Option B	-	-	-
2^{ème} épreuve			
Option A	2,5	-	16
Option B	-	-	-

ÉTUDE D'UN SYSTÈME INDUSTRIEL
Option A : ÉLECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE
ÉLÉMENTS DE CORRECTION

IPBX NEXSPAN XS

Etude des conditions de transmission du signal analogique

Dans cette étude, nous sommes dans un mode de conversation entre deux usagers de l'autocommutateur. Nous utilisons l'interface analogique. Pour la suite, vous pouvez vous appuyer sur la « Représentation fonctionnelle de l'interface analogique » présente dans le dossier de présentation.

Problématique : comment connecter le téléphone d'un employé à l'autocommutateur avec un minimum de perte de puissance du signal.

Le poste téléphonique est situé à moins de 10 m de l'autocommutateur, il est branché sur l'interface analogique dont le schéma structurel suit.

1.1 Le téléphone est raccordé aux entrées/sorties (OUT), LA1-01 et LA2-02, la ligne téléphonique est raccordée est à un poste analogique.

1.1.1 En considérant que nous sommes dans le cas d'une transmission d'information vers l'employé raccordé à l'entrée/sortie analogique étudiée, préciser quelles sont les conditions (appellation, conditions sur les impédances) qui permettent de transférer le maximum de puissance entre l'autocommutateur et le poste téléphonique de l'employé.

Appellation : adaptation d'impédance, condition $Z_e = Z_g^*$.

1.1.2 Dans le cadre de cette étude, préciser quelles sont les résistances de la structure d'entrée de l'autocommutateur qui participent à l'établissement de cette condition, donner la valeur de l'impédance de sortie de l'autocommutateur.

R6-01, R7-01, R8-01, R9-01, R10-01, R11-01, R12-01, R13-01
Valeur : 600Ω

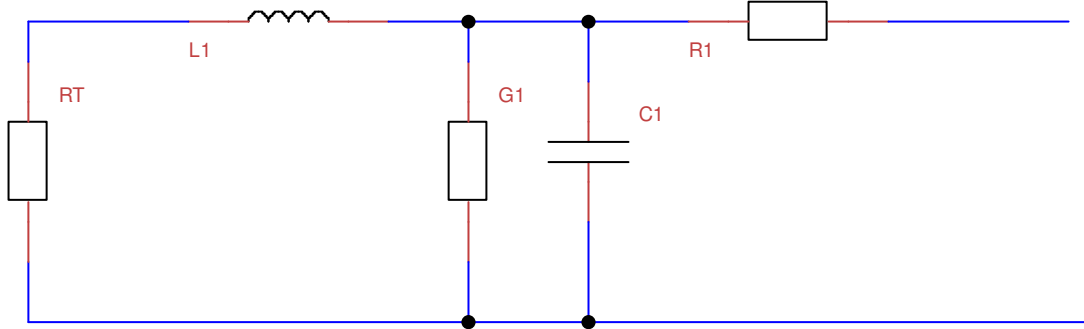
1.1.3 En considérant que la tension différentielle V_{TF-RF} aux bornes du commutateur vaut 500 mV, préciser ce que vaut la tension du signal portant la voix aux bornes du poste téléphonique.

La tension vaut, $V_{TF-RF}/2 = 250mV$

1.1.4 Préciser la puissance transmise au téléphone distant.

La puissance est donnée par $P = V_e^2/4.R$, soit $P = 0,25/4.600 = 0,000104$ $P = 0,1mW$

1.2.1 Donner le schéma équivalent de la ligne et de la charge vue de l'autocommutateur à partir du modèle équivalent de la ligne et du modèle retenu pour le téléphone (2 cas sont à considérer, pour les deux types de téléphone).



1.2.2 Préciser à partir des deux abaques donnés pour deux valeurs de Z_T le modèle équivalent de l'ensemble ligne et charge.

$Z_T =$ terminaison résistive de 600Ω , $Z_{equ} = 750\Omega - j150\Omega$

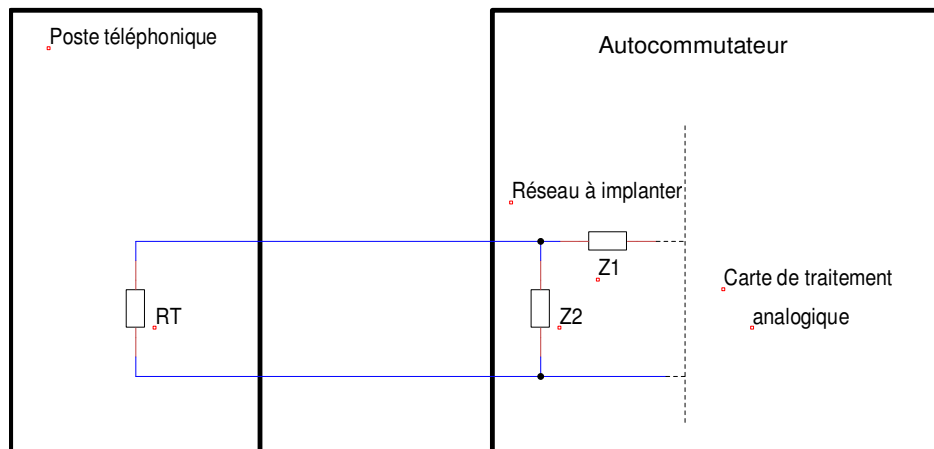
$Z_T = Z_{ETSI} = 270 \Omega + (750 \Omega // 150 \text{ nF})$, $Z_{equ} = 700\Omega - j480\Omega$

1.2.3 Nous allons déterminer le réseau d'adaptation nécessaire pour adapter l'ensemble ligne et charge pour une fréquence de 1 kHz dans le cas d'une terminaison résistive.

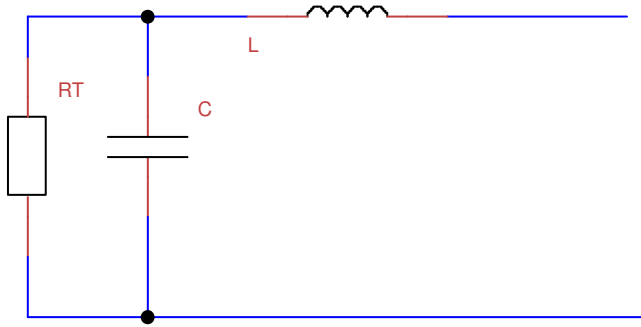
1.2.3.1 Donner la valeur de l'impédance ainsi que la valeur du composant qui permettent d'annuler la partie imaginaire.

Nous pouvons mettre en série une impédance de $+j150\Omega$, cela est une inductance de valeur, Cela donne une valeur de $L_c = 23\text{mH}$, ce qui est énorme.

1.2.3.2 A partir de la résistance de sortie de l'autocommutateur et de la charge restante, en vous aidant du schéma suivant, proposer un réseau d'adaptation qui permette de se placer dans les conditions de transfert du maximum de puissance (on exclura une solution avec un transformateur qui est difficilement réglable).



Voilà le réseau que nous pouvons proposer, $Z_2=C$ et $Z_1=L$



1.2.4 Dimensionner les éléments de ce réseau, donner les expressions littérales et les valeurs.

A partir de l'équation,

$$Z_{equ} = \frac{R_T}{1 + R_T^2 C^2 \omega^2} + j \left(L \omega - \frac{R_T^2 C \omega}{1 + R_T^2 C^2 \omega^2} \right)$$

On identifie la partie réelle et la partie imaginaire et nous obtenons

$$C = \sqrt{\frac{R - R_T}{R_T^2 \omega^2}}$$

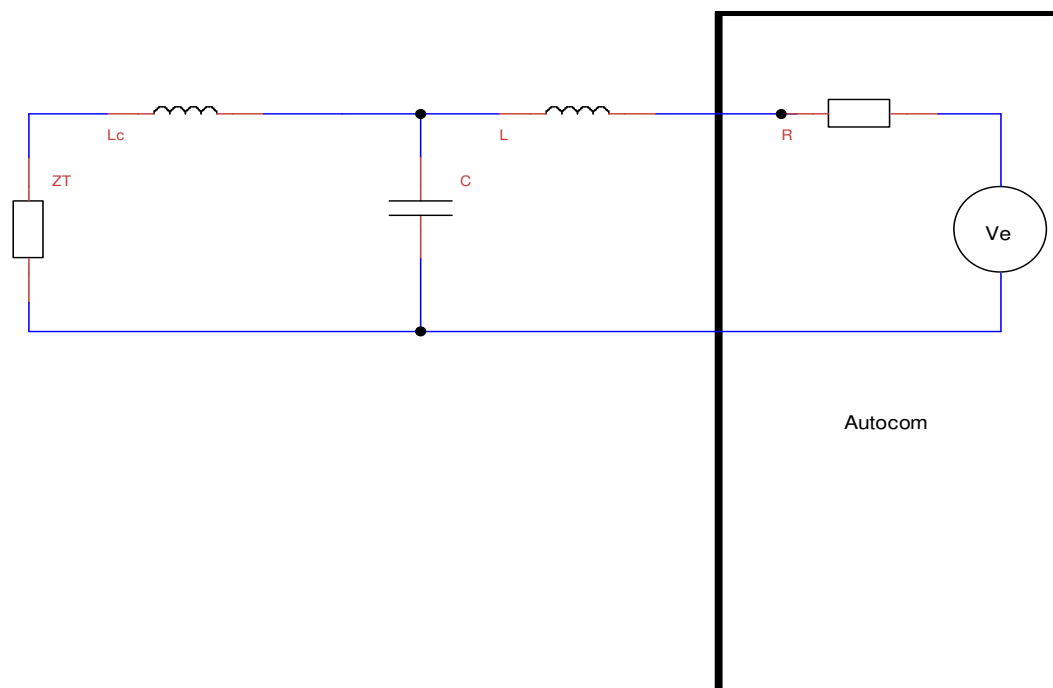
Et
$$L = \frac{R_T^2 C}{1 + R_T^2 C^2 \omega^2}$$

Les valeurs trouvées sont :

C= 2,6μF et L=65μH

1.2.5 A partir de la résistance de sortie de l'autocommutateur et de la charge, proposer maintenant le réseau d'adaptation complet qui permet de se placer dans les conditions du transfert du maximum de puissance.

Le schéma est le suivant.



1.2.6 A partir des différentes représentations structurelles et des documents constructeurs, préciser si c'est cette solution qui est retenue ou s'il y a une autre solution mise en œuvre ; dans ce cas préciser quel est le composant qui réalise cette fonction et comment se fait le réglage.

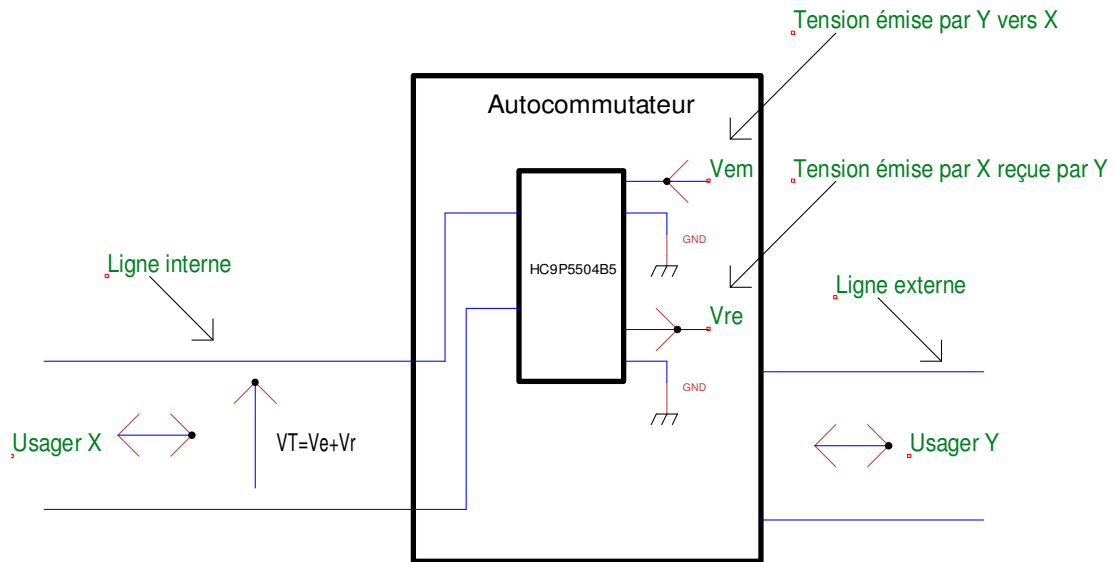
La solution proposée n'est pas facilement réglable, elle nécessite de rajouter des composants, de plus certaines valeurs sont importantes et ne permettent pas une réalisation technologique simple. Nous pouvons voir que ce n'est pas la solution retenue, la compensation des pertes dues à l'adaptation d'impédance se fait par l'intermédiaire du SICOFI4 μ (PEB2466), elle est numérique.

1.3 Passage de 2 fils en 4 fils

La ligne téléphonique qui permet de lier un téléphone interne à l'autocommutateur est une **paire torsadée**, et les grandeurs électriques, représentatives des informations échangées par deux usagers (X interne, Y externe) au cours de leur conversation téléphonique ainsi que des signaux de signalisation, se présentent, au niveau de la ligne « interne », sous la forme de **tensions différentielles**.

Cette interface est appelée duplexeur (HC9P5504B5), On note :

- V_{em} , la tension de mode commun émise par l'utilisateur Y à destination de l'utilisateur X ;
- V_{re} , la tension de mode commun reçue par l'utilisateur Y émise par l'utilisateur X ;
- $V_T = V_e + V_r$, V_T , tension différentielle sur la ligne téléphonique avec V_e , émission à destination de l'utilisateur X, V_r , émission à destination de l'utilisateur Y.



Fonctionnellement, il faut que le duplexeur :
 Elabore, à partir de la tension V_{em} , la tension V_e .
 Elabore, à partir de la tension V_T , la tension V_r .

En conclusion, le duplexeur assure trois fonctions complémentaires :

- Conversion mode commun / mode différentiel.
- Séparation de la voie montante de la voie descendante.
- Participe à l'annulation d'écho par la réduction de la diaphonie.

Couplage entre voies (diaphonie).

Télédiaphonie :

- C'est le couplage vers une ligne transmettant dans le même sens.

Paradiaphonie :

- C'est le couplage vers une ligne transmettant dans le sens opposé.

Schéma équivalent du duplexeur pour la transmission d'un signal à partir de l'autocommutateur vers l'utilisateur X

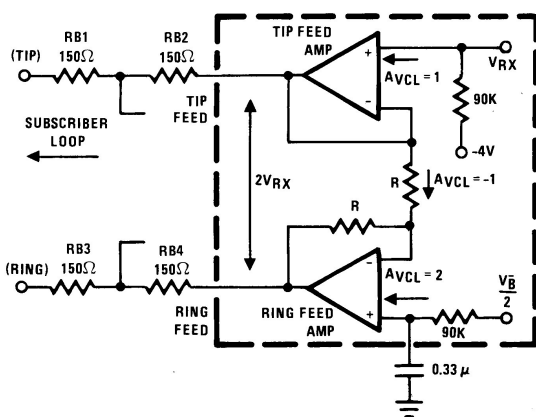
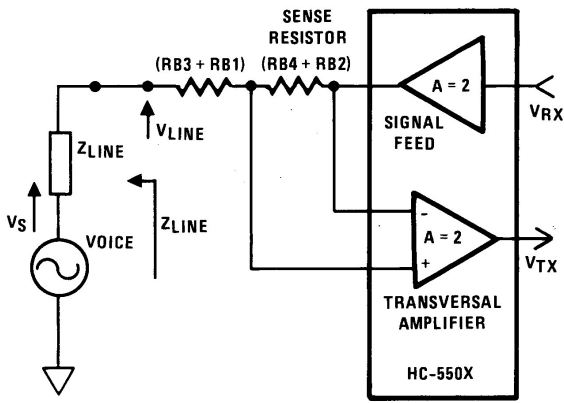


Schéma équivalent du duplexeur pour la transmission d'un signal de l'utilisateur X vers l'autocommutateur.



1.3.1 Déterminer la tension au bornes de la ligne VT, chargée par Z_T quand on applique un signal sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau 0 dBm à partir de l'entrée VRX ($V_{em} = V_{RX}$). Pour cela, vous remarquerez que : $R_{6-01} + R_{10-01} = R_{7-01} + R_{11-01} = R_{8-01} + R_{12-01} = R_{9-01} + R_{13-01} = R_{81} = R_{82} = R_{83} = R_{84} = R_{eq}$

0dBm correspond à 1mw pour une charge de 600Ω
 La puissance est donnée par $P = V_{em}^2 / R$, soit

$$V_{em} = \sqrt{P \cdot R}$$

$$V_{em} = 0,774V$$

$$V_T = \frac{2 \cdot V_{RX} \cdot Z_T}{Z_T + 4 \cdot R_{eq}} \quad V_T^{eq} = V_{RX}$$

$$V_T = 0,774V$$

1.3.2 Déterminer l'expression de la tension VTX, à partir du moment où la charge côté ligne téléphonique est Z_T et quand on applique un signal sinusoïdal à la fréquence de référence de 1020 Hz et de niveau 0 dBm sur l'entrée VRX ($V_{em} = V_{RX}$)

Nous obtenons

$$V_{TX} = -4 \cdot R_{eq} \cdot I$$

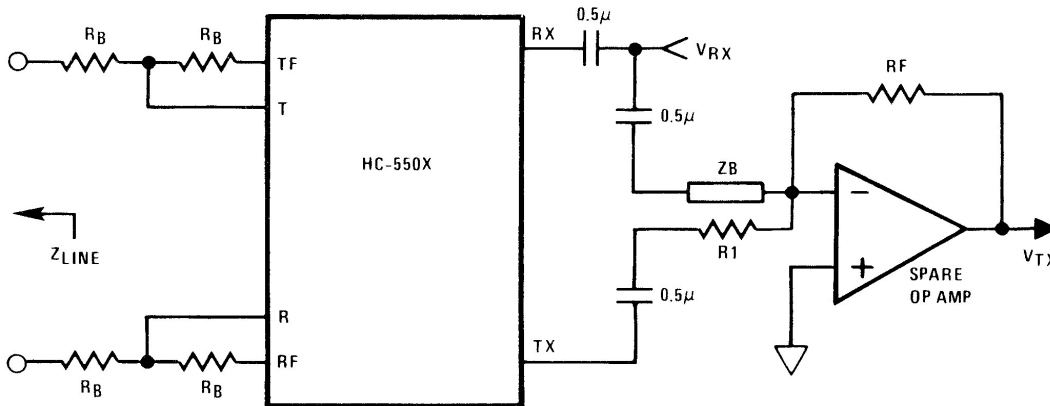
$$I = \frac{2 \cdot V_{RX}}{Z_T + 4 \cdot R_{eq}}$$

$$V_{TX} = -\frac{8 \cdot R_{eq} \cdot V_{RX}}{Z_T + 4 \cdot R_{eq}}$$

1.3.3 Déterminer le niveau de tension de VTX pour ZT=600Ω (résistif), que pensez vous de ce niveau de tension (comparer avec les grandeurs fournies dans la documentation du constructeur (Trans Hybrid Loss)?

Nous obtenons VTX=-VRX=0,774V, la grandeur est identique à celle présente sur VRX. Nous avons 0dB d'atténuation alors que le circuit est donné pour 30 à 40 dB.

1.3.4 Pour résoudre ce problème, le constructeur propose le montage suivant, le circuit est appelé « Balance Network », l'ALI est intégré dans le circuit.



1.3.4.1 Déterminer la nouvelle expression de VTX à partir de VTX, VRX et RF, ZB, R1.

Nous obtenons

$$V_{TX} = - \left[\frac{V_{TX} \cdot RF}{R1} + \frac{V_{RX} \cdot RF}{ZB} \right]$$

1.3.4.2 Proposer une méthode pour déterminer RF, ZB, R1 qui permette d'annuler le phénomène de paradiaphonie. Vous justifierez pourquoi ZB est donnée comme une impédance et vous préciserez les valeurs choisies pour le cas particulier ou ZT=600Ω (résistif)

Nous obtenons

$$V_{TX} = - \left[\frac{- \frac{8 \cdot R_{eq} \cdot V_{RX}}{ZT + 4 \cdot R_{eq}} \cdot RF}{R1} + \frac{V_{RX} \cdot RF}{ZB} \right]$$

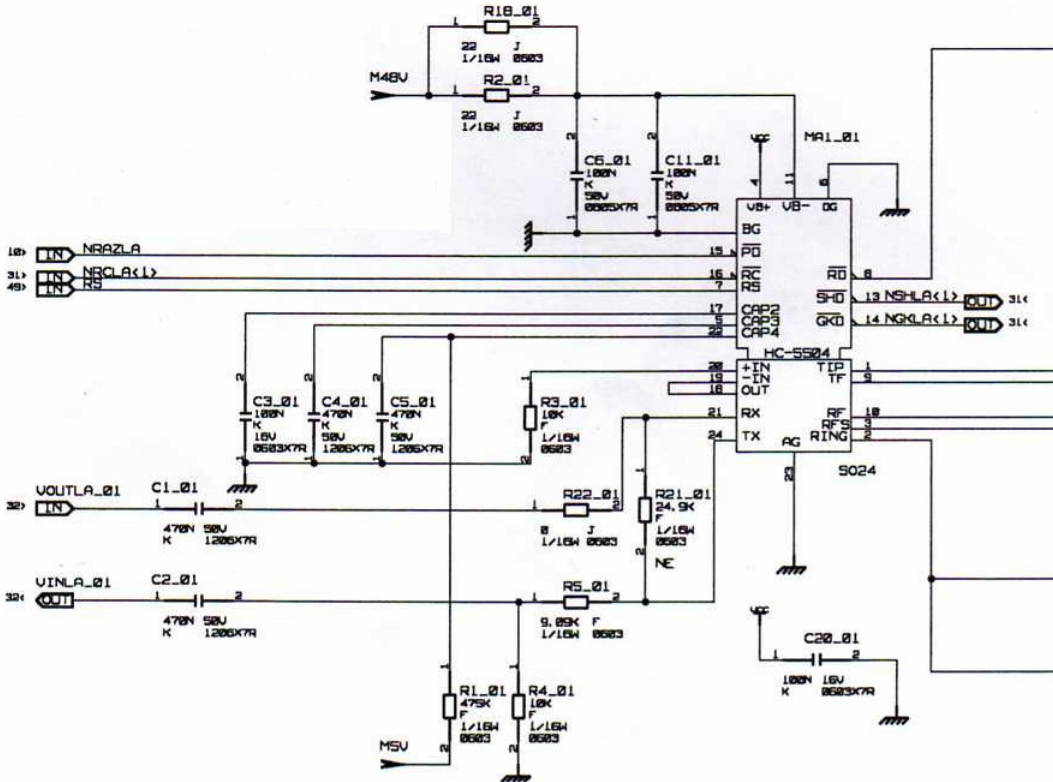
$$V_{TX} = - \left[\frac{- 8 \cdot R_{eq} \cdot V_{RX} \cdot ZB \cdot RF + V_{RX} \cdot RF \cdot (ZT + 4 \cdot R_{eq}) \cdot R1}{R1 \cdot (ZT + 4 \cdot R_{eq}) \cdot ZB} \right]$$

Pour annuler ce phénomène, il est nécessaire d'annuler VTX pour cela, nous devons réaliser :

ZB=ZT+4Req et R1=8Req et RF=R1 (par exemple).

Dans notre cas, nous pouvons prendre R1=RF=ZB=1200Ω

1.3.5 A partir du schéma structurel du montage du duplexeur HC9P5504B5 et de la documentation du SICOFI4 μ (PEB2466), préciser comment dans l'autocommutateur est réalisée l'opération de réduction du phénomène de para-diaphonie. Vous préciserez le registre qui permet de programmer le dispositif.



L'amplificateur opérationnel interne A-500 n'est pas branché, l'opération ne se fait pas de façon analogique. Elle se fait par l'intermédiaire du circuit PEB2466 par l'intermédiaire d'un filtre numérique, le « Transhybrid Balancing Filter (TH) ». L'activation du filtre se fait par les bits 7 du registre CR0 et les bits 0 et 1 qui permettent de choisir le type de coefficients à utiliser.

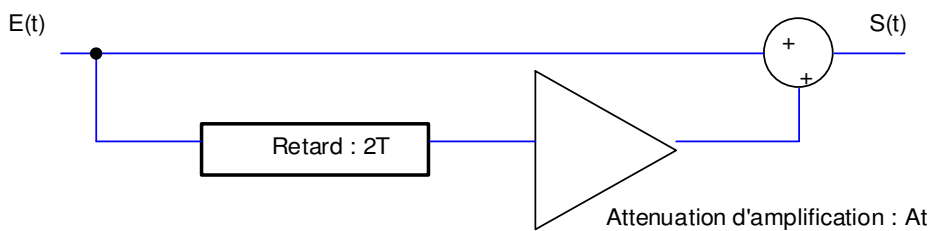
1.4 Phénomène d'écho.

Un phénomène d'écho se produit sur des liaisons téléphoniques à relativement grande distance. Il a pour source le fait qu'il est impossible d'équilibrer parfaitement les terminaisons de chaque liaison (le bouclage se fait par l'intermédiaire du réseau 4 fils qui sert de passerelle et le signal revient sur le réseau deux fils vers l'émetteur). Pour chaque usager, cela se traduit par la perception de sa propre voix atténuée et retardée dans le temps, voir de provoquer un son "caverneux" désagréable. Ce phénomène devient gênant quand le retard est supérieur à 50ms. Il peut également être source d'instabilité.

Ce phénomène se modélise par une propagation multiple où un même signal peut arriver par deux ou plusieurs trajets qu'il parcourt en des temps différents. On s'intéressera ici à un cas simple en ne considérant qu'un seul chemin indirect retardé.

Problématique : comment établir une liaison entre deux usagers sans que l'écho soit un phénomène gênant.

1.4.1 Modélisation de l'écho.



1.4.1.1 En considérant que le signal en écho est retardé de T et atténué de A_t , donner l'expression de $S(t)$.

L'expression est :

$$S(t) = E(t) + At \cdot E(t - 2T)$$

1.4.1.2 A partir de l'expression précédente, donner la fonction de transfert de l'ensemble appelée $H(f)$.
Vous préciserez également l'expression de la réponse impulsionnelle $h(t)$.

L'expression est :

$$S(f) = E(f) + At \cdot E(f) \cdot e^{-j2\pi f 2T}$$

$$H(f) = 1 + At \cdot e^{-j2\pi f 2T}$$

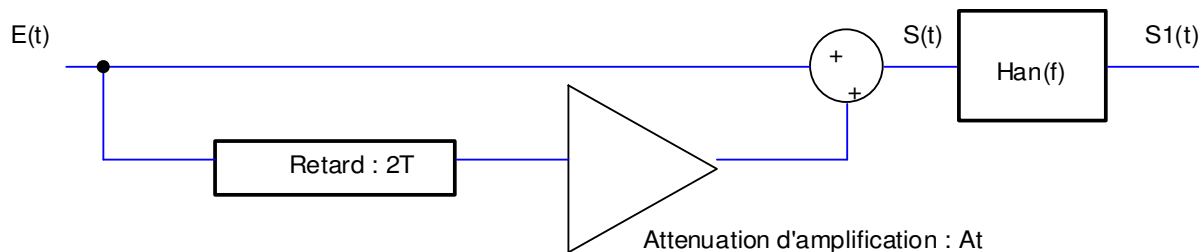
Réponse impulsionnelle $h(t)$

$$h(t) = \delta(t) + At \cdot \delta(t - 2T)$$

1.4.2 Réduction de l'écho.

Pour notre cas, nous sommes sur une liaison vers les Etats-Unis, $At = 0,2$.

Pour retrouver au niveau de l'utilisateur le signal $E(t)$ et ainsi corriger la distorsion, on utilise dans le récepteur (autocommutateur), un filtre qui annule l'écho de fonction de transfert : $H_{an}(f) = 1/H(f)$.



1.4.2.1 Donner l'expression de $H_{an}(f)$, pour cela vous pourrez utiliser le développement de Taylor suivant : $1/(1+x) = 1-x+x^2-x^3+x^4-x^5+\dots+(-1)^n x^n$, valable pour $|x| < 1$. Préciser la condition qui doit être remplie.

L'expression est :

$$H_{an}(f) = 1 + \sum_{n=1}^N (-1)^n At^n e^{-j2\pi f n 2T}$$

Deux conditions doivent être remplies,

1/ $\left| At e^{-j2\pi f 2T} \right| < 1$

2/ Nous ne pouvons prendre qu'un nombre fini d'échantillons.

1.4.2.2 Donner la réponse impulsionnelle $h_{an}(t)$, et donner l'équation qui permettra d'intégrer le filtre de façon numérique, vous préciserez les difficultés que vous risquez de rencontrer pour intégrer le filtre ainsi que pour répondre parfaitement au souci d'annulation de l'écho (à partir du document de présentation, vous préciserez ou est traité le phénomène d'écho au niveau de l'autocommutateur).

L'expression est :

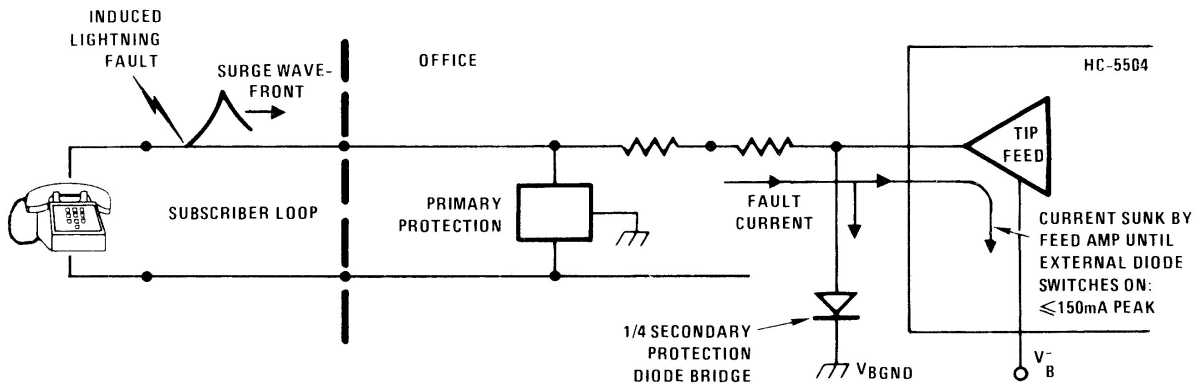
$$h_{an}(t) = \delta(t) + \sum_{n=1}^N (-1)^n At^n \cdot \delta(t - 2nT)$$

$$S_1(t) = S(t) + \sum_{n=1}^N (-1)^n A t^n .S(t - 2nT)$$

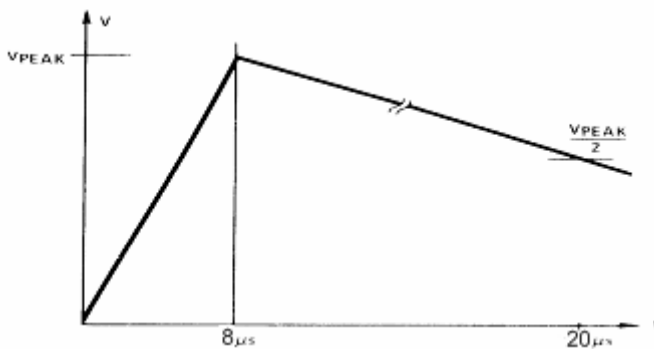
La difficulté est d'intégrer un grand nombre de coefficients. L'autre difficulté est de limiter les coefficients, cela crée un effet de fenêtre et risque de créer une réponse quelquefois amplifiées du phénomène (phénomène de Gibbs à la coupure du filtre). Il est également nécessaire d'adapter le filtre au mieux par rapport aux conditions du canal de transmission. L'annulation d'écho est traitée par la carte fille de traitement du signal optionnelle

Protection de l'autocommutateur et de la ligne

Le constructeur recommande de protéger la ligne par deux protections, une protection primaire et une protection secondaire. La protection primaire est chargée de limiter la tension de défaut entre 500V et 1000V de façon à ce que la protection secondaire prenne le relais.



La forme de l'impulsion induite due à la foudre est représentée par la figure suivante. La tension maximale V_{PEAK} vaut aux environs de 10 kV.



2.1 Etude de la protection primaire.

2.1.1 En vous appuyant sur le schéma structurel, indiquer les composants qui assurent la protection primaire.

Les composants qui assurent la protection primaire sont les deux trisil SMPTA130 et les deux condensateurs C9_01 et C10_01 de 1,5NF

2.1.2 Indiquer comment la protection primaire agit (essentiellement le trisil).

Quand la tension de mode commun devient supérieure à $V_{B0}=173\text{V}$, le trisil se comporte comme un court-circuit et empêche l'onde de se propager dans le montage.

2.1.3 En considérant que la ligne protégée est longue de 1 km, chargée par un téléphone décroché ($600\ \Omega$, on prendra comme hypothèse que l'influence de la partie capacitive n'affecte pas le calcul suivant), indiquer la valeur du courant maximal qui apparaît au sein de cette ligne si la foudre frappe à proximité (apparition d'une tension de mode commun V_{PEAK}). Préciser si le composant choisi a été bien dimensionné.

Z_T = terminaison résistive de $600\ \Omega$, $Z_{equ} = 750\ \Omega - j150\ \Omega$ (vu de l'entrée de la ligne en mode différentiel). La résistance de ligne vaut $Z_L=150\ \Omega$, soit $75\ \Omega$ Par brin.

Le courant maxi dans la boucle vaut $I_L=10000/75=133\text{A}$, Comme le courant I_{pp} à une valeur de $150\ \text{A}$, le composant est bien dimensionné.

2.2 Etude de la protection secondaire.

2.2.1 En vous appuyant sur le schéma structurel, indiquer les composants qui assurent la protection secondaire.

Le composant qui assure la protection secondaire est le pont de diode U05G4B48.

2.2.2 Indiquer comment la protection secondaire agit, puis indiquer la valeur du courant maximal qui apparaît au sein de cette ligne si la foudre frappe à proximité (apparition d'une tension de mode commun V_{PEAK}). Préciser si le composant choisi a été bien dimensionné.

La tension qui apparaît en mode commun est réduite à 173V par l'action du trisil. Elle apparaît quand la tension induite par l'arc devient inférieure à cette valeur.

Dans ce cas le courant est limité par la résistance de la ligne, mais également par $R6_{01}+R7_{01}+R10_{01}+R11_{01}$ donc $ZL=75+300=375\Omega$,

Le courant passant dans une branche du pont est de $I_L=173/375=0,461A$, comme d'après les caractéristiques fournies par le constructeur I_O est de 0,5A et $I_{FSM}=30A$, nous sommes largement dans les conditions d'utilisation du pont de diode.

Signalisation de numérotation

La numérotation sur les postes abonnés et par l'intermédiaire de l'autocommutateur s'effectue grâce à une numérotation numérique double ton.

A chaque appui sur l'une de ces touches, le téléphone de l'utilisateur X envoie sur la ligne, à destination de l'autocommutateur auquel il est raccordé, une tension composite V dite *tension DTMF (Dual Tone Multiple Frequencies)* telle

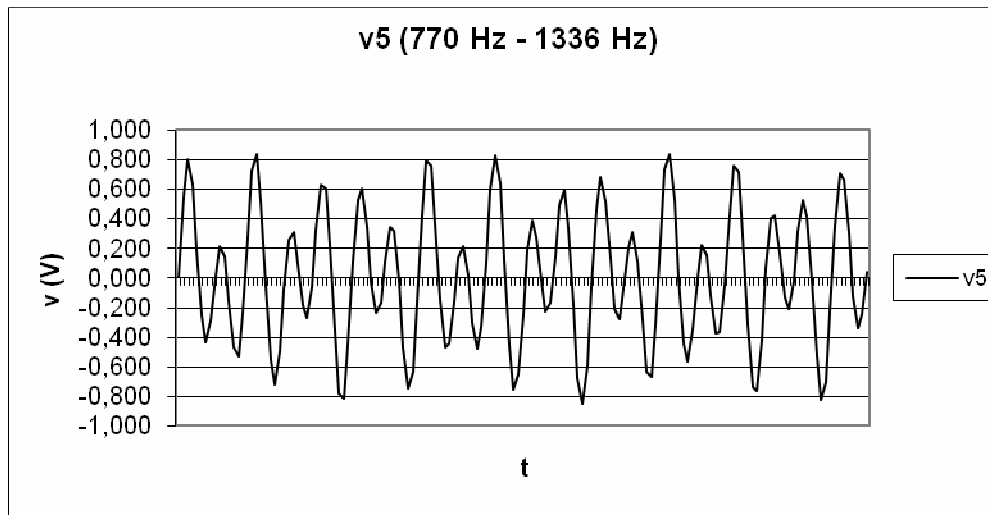
que $V = E_L \sin(\omega_L t) + E_H \sin(\omega_H t)$, avec $E_L = 320$ mV et $E_H = 540$ mV, et où $f_L = \frac{\omega_L}{2\pi}$ et $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi}$ sont définies

par le tableau suivant :

		fH (High)			
		1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
fL (Low)	697 Hz	1	2	3	A
	770 Hz	4	5	6	B
	852 Hz	7	8	9	C
	941 Hz	*	0	#	D

Les composantes spectrales de ces tensions DTMF appartiennent au spectre des fréquences audibles, c'est pourquoi ces tensions sont également véhiculées jusqu'à l'écouteur de l'abonné A, permettant ainsi à ce dernier de vérifier qu'il a correctement appuyé sur les 10 touches de numérotation.

On donne, l'évolution temporelle de la tension DTMF considérée entre les instants $t=0$ et $t=15$ ms, et correspondant à l'appui sur la touche 5.



Les 2 valeurs associées à chaque couple de fréquences n'étant pas multiples l'une de l'autre, la tension DTMF est une tension **apériodique**.

CCITT Recommandations Q.23 et Q.24 (valeurs AT&T) :

Tolérance sur la fréquence à la détection :

- ON : 1.5%, si une fréquence est détectée mieux que +/- 1.5% elle est valide.
- OFF : 3.5%, si une fréquence est détectée au-delà de +/- 3.5% elle est invalide.

Durées

- Durée signal détecté ON : >40 ms.
- Durée signal détecté OFF: <23 ms.
- Durée de la pause : 40 ms max..
- Interruption du signal : 10 ms min.
- Rapidité de numérotation : 93ms/digit.

Caractéristiques électriques du signal

- Différence d'amplitude maximale ; H/L = +4 dB / - 8 dB min
- Rapport signal sur bruit : 15 dB minimum (Amplitude du signal 5.6 fois plus forte que celle du bruit)
- Puissance du signal : -26 dBm minimum

3.1 Réalisation des fréquences DTMF

On souhaite intégrer les générateurs de fréquence DTMF par une fonction programmée de façon à pouvoir l'implanter sur tous les types de support. Nous allons déterminer une méthode économe en mémoire qui permettra d'adapter la demande faite à partir de chaque canal. Pour cela, nous allons générer une fonction sinusoïdale à l'aide d'une fonction de récurrence.

3.1.1 Montrer que la fonction sinus peut s'écrire sous la forme :

$$\sin(N\omega T_e) = 2 \cos(N\omega T_e) \sin[(N-1)\omega T_e] - \sin[(N-2)\omega T_e]$$

TE : période d'échantillonnage

Nous pouvons partir de l'expression :

$$\sin(N\omega T_e + \omega T_e) = \cos(\omega T_e) \sin(N\omega T_e) + \cos(N\omega T_e) \sin(\omega T_e)$$

$$\sin(N\omega T_e - \omega T_e) = \cos(\omega T_e) \sin(N\omega T_e) - \cos(N\omega T_e) \sin(\omega T_e)$$

L'addition de ces deux relations donne :

$$\sin(N\omega T_e + \omega T_e) + \sin(N\omega T_e - \omega T_e) = 2 \cos(\omega T_e) \sin(N\omega T_e)$$

$$\sin((N+1)\omega T_e) = 2 \cos(N\omega T_e) \sin[(N)\omega T_e] - \sin[(N-1)\omega T_e]$$

Soit en remplaçant N par N-1

$$\sin(N\omega T_e) = 2 \cos(N\omega T_e) \sin[(N-1)\omega T_e] - \sin[(N-2)\omega T_e]$$

- 3.1.2 Ecrire l'équation aux différences qui permet de générer une sinusoïde (vous poserez $Y_N = \sin(N\omega T_e)$) et donner l'expression complète qui permet de générer un signal DTMF (S_N et pour la seconde sinusoïde, vous poserez $X_N = \sin(N\omega_1 T_e)$).

Avec $Y_N = \sin(N\omega T_e)$, l'équation s'écrit :

$$Y_N = 2 \cos(N\omega T_e) \cdot Y_{N-1} - Y_{N-2}$$

$$S_N = 2 \cos(N\omega T_e) \cdot Y_{N-1} - Y_{N-2} + 2 \cos(N\omega_1 T_e) \cdot X_{N-1} - X_{N-2}$$

- 3.1.3 Préciser le nombre de registres qu'il est nécessaire de renseigner pour générer 8 signaux DTMF.

Il est nécessaire de bloquer 8 registres pour chaque valeur initiale de la fonction cosinus [$\cos(N\omega_1 T_e)$], et de rajouter deux registres de stockage intermédiaire par sinusoïde, soit au total, $2 \cdot 8 + 8 = 24$ registres.

- 3.1.4 En utilisant les registres précédents, proposer un programme écrit en pseudo-code (voir documents constructeurs P35) qui permette d'implémenter la numérotation DTMF dans l'autocommutateur ou un poste numérique.

3.2 Détection des séquences DTMF

Problématique : Réduire le temps de calcul nécessaire à la détection DTMF.

Détection par transformée de Fourier.

La relation est donnée par :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N}$$

k : indice de l'échantillon fréquentiel

n : indice de l'échantillon du signal à analyser

N : nombre d'échantillons de la fenêtre d'analyse (temporel et fréquentiel)

$X[k]$: composante fréquentielle du signal

$x[n]$: composante temporelle du signal

Dans ce cas :

3.2.1 Préciser le nombre de multiplications et d'additions complexes requises pour chaque coefficient

Chaque coefficient nécessite :

- N multiplications complexes ;
- $(N-1)$ additions complexes ;

3.2.2 Préciser le nombre de multiplications et d'additions complexes requises pour obtenir tous les coefficients nécessaires à l'espace spectral analysé.

- $N*N$ multiplications complexes ;
- $N*(N-1)$ additions complexes ;

3.2.3 Préciser le nombre de multiplications et d'additions réelles requises pour obtenir tous les coefficients nécessaires à l'espace spectral analysé.

Il est nécessaire de remarquer que :

- une addition complexe fait intervenir 2 additions réelles ; $(a+jb)+(c+jd) = a+c +j(b+d)$
- Une multiplication complexe fait intervenir 4 multiplications réelles, 2 additions et soustraction réelles ; $(a+jb)(c+jd) = ac-bd+j(bc+ad)$

Ce qui donne :

- $4*N*N$ multiplications réelles ;
- $2*N*N$ additions dues aux multiplications.
- $2*N*(N-1)$ additions réelles ;

3.2.4 Si cette méthode est utilisable compte tenu des contraintes et des recommandations de la CCITT pour cela vous considérez que la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, un temps d'exécution pour une instruction de 200 ns (cas d'un microcontrôleur dédié fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 20 MHz) et 205 échantillons.

Nous avons $4N^2$ multiplications à réaliser, soit 33,6 ms pour les multiplications

Nous avons $2*N*(N-1) + 2N^2$ additions à réaliser, soit 33,5 ms pour les additions

Il est nécessaire d'acquérir les 205 échantillons et de rajouter le temps de calcul, soit

$$25,6\text{ms} + 33,6\text{ms} + 33,5\text{ms} = 92,8 \text{ ms}$$

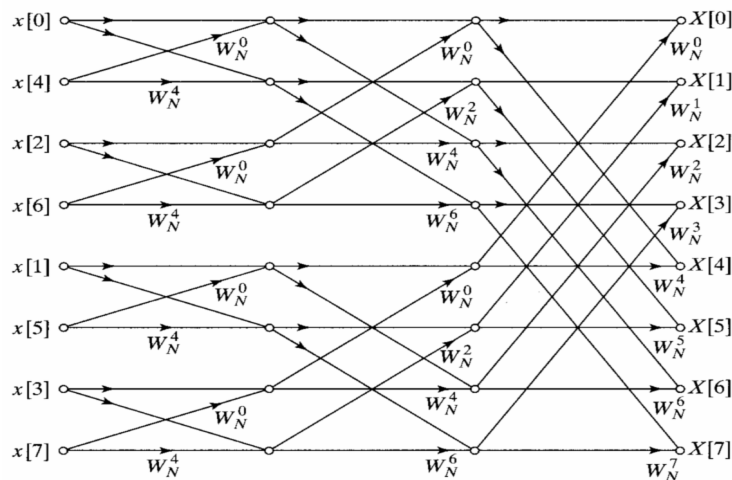
Nous sommes dans une situation tangente car nous pouvons avoir une rapidité de numérotation de 93 ms minimum. Nous pouvons avoir des difficultés pour reconnaître deux chiffres expédiés l'un à la suite de l'autre.

3.2.5 Préciser quelle est la stratégie de calcul qui permet de réduire considérablement le nombre d'opérations.

Réaliser une FFT.

3.2.6 Détermination du nombre de multiplications nécessaires à la réalisation de cette transformation.

On rappelle que l'algorithme de la FFT peut se mettre sous cette forme pour 8 valeurs :



3.2.6.1 A partir de l'équation de la transformée de fourrier, vous montrerez que

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r]W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1]W_{N/2}^{rk} \quad W_N = e^{-j2\pi/N}$$

Il suffit de séparer les paires et les impaires

$$X[k] = \sum_{\text{paire}} x[n]W_N^{nk} + \sum_{\text{impaire}} x[n]W_N^{nk}$$

Puis de poser que :

$$n = 2r \quad \text{pour } n \text{ paire}$$

$$n = 2r+1 \quad \text{pour } n \text{ impaire}$$

soit

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r]W_N^{2rk} + \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1]W_N^{(2r+1)k}$$

Comme

$$W_N^{2rk} = e^{-j2\pi 2rk/N} = e^{-j2\pi rk/(N/2)} = W_{N/2}^{rk}$$

Et que

$$W_N^{2rk} W_N^k = W_N^k W_{N/2}^{rk}$$

Alors

$$X[k] = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r]W_{N/2}^{rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x[2r+1]W_{N/2}^{rk}$$

3.2.6.2 Donner dans ce dernier cas le nombre de multiplications réalisées.

Nous avons $2*(N/2)^2+N$ multiplications.

3.2.7 Sur l'exemple avec 8 échantillons et 8 valeurs cherchées, préciser le nombre de fois où nous avons besoin de procéder à cette dichotomie.

3 fois

3.2.8 Donner en l'expliquant la relation qui permet de déterminer le nombre de multiplications et d'additions à réaliser.

Nous pouvons remarquer sur le diagramme de la FFT que nous avons 3 séries de 8 multiplications qui sont réalisées. Soit, comme 8 est le nombre d'échantillons et 3 est $3 = \log_2 8$

Nous pouvons en déduire que le nombre de multiplications est

$$N \log_2 N$$

De la même façon, nous pouvons en déduire que le nombre d'additions est de

$$N \log_2 N$$

soit pour 8 échantillons, nous obtenons : 24 multiplications et 24 additions

3.2.9 Préciser si cette méthode est utilisable compte tenu des contraintes des recommandations de la CCITT (pour cela vous considérez que la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, un temps d'exécution pour une instruction de 200 ns (cas d'un microcontrôleur dédié fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 20 MHz) et 205 échantillons :

soit pour 205 échantillons, nous obtenons pour le nombre d'opérations réelles : $4 * N \log_2 N$, soit 1,1 ms.

De la même façon, nous $4 * N \log_2 N$ additions soit 1,1 ms.

Nous obtenons donc 2,2 ms

Il est nécessaire d'acquérir les 205 échantillons et de rajouter le temps de calcul, soit

$$25,6\text{ms} + 2,2\text{ms} = 27,8 \text{ ms}$$

Cette méthode permet de décoder le signal.

3.3 Détection par algorithme de Goertzel.

Les circuits spécialisés échantillonnent avec des fréquences inférieures à 10 MHz, la plupart fonctionnent à 4 MHz. Il est donc nécessaire de réduire encore le temps de calcul, nous recherchons un procédé économe en temps de calcul, pour cela, nous allons observer que nous n'avons pas besoin de calculer l'ensemble des transformées de Fourier pour tous les harmoniques, mais dans le problème qui nous intéresse, il est important de n'extraire que l'amplitude du signal des deux harmoniques qui constituent le « dual tone ».

3.3.1 Mise en évidence de l'algorithme

Il est important de constater qu'à la détection nous n'avons besoin de détecter que 8 fréquences. Le principe de l'algorithme est de trouver le filtre à réponse impulsionnelle infinie qui permet de détecter les fréquences dont nous avons besoin. A partir de la TFD :

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] e^{-j(2\pi/N)rk}$$

Montrer que cette relation peut se mettre sous la forme :

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] h_k(N-r)$$

Où

$$h_k(N-r) = e^{-j(2\pi/N)k(r-N)}$$

Représenter la réponse impulsionnelle du filtre.

En remarquant que

$$e^{j(2\pi/N)Nk} = e^{j2\pi k} = 1$$

Nous allons multiplier l'équation de la transformée de fourrier par ce facteur

$$X[k] = e^{j(2\pi/N)kN} \sum_{r=0}^{N-1} x[r] e^{-j(2\pi/N)rk} = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] e^{j(2\pi/N)k(N-r)}$$

soit

$$X[k] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] e^{-j(2\pi/N)k(r-N)} = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] h_k(N-r)$$

3.3.2 Montrer que cela est la peut se réduire sous la forme d'un filtre dont la fonction de transfert est

$$H_k(z) = \frac{Y_k(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}$$

Pour cela, nous allons faire le constat que la réponse de ce filtre peut se mettre sous la forme :

$$Y_k[m] = \sum_{r=0}^{N-1} x[r] h_k(m-r)$$

Soit en considérant que :

$$Y_k[m]_{m=N} = X_k(N)$$

En utilisant la transformée en z du produit de convolution

$$Y_k[z] = X(z) \cdot \sum_{r=0}^{N-1} e^{-j(2\pi/N)k(r-N)} = \frac{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}} X(z) \sum_{r=0}^{N-1} e^{-j(2\pi/N)k(r-N)}$$

Nous obtenons

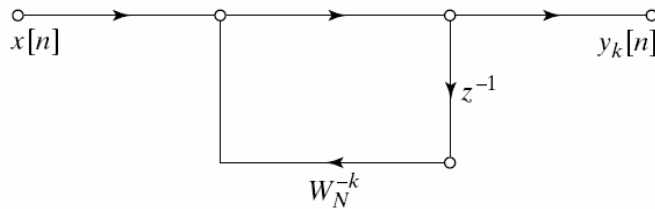
$$Y_k[z] = X(z) \frac{e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^0}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}} = X(z) \frac{1}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}$$

3.3.3 Donner l'équation aux différences permettant d'implémenter ce filtre et préciser le nombre d'opérations réelles et complexes qu'il est nécessaire de réaliser.

L'équation est :

$$y_k[n] = x(n) + e^{j\frac{2\pi}{N}k} y_k(n-1)$$

Elle peut être représentée par le graphe :



Nous avons une multiplication et une addition complexe, ce qui se traduit par 4 multiplications réelles et 4 additions réelles, soit pour les N échantillons, 4N multiplications et 4N additions pour chaque fréquence.

3.3.4 Dans le cadre de la détection DTMF, seule la détection de l'amplitude de chacun des 8 signaux de fréquence connue constitutifs du message à analyser est importante. Nous voulons réduire de nombre d'opérations réelles pour réduire le temps de calcul, proposer une solution qui permette d'obtenir la structure de l'algorithme de Goertzel à partir de la structure générale du filtre.

$$H_k(z) = \frac{Y_k(z)}{X_k(z)} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2}}$$

Et montrer que l'algorithme peut s'écrire

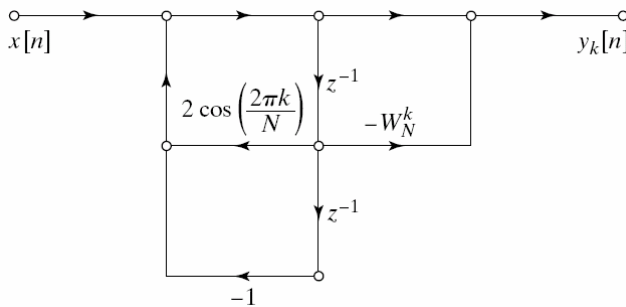
$$D_k[n] = x(n) + 2 \cos \frac{2\pi k}{N} D_k(n-1) - D_k(n-2)$$

Pour $n=N$

$$y_k[n] = D_k(n) - D_k(n-1) e^{-j\frac{2\pi}{N}k}$$

Il est simplement nécessaire de multiplier l'équation du filtre précédent par le complexe conjugué, et nous obtenons l'équation du filtre

$$H_k(z) = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{\left(1 - e^{j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}\right) \left(1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}\right)} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2}}$$



A partir de cette relation, nous pouvons écrire :

$$Y_k(z) = \frac{X_k(z)}{(1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2})} - \frac{X_k(z) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}}{1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2}}$$

Soit, en posant

$$D_k(z) = \frac{X_k(z)}{(1 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} z^{-1} + z^{-2})}$$

Nous obtenons

$$Y_k(z) = D_k(z) - D_k(z) e^{-j\frac{2\pi}{N}k} z^{-1}$$

Donc comme nous recherchons la structure à implémenter, nous pouvons par transformation inverse de fourrier trouver l'expression de l'algorithme.

$$D_k(z) = X_k(z) + 2 \cos \frac{2\pi k}{N} D_k(z)z^{-1} - D_k(z)z^{-2}$$

Soit :

$$D_k[n] = x(n) + 2 \cos \frac{2\pi k}{N} D_k(n-1) - D_k(n-2)$$

Et naturellement à partir de l'autre équation, il vient :

$$y_k[n] = D_k(n) - D_k(n-1)e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \quad \text{Pour } n=N$$

3.3.5 Pour réduire le temps de calcul, il est nécessaire de ne plus avoir à réaliser que des opérations réelles. Comme la phase n'a aucune importance pour nous, il est possible de ne détecter que l'amplitude de chaque harmonique utile.

Montrer que calculer le module de $y_k[n]$ $n=N$ suffit.

$$Y_k[m]_{m=N} = X_k(N)$$

Pour $n=N$ nous avons

Soit pour avoir une image de l'énergie de $X_k(N)$

$$|X_k[N]|^2 = (D_k(N) - D_k(N-1)e^{-j\frac{2\pi}{N}k})(D_k(N) - D_k(N-1)e^{j\frac{2\pi}{N}k})$$

$$|X_k[N]|^2 = (D_k(N))^2 + D_k(N-1)^2 - 2 \cos \frac{2\pi k}{N} D_k(N-1)D_k(N)$$

Il ne s'agit ensuite que d'effectuer le calcul une fois par fréquence après que le calcul sur les N échantillons ait été réalisé.

3.3.6 A partir de la structure générale de l’algorithme de Goertzel, en déduire le nombre maximal d’opérations nécessaires au décodage des signaux et l’adéquation des opérations à réaliser en relation avec la durée d’une période d’échantillonnage ainsi que temps d’exécution nécessaire.

Pour $D_k[n]$: 1 multiplication réelle et 2 additions réelles, cela à répéter N fois pour chaque fréquence attendue. Dans ce cas, il est possible d’effectuer le calcul élémentaire (1 multiplication et 2 additions) au même rythme que l’échantillonnage. Puis il s’agit de répéter 8 fois ce calcul élémentaire dans une période d’échantillonnage pour repérer toutes les fréquences.

Vérification : temps de calcul : $3 \cdot 200$ ns, soit 600 ns, pour les 8 échantillons nous avons $4,8 \mu s$ de temps d’exécution, ce qui est bien inférieur à la période d’échantillonnage qui est de $125 \mu s$.

A la fin des N échantillons, il ne reste que 8 calculs à réaliser pour déterminer $|X_k[N]|^2$ et

savoir si deux fréquences sont présentes. Nous devons rajouter au temps d’échantillonnage, 3 multiplications réelles et 2 additions, cela 8 fois.

Nombre total d’opérations à réaliser après l’acquisition des N échantillons : 40 opérations au total

Soit $8 \mu s$

Temps total d’exécution : $25,6ms + 8 \mu s + 4,8 \mu s = 25,612$ ms

3.3.7 Conclure sur l’utilité d’un tel algorithme. Préciser quelles sont les précautions à prendre avant de l’implémenter.

C’est la méthode la plus rapide compte tenu de la possibilité de faire le calcul en partie pendant l’échantillonnage.

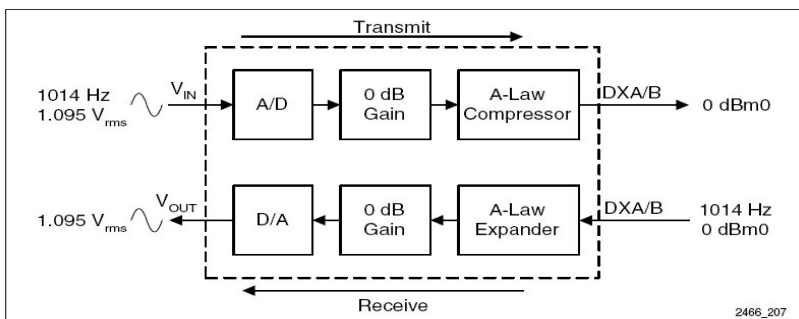
Les précautions à prendre sont essentiellement sur le choix du nombre d’échantillons en fonction de la fréquence d’échantillonnage et surtout le nombre de bits nécessaire à la représentation du ton.

Numérisation de la voix et compression.

La voix humaine dépend de plusieurs facteurs, la puissance du son émis dépend essentiellement du débit pulmonaire, la hauteur du son de la tension des cordes vocales, le timbre des différentes cavités (pharyngée, buccale, nasale). De fait, l’ensemble de ces éléments permet un modelage du spectre du son produit par la vibration des cordes vocales.

Les seuls sons périodiques que l’homme puisse prononcer sont les voyelles, elles correspondent à des couples fréquentiels variant de 180Hz à 2500Hz. Les consonnes sont des sons transitoires dont les composantes s’étendent au delà de 5000Hz. Cependant, au delà de 3000 Hz, les composantes n’interviennent plus que dans le timbre de la voix. Ainsi, pour entendre un message vocal audible, en faisant abstraction de la fidélité absolue au timbre de la voix, une bande passante allant de 300Hz à 3400Hz est choisie dans le domaine des télécommunications (téléphonie) pour transmettre la voix.

Dans notre cas, l’échantillonnage, la conversion, le traitement et la compression sont réalisés par l’intermédiaire du circuit SICOFI 2466. La chaîne de traitement est modélisée par la représentation fonctionnelle suivante.



Les valeurs aux entrées et aux sorties sont les valeurs typiques de fonctionnement du composant (la tension maximale admissible côté ligne téléphonique est de 2,223V). La fréquence d’échantillonnage est de 8KHz.

4.1 Echantillonnage

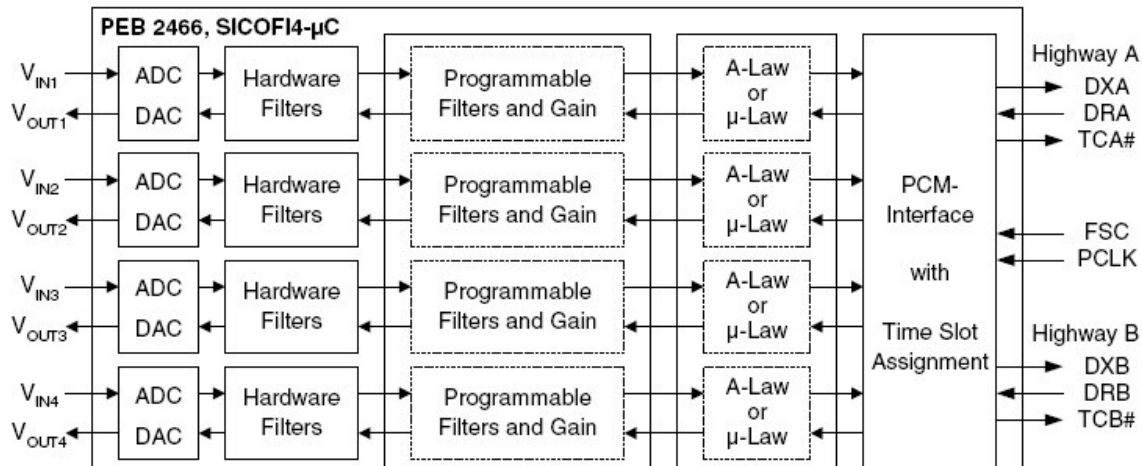
4.1.1 Vérifier en les précisant que les conditions d'échantillonnage sont bien choisies.

Les conditions de Shannon sont respectées, $f_{\text{signal}} < f_{\text{échantillonnage}}/2$

4.1.2 Indiquer pourquoi il n'apparaît pas de filtre anti-repliement devant les convertisseurs.

Le filtrage est réalisé en amont par le téléphone

4.1.3 A partir du schéma de principe suivant du circuit PEB2466, compte tenu que la technologie des convertisseurs utilisés est Σ/Δ , expliquer l'utilité et le principe des filtres « Hardware Filters » au niveau de la structure du PEB 2466.

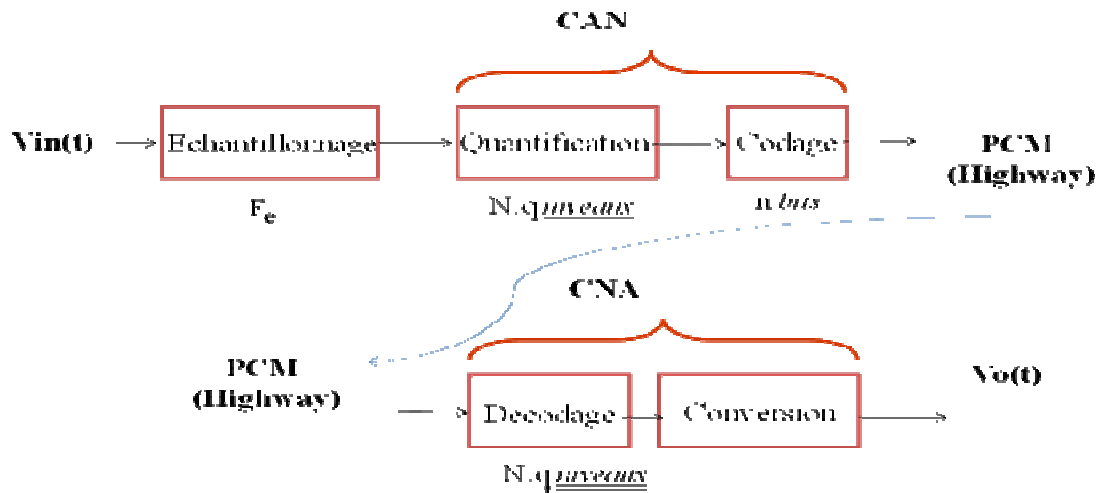


1/ Coté convertisseur numérique analogique, c'est un filtre d'interpolation, il permet un suréchantillonnage, ou encore interpolation, on remplace le train de 12 bits échantillonné à la fréquence F_e par 12 bits à la fréquence NF_e , les échantillons sont calculés par interpolation.

2/ Coté convertisseur analogique numérique, en sortie du CAN le débit est F_e bits/s, ce débit est ramené à (F_e/n) échantillons codés sur N bits après filtrage et décimation. Par exemple une décimation par 16 ($n=16$), permet de disposer en sortie d'échantillons du signal analogique codés sur 4 bits ($N=4$ et $n=16$) et la fréquence des échantillons est de $F_e/16$.

4.2 Compression

Le schéma de quantification et de restitution du signal quantifié est explicité par la figure suivante.



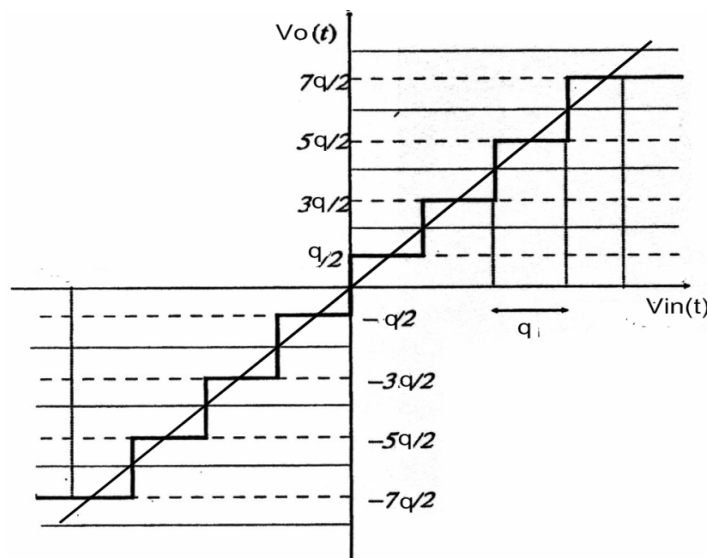
L'opération de quantification du signal analogique d'entrée ($V_{in}(t)$) donne naissance à un signal quantifié et numérisé qui est ensuite codé avant transmission. L'émetteur transmet un nombre I qui représente le signal sur un intervalle q . Le récepteur en recevant le nombre I le reconstitue de son mieux en un signal analogique instantané qui lui correspond. À défaut d'informations plus précises, il admet que la valeur se trouve au milieu de l'intervalle q correspondant. Le signal reconstitué est $V_o(t)$. Il existe entre $V_{in}(t)$ et $V_o(t)$ une erreur. Cette erreur est appelée erreur de quantification $\varepsilon(t)$.

Le bruit de quantification sera d'autant plus gênant que le signal $V_{in}(t)$ sera de faible amplitude. Pour les fortes valeurs de $V_{in}(t)$ le bruit sera pratiquement insignifiant.

$$\varepsilon(t) = Er(t) = V_{in}(t) - V_o(t)$$

$V_{in}(t)$: signal d'entrée non quantifié

$V_o(t)$: signal reconstitué



Rapport signal bruit.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_S}{P_B}\right)$$

P_S : puissance du signal $m(t)$

P_B : puissance du bruit de quantification

On rappelle également que la valeur quadratique moyenne d'un signal est égale à sa valeur efficace au carré.

4.2.1 Déterminer la puissance du bruit de quantification, pour cela, vous considérerez que la variance d'une variable aléatoire continue peut s'écrire :

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} (x-m)^2 p(x) dx$$

Avec m, valeur moyenne.

- on remarquera l'équiprobabilité des valeurs de $\varepsilon(t)$;
- on considérera que la puissance du signal ou du bruit s'applique à une résistance appelée R.

Considérons les valeurs de la fonction $\varepsilon(t)$ comme les valeurs d'une variable aléatoire X, ces valeurs sont comprises entre $-q/2$ et $q/2$ et avec une équiprobabilité d'être entre $-q/2$ et $q/2$. Il est alors possible de calculer la probabilité $p(x)$ d'avoir la valeur particulière x de la variable X, $p(x)$ doit en effet vérifier :

En appliquant la formule

$$p(x) = \int_{-q/2}^{q/2} p(x) dx = 1$$

Comme il y a équiprobabilité, nous savons que $p(x)$ est constant, en posant $p(x)=C$, nous obtenons : $C.q=1$, soit $p(x)=C=1/q$

Dans notre cas, $m=0$ et $x_{\min}=-q/2$ et $x_{\max}=q/2$, dans ce cas, la puissance moyenne du bruit de quantification

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = RP_b = \langle \varepsilon^2(t) \rangle = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} x^2 . dx = \frac{q^2}{12}$$

4.2.2 Déterminer la puissance du signal d'entrée $V_{in}(t)$, pour cela, vous considérerez que c'est un signal sinusoïdal dont l'amplitude est limitée par $-V_{in}$ et $+V_{in}$.

En appliquant

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = RP_s = \frac{V_{in}^2}{2}$$

4.2.3 Déterminer le rapport signal sur bruit pour n bits et montrer qu'il est égal à :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 1,76 + 20.n.\log 2 + 20\log(V_{in}) - 20\log(V_o)$$

Avec V_o valeur maximale de $V_o(t)$

4.2.4 Le rapport signal s'exprime par :

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_b} \right)$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{V_{in}^2}{\frac{q^2}{12}} \right)$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{6.V_{in}^2}{q^2} \right)$$

En considérant que $q = \frac{2.V_o}{2^n}$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{3.V_{in}^2}{2.V_o^2} (2^n)^2 \right)$$

$$\left(\frac{S}{B} \right)_{dB} = 1,76 + 20.n.\log 2 + 20\log(V_{in}) - 20\log(V_o)$$

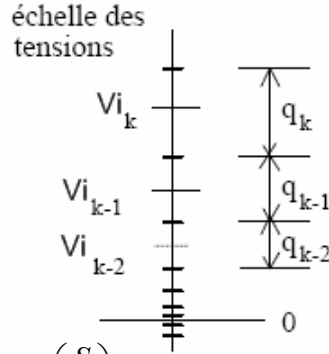
4.2.25

4.2.26

4.2.27 Pour garantir les bonnes conditions de transmission de la parole, il est nécessaire que le rapport signal sur bruit soit au moins de 35db. A partir de l'expression du rapport signal sur bruit théorique, qu'en concluez-vous ?

Le rapport (S/B) se dégrade au fur et à mesure que le signal V_{in} diminue. On peut augmenter le rapport (S/B) en augmentant le nombre de bits de conversion, mais on augmente dans ce cas le débit binaire. Il paraît donc intéressant de diminuer la taille des plages pour les faibles niveaux. La quantification n'est alors plus linéaire, il y a compression.

4.2.28 Pour atteindre les performances souhaitées, nous devons maintenir l'erreur de quantification constante dans tout le domaine de quantification. La solution consiste à faire varier le pas de quantification en fonction de l'amplitude de la tension $V_{in}(t)$.



Vous allez considérer que $\left(\frac{S}{B}\right) = C$ que :

$$\left(\frac{V_{i_k}}{q_k}\right) = \sqrt{C} \quad V_{i_k} - \frac{q_k}{2} = V_{i_{k-1}} + \frac{q_{k-1}}{2}$$

Montrer que cela est à l'origine d'une loi de compression logarithmique de la forme :

$$\ln\left(\frac{V_{i_k}}{V_{i_0}}\right) = k \cdot \ln\left(\frac{\sqrt{C} + 1}{\sqrt{C} - 1}\right)$$

A partir de la relation , nous pouvons écrire.

$$V_{i_k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{C}}\right) = V_{i_{k-1}} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{C}}\right)$$

$$V_{i_k} = V_{i_{k-1}} \frac{(\sqrt{C} + 1)}{(\sqrt{C} - 1)}$$

Nous allons supposer que :

$$V_{i_k} = V_{i_1} \left(\frac{\sqrt{C} + 1}{\sqrt{C} - 1}\right)^{k-1}$$

Et nous allons montrer que

$$V_{i_k} = V_{i_0} \left(\frac{\sqrt{C} + 1}{\sqrt{C} - 1}\right)^k$$

Cela se fait simplement en remplaçant V_{i_1} par $V_{i_1} = V_{i_0} \frac{(\sqrt{C} + 1)}{(\sqrt{C} - 1)}$

Il suffit ensuite de calculer le logarithme pour obtenir :

$$\ln\left(\frac{V_{i_k}}{V_{i_0}}\right) = k \cdot \ln\left(\frac{\sqrt{C} + 1}{\sqrt{C} - 1}\right)$$

4.2.29 Donner les limites d'une loi logarithmique.

Nous sommes limités par la taille des plages, il est impossible de diminuer indéfiniment leur taille (de multiplier le nombre de bits).

4.2.30 En pratique, on définit une plage minimum par exemple avec une valeur qui vaut $(V_0/87,6)$, cette butée est valable en Europe, toutes les plages situées en dessous de cette butée sont uniformément réparties, les plages situées au-dessus suivent une loi logarithmique. Dans notre cas, nous disposons de convertisseurs 12 bits et la possibilité de transmettre 8 Bits, par le procédé suivant. La loi est appelée loi A.

Niveaux sur 12 bits	Niveaux sur 8 bits	n° du segment	code segment
2047 à 1024	127 à 112	7	111
1023 à 512	111 à 96	6	110
511 à 256	95 à 80	5	101
255 à 128	79 à 64	4	100
127 à 64	63 à 48	3	011
63 à 32	47 à 32	2	010
31 à 16	31 à 16	1	001
15 à 0	15 à 0	0	000

Les échantillons sont codés sous 8 bits de la manière suivante :

- 1 bit de signe
- 3 bits pour le numéro du segment de droite sur la caractéristique
- bits pour la position sur le segment de droite

Caractéristiques de la loi A :

- Partie linéaire $y = \frac{A \cdot x}{1 + \ln A}$ pour $x = \frac{V_{in}(t)}{V_o}$ et $x \leq \frac{1}{A}$
- Partie logarithmique $y = \frac{1 + \ln(A \cdot |x|)}{1 + \ln A}$ pour $\frac{1}{A} < x < 1$ avec $A=87,6$

4.2.30.1 Dans le cas d'une quantification non uniforme, déterminer le pas de quantification de la loi A, dans la partie linéaire et dans la partie logarithmique à partir de la définition du pas de quantification donné par :

$$q(x) = q_o \cdot \frac{dx}{dy} \quad \text{avec} \quad q_o = \frac{2V_o}{2^n} \quad \text{et} \quad C = \frac{A}{1 + \ln A}$$

Dans la partie linéaire, nous obtenons,

Dans ce cas, $q(x) = \frac{1}{C} q_o$

Dans la partie logarithmique, nous obtenons, $\frac{dx}{dy} = x \cdot \frac{A}{C}$

Dans ce cas, $q(x) = \frac{A}{C} q_o \cdot x$

4.2.30.2 À partir du rapport signal sur bruit donné de façon instantanée, montrer que dans la partie linéaire nous avons un gain du rapport signal sur bruit important par rapport à un échantillonnage sur 8bits et que le rapport signal sur bruit est supérieur à 35 dB sur la partie logarithmique.

Rapport signal sur bruit : $\frac{S(t)}{B} = \frac{6 \cdot V_{in}(t)^2}{q(x)^2}$

Dans la partie linéaire, nous obtenons

$$\frac{S(t)}{B} = \frac{6 \cdot V_{in}(t)^2}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{2^n}\right)^2 \cdot \frac{1}{C^2}} = \frac{3 \cdot V_{in}(t)^2}{2 \cdot (V_o)^2} \cdot (2^n)^2 \cdot C^2 = \frac{3}{2} \cdot x^2 \cdot (2^n)^2 \cdot C^2$$

Dans la partie logarithmique, nous obtenons

$$\frac{S(t)}{B} = \frac{6 \cdot V_{in}(t)^2}{\left(\frac{2 \cdot V_o}{2^n}\right)^2 \cdot \frac{A^2}{C^2} \cdot x^2} = \frac{3 \cdot V_{in}(t)^2}{2 \cdot (V_o)^2} \cdot (2^n)^2 \cdot \frac{C^2}{A^2} \cdot \frac{1}{x^2} = \frac{3}{2} \cdot (2^n)^2 \cdot \frac{C^2}{A^2}$$

Pour n=8 bits, pour la partie logarithmique, nous avons

$$\left(\frac{S(t)}{B}\right)_{db} = 10 \cdot \log\left(\frac{3}{2}\right) + 20 \cdot \log\left[(2^8) \cdot \frac{C}{A}\right]$$

$$\left(\frac{S(t)}{B}\right)_{db} = 1.76dB + 20 \cdot \log\left[256 \cdot \frac{16}{87.6}\right] = 35,1dB$$

Dans la partie linéaire, nous avons sur 12 bits

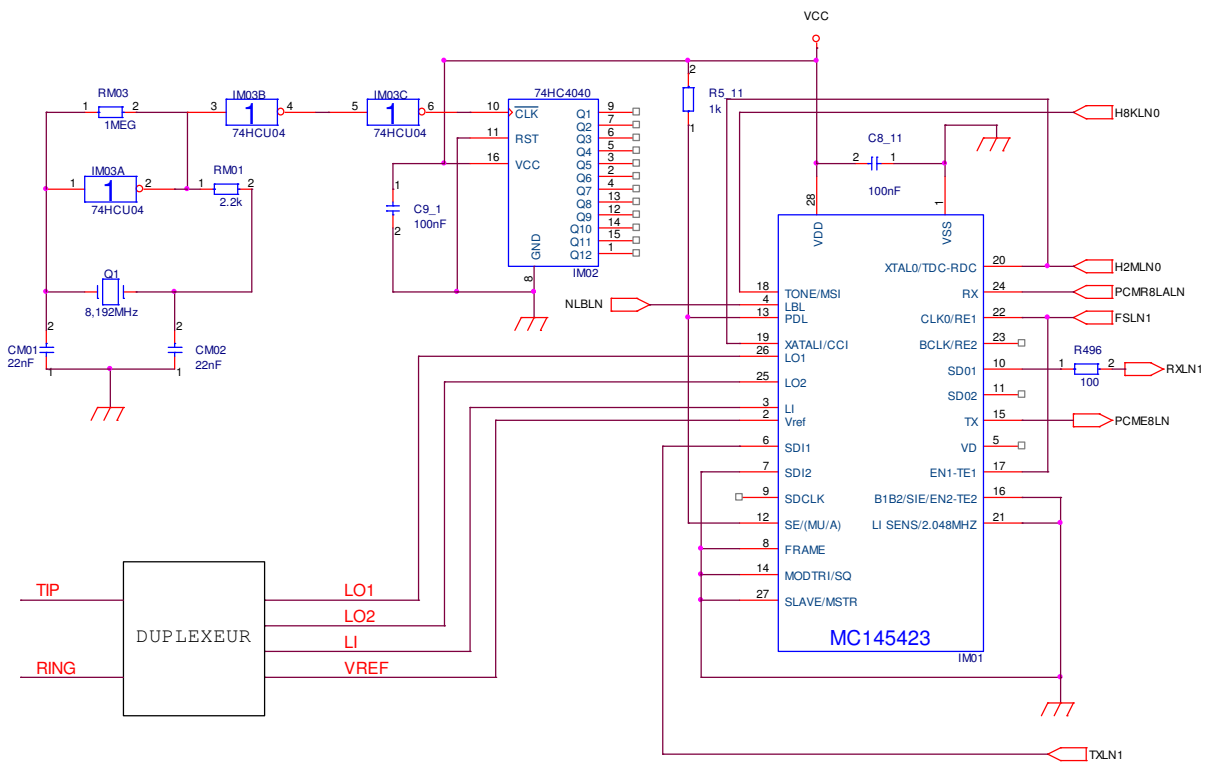
$$\left(\frac{S(t)}{B}\right)_{db} = 1.76dB + 20 \cdot \log\left[\left(4096 \cdot \frac{16}{87.6}\right)\right] = 59,2dB$$

Nous pouvons constater que le rapport signal/ bruit est bien meilleur pour 12 bits d'échantillonnage et qu'au point de raccordement, nous conservons un rapport signal/bruit acceptable lors du passage à 8 bits.

Pour l'écart, nous avons pour $x=1/A$, $\epsilon_{db} = 62.24 - 35.1 = 27,14dB$

Etude de l'UDLT (Universal Digital Loop Tranceiver)

Le schéma structurel relatif à cette partie est donné ci-dessous :



TIP - RING : Ligne Téléphonique

Title		
Interface Numérique (I) Partielle		
Size	Document Number	Rev
A	1	
Date:	Saturday, May 17, 2008	Sheet 1 of 1

5.1 Circuit UDLT MC145423

5.1.1 Citer le rôle du circuit IM01. (Document constructeur page 20)

C'est un modem universel paramétrable capable de traiter la voix et les données..

5.1.2 Compléter le tableau du document réponse DR1 pour configurer le circuit IM01 en mode UDLT 1 Master-Mode. C'est ce mode qui sera utilisé par la suite.

5.1.3 En vous référant aux caractéristiques analogiques du circuit, citer la différence de potentiel typique disponible en broche (2) du circuit IM01.

$$\frac{9}{20} (VDD-VSS)_{typ}$$

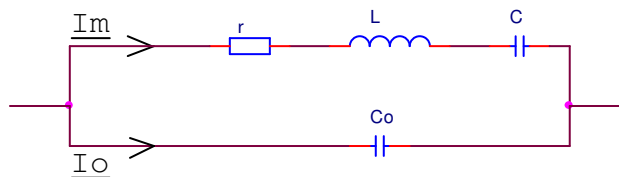
5.1.4 Rechercher la fréquence du signal à appliquer en broche (19) du circuit IM01.

2,048 Mhz

5.2 Génération de l'horloge de référence et du 2,048 MHz.

Production d'une référence temporelle

Phase 1 : On se propose de modéliser le quartz Q1 selon le schéma équivalent suivant :



5.2.1 Justifier l'organisation de la structure de ce dipôle équivalent.

Une résonance série due au cristal (r , L et C) et une capacité parallèle (C_o) due à la métallisation du cristal.

5.2.2 Sachant que $L=6H$, $r=100\Omega$ et $\frac{C_o}{C}=400$ et que la fréquence de résonance mécanique est de $f_m=8,192$ MHz : Calculer le coefficient de qualité Q du quartz et calculer les valeurs de C et C_o .

$$f_m = f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ et } Q = \frac{L\omega_m}{r} = \frac{1}{rC\omega_m}$$

$$\text{Donc : } Q = \frac{L \cdot 2\pi f_m}{r} = \frac{6 \cdot 2\pi \cdot 8,192 \cdot 10^6}{100} = 3088311,242$$

$$\text{Et comme } C = \frac{1}{Qr\omega_m} \text{ alors, } C = 6,29 \cdot 10^{-17} F \text{ Ce qui donne } C_o = 25,16 \text{ fF}$$

On définit le facteur de mérite M d'un quartz à f proche de la fréquence de résonance mécanique par : $M = \frac{I_m}{I_o}$

rapport des intensités $|I_m|$ et $|I_o|$.

5.2.3 Montrer que M peut être approché par $M = \frac{1}{rCo\omega_m} = \frac{QC}{Co}$, et calculer M pour le quartz de la structure.

Le rapport des courants est inversement égal au rapport des impédances.
 Pour $\omega = \omega_m$ le circuit r, L, C série est équivalent à r seule.

$$\frac{|I_m|}{|I_o|} \approx \frac{1}{\frac{Co \cdot \omega_m}{r}} = \frac{1}{rCo\omega_m} = Q \frac{C}{Co} \text{ ce qui donne } M \approx 7720,77.$$

5.2.4 Démontrer que les admittances complexes \underline{Y}_m et \underline{Y}_o du circuit résonant r, L, C et du condensateur Co peuvent être approximées à $\underline{Y}_m \approx \frac{1}{r(1 + 2jQ \frac{\omega - \omega_m}{\omega_m})}$; $\underline{Y}_o \approx \frac{j}{rM}$ pour une pulsation ω voisine de

ω_m .

Influence de la résistance série r sur f_s et f_p .

On a : $\underline{Y}_o = jCo\omega$ et à $\omega = \omega_m$ alors $\underline{Y}_o \approx j \frac{1}{Mr\omega_m} \omega_m = j \frac{1}{rM}$

Et $\underline{Y}_m = \frac{1}{r \left[1 + j \left(\frac{L\omega}{r} - \frac{1}{rC\omega} \right) \right]} = \frac{1}{r \left[1 + jQ \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} - \frac{\omega_m - \omega}{\omega} \right) \right]} = \frac{1}{r \left[1 + jQ \left(\frac{(\omega - \omega_m)(\omega + \omega_m)}{\omega\omega_m} \right) \right]}$

et pour $\omega = \omega_m$ L'approximation des bornes étroites donne : $\underline{Y}_m \approx \frac{1}{r \left[1 + 2jQ \frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right]}$

5.2.5 Calculer les fréquences f_s (résonance série) et f_p (antirésonance parallèle), pour lesquelles l'impédance du quartz est réelle. (on utilisera les expressions approchées précédentes).

L'impédance totale du quartz est : $\underline{Y}_t = \frac{1}{r + 4Q^2 r \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)^2} + j \left[\frac{1}{rM} - \frac{2Q \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)}{r + 4Q^2 r \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)^2} \right]$

On trouve les fréquences f_s et f_p lorsque l'impédance est réelle, donc lorsque l'admittance aussi. Donc pour :

$$\frac{1}{rM} = \frac{2Q \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)}{r + 4Q^2 r \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)^2} \text{ ce qui donne : } \omega_1 = \omega_m = \omega_s \text{ et } \omega_2 = \omega_m \left(1 + \frac{M}{2Q} \right) = \omega_p$$

Les applications numériques donnent : $f_s = 8,192\text{MHz}$ et $f_p \approx 8,202\text{MHz}$

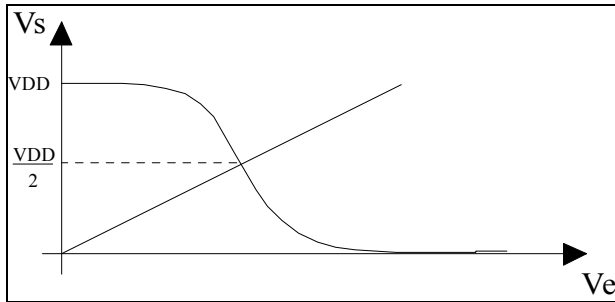
5.2.6 Pour les deux fréquences précédentes, calculer la valeur de l'impédance du quartz.

En reprenant la valeur réelle de l'impédance pour $\omega = \omega_m$: $Z_t \approx r + 4Q^2 r \left(\frac{\omega - \omega_m}{\omega_m} \right)^2$ on trouve en remplaçant $Z_t \approx r = 100\Omega$ en remplaçant ω par ω_s et $Z_t \approx r(1 + M^2) \approx M^2 r = 5961028939,29\Omega$ en remplaçant ω par ω_p .

Phase 2 : On se propose de modéliser l'amplificateur réalisé avec l'opérateur logique IM03 et la résistance RM03 :

Détermination de la polarisation de l'opérateur :

5.2.7 Dessiner l'allure de la caractéristique entrée-sortie de l'opérateur logique IM03A.

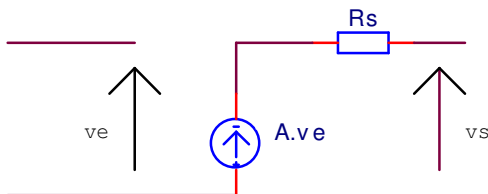


5.2.8 Si on nomme V_e et V_s les différences de potentiels (référéncées à 0V) respectives de l'entrée et de la sortie, donner les valeurs moyennes de V_e et V_s (Polarisation) en tenant compte de la présence de RM03.

Technologie CMOS courant d'entrée très faibles donc $V_s = V_e = V_{DD}/2$ Typique (en réalité entre 0,3 et 0,7 VDD).

Détermination de la caractéristique à vide de l'ensemble opérateur IM03A et RM03 autour du point de fonctionnement :

On donne le schéma équivalent suivant, autour du point de fonctionnement de l'opérateur IM03A.

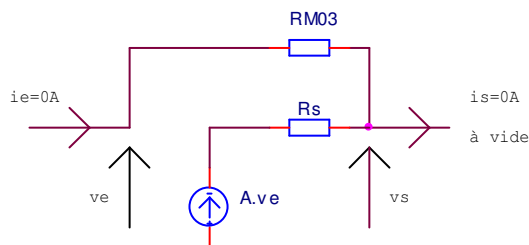


On donne : $A = -20$, $R_s = 20k\Omega$ et $RM03 = 1M\Omega$.

5.2.9 Calculer l'impédance d'entrée Z_e de l'amplificateur réalisé en tenant compte de RM03.

Impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = -\frac{RM03 + R_s}{A - 1} \approx -\frac{RM03}{A} = 50k\Omega$$



5.2.10 Calculer le gain $G = \frac{V_s}{V_e}$ de l'amplificateur.

Gain :

$$\underline{G} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A + \frac{R_s}{RM03}}{1 + \frac{R_s}{RM03}} \text{ or } R_s \ll RM03 \text{ donc } \underline{G} \approx A = -20$$

5.2.11 Calculer l'impédance de sortie \underline{Z}_S de l'amplificateur.

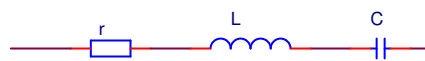
Remarque : On admettra pour la suite que ces grandeurs varient peu si l'amplificateur est chargé par un quadripôle réactif pour lequel on travaille autour de la fréquence de résonance.

Impédance de sortie :

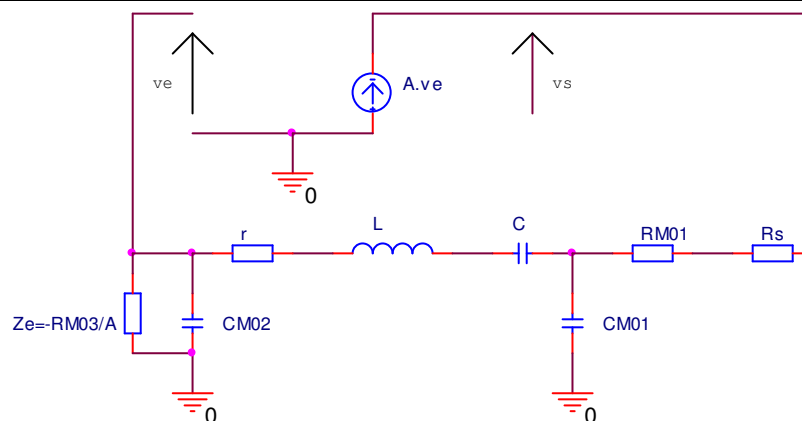
Pour $V_e=0$, $\underline{Z}_S = R_S // RM03 \approx R_S = 20k\Omega$

Phase 3 : On se propose de faire l'étude de l'oscillateur réalisé :

On fait l'hypothèse selon laquelle la fréquence d'oscillation est proche de f_s (elle-même confondue avec f_m). Le schéma utilisé pour le quartz sera donc le suivant :



5.2.12 Dessiner le schéma équivalent en petits signaux du dispositif, en faisant apparaître une chaîne d'action et une chaîne de réaction. On supposera que la résistance d'entrée de l'opérateur est très supérieure à l'impédance de CM02 à une fréquence voisine de f_m . On utilisera \underline{G} et \underline{Z}_S les gains et résistance de sortie de l'amplificateur.



La sortie de l'opérateur logique est réinjectée sur l'entrée à travers le quartz, qui se comporte pour le continu comme un circuit ouvert.

Non linéarité et premier harmonique :

5.2.13 Citer la non linéarité qui va limiter l'amplitude de l'oscillation et justifier brièvement que le gain équivalent pour le premier harmonique est réel.

C'est la caractéristique non linéaire de l'opérateur logique CMOS qui va limiter l'amplitude des oscillations.

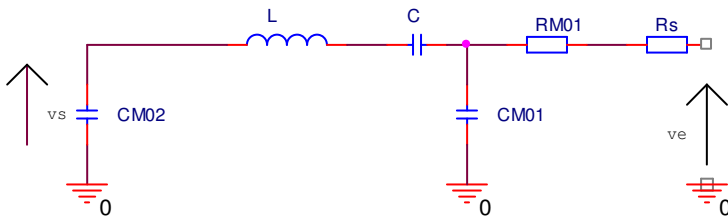
La caractéristique $\frac{V_s}{V_e}$ est statique donc le gain est réel (pas de déphasage).

Influence de r :

5.2.14 En négligeant l'influence de r ($r=0$), calculer la fréquence d'oscillation et vérifier qu'elle est bien proche de f_m . La condition de démarrage des oscillations est elle satisfaite ?

Sans r

Soit le quadripôle $\underline{Q}(j\omega)$ de la chaîne d retour :



En posant : $R' = RM01 + Rs$, jX , $JX1$ et $JX2$ les impédances complexes du Quartz de CM01 et de CM02 :

Le calcul de la fréquence d'oscillation est élaboré lorsque la chaîne de retour est réelle, c'est-à-dire

pour :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{CM01} + \frac{1}{CM02} \right)}$$

donc pour $f_o = 8192551,59$ Hz. Bien proche de $f_m = 8,192$ MHz.

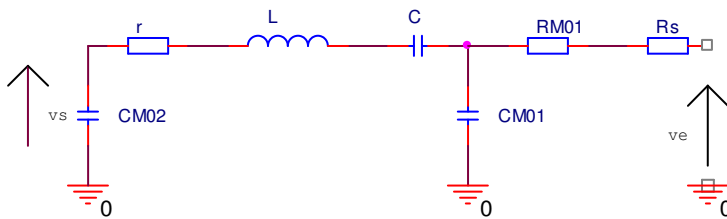
Le critère de Nyquist en boucle ouverte sur la chaîne complète : $\underline{T}(j\omega) = -A\underline{Q}(j\omega)$ donne pour $\omega = \omega_o$:

$$\underline{T}(j\omega)|_{\omega_o} = - \left(\frac{-X2}{X1} \right) \cdot A = -20 < -1 \text{ donc le démarrage est correct.}$$

5.2.15 En tenant compte de la présence et de la valeur de r , recalculer la fréquence d'oscillation. Comparer l'écart entre les fréquences calculées à cette question.

Avec r

Soit le quadripôle $\underline{Q}(j\omega)$ de la chaîne d retour :



En posant : $R' = RM01 + Rs$, $r + jX$, $JX1$ et $JX2$ les impédances complexes du Quartz de CM01 et de CM02 :

Le calcul de la fréquence d'oscillation est élaboré lorsque la chaîne de retour est réelle, c'est-à-dire pour :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{CM02} + \frac{1}{CM01} \left(1 + \frac{r}{R'} \right) \right)}$$

donc pour $f_o = 8192551,579$ Hz. Bien proche de $f_m = 8,192$ MHz.

Les deux fréquences sont très proches, l'approximation effectuée sur r est justifiée.

5.2.16 Citer la sortie à utiliser sur le circuit 74HC4040 (IM02) permettant d'obtenir une fréquence de 2,048 Mhz. Dans la suite on utilisera cette configuration.

Sortie 7 du circuit (Q2)

Modulations

6.1 Principes de base de la modulation numérique

6.1.1 Citer le rôle de la modulation.

La modulation permet d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) d'émission.

Deux caractéristiques principales permettent de comparer les techniques de transmission :

6.1.2 Expliquer ce qu'est la probabilité d'erreur P_e par bit transmis. Quelle est sa relation avec le Taux d'Erreur par Bit (TEB ou BER) ?

Elle permet d'évaluer la qualité du système de transmission. Elle est fonction de la technique utilisée et du canal de transmission. C'est une valeur théorique et son estimation statistique est le Taux d'Erreur par Bit (TEB ou BER).

6.1.3 Expliquer pourquoi il est utile de connaître l'occupation spectrale du signal émis.

Elle permet d'utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission et de choisir une modulation correspondante.

Soit une onde porteuse : $s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ avec $\omega_0 = 2\pi f_0$

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise avec un paramètre qui peut prendre 2 valeurs, et dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise avec un paramètre qui peut prendre M valeurs. On associe à un mot de n digits un état de modulation en groupant les n digits sous forme d'un bloc.

6.1.4 Lorsque $M=2$, l'alphabet du message comporte deux symboles. Donner le nombre de symboles M-aire (alphabet) correspondant à n symboles binaires indépendants.

$$M = 2^n$$

6.1.5 En déduire le nombre de bits véhiculés par un symbole M-aire en fonction de M.

$$n = \log_2(M)$$

6.1.6 Donner l'expression R de la rapidité de modulation d'un signal dont la période de changement d'état est T, sachant qu'il s'agit du nombre de changement d'état par seconde.

$$R = \frac{1}{T}$$

6.1.7 Donner en fonction de n et de R l'expression D du débit binaire d'un signal M-aire dont la période entre deux bits est T_b .

$$D = \frac{1}{T_b} \text{ et comme } T = nT_b \text{ donc } D = nR$$

6.1.8 Que peut-on dire entre le débit de source et la rapidité de modulation dans le cas d'une source binaire.

$$R = D$$

6.1.9 La qualité d'une liaison est liée au taux d'erreur par bit (TEB). Donner le rapport de définition de TEB.

$$TEB = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}}$$

6.1.10 L'efficacité spectrale se définit par le paramètre $\eta = \frac{D}{B}$ où B est la largeur de bande occupée par le signal modulé. Donner la valeur de η en fonction de T, B et M pour un signal M-aire.

$$\eta = \frac{1}{T \cdot B} \log_2(M)$$

6.1.11 En déduire l'intérêt de la modulation M-aire.

L'efficacité spectrale augmente avec le nombre de bit/symbole.

6.2 Modulation de Phase MDP M-Aires ou PSK M-Aires

En considérant que le signal modulant est un signal en bande de base de la forme :

$$c(t) = \sum_k c_k \cdot g(t - kT). \text{ Ce signal peut être éventuellement complexe et s'écrire avec :}$$

$$c_k = a_k + j b_k$$

La fonction $g(t)$ est une forme d'onde (le formant) qui est prise en considération dans l'intervalle $[0, T[$.

La modulation numérique transforme le signal $c(t)$ en un signal $m(t) = \text{Re} \left[\sum_k c_k(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right]$ en relation avec l'onde porteuse.

6.2.1 Ecrire $m(t)$ en fonction de $a_k(t)$, $b_k(t)$ et des expressions en phase et en quadrature de l'onde porteuse.

Les signaux de base $a_k(t)$ et $b_k(t)$ utilisent le même formant $g(t)$ qui est une impulsion rectangulaire de durée T et d'amplitude A si $t \in [0, T[$, et égale à 0 sinon.

$$m(t) = \sum_k a_k(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sum_k b_k(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

6.2.2 Ecrire $a_k(t)$ en fonction de a_k , $g(t)$ et T . Faire de même avec $b_k(t)$ et b_k , $g(t)$ et T .

$$a_k(t) = a_k \cdot g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = b_k \cdot g(t - kT)$$

6.2.3 Sachant que les symboles c_k sont répartis sur un cercle et qu'il en résulte l'écriture suivante :

$$c_k = a_k + j b_k = e^{j\varphi_k}, \text{ écrire les expressions de } a_k(t) \text{ et } b_k(t) \text{ en fonction de } \varphi_k \text{ et du formant.}$$

$$a_k(t) = \cos(\varphi_k) \cdot g(t - kT) \text{ et } b_k(t) = \sin(\varphi_k) \cdot g(t - kT)$$

6.2.4 Pour améliorer les performances, les symboles sont répartis régulièrement sur le cercle. Donner l'expression des phases possibles φ_k en fonction de π , k et M lorsque $M > 2$.

$$\text{Pour } M > 2, \varphi_k = \frac{\pi}{M} + k \frac{2\pi}{M}$$

6.2.5 Ecrire l'expression de $m(t)$ comme la partie réelle d'une somme d'éléments faisant intervenir $e^{j\varphi_k}$, le formant et l'expression exponentielle de la porteuse.

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_k e^{j\varphi_k} \cdot g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] = \operatorname{Re} \left[\sum_k g(t - kT) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right]$$

6.2.6 En ne considérant qu'un intervalle de temps $[kT, (k+1)T[$ écrire l'expression de $m(t)$ en fonction de A l'amplitude du formant et de $\cos(\varphi_k)$ et $\sin(\varphi_k)$.

$$m(t) = \operatorname{Re} \left[A e^{j(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)} \right] = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_k)$$

$$m(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$$

6.3 Modulation de Phase MDP-2 ou BPSK (Binary PSK)

6.3.1 Dans ce type de modulation, citer le nombre de bits transmis par période T .

Un seul bit est transmis par période T .

6.3.2 $M = 2$, $c_k = e^{j\varphi_k}$ prend sa valeur dans l'alphabet $\{-1; 1\}$, Donner les valeurs possibles pour φ_k .

φ_k peut prendre les valeurs 0 ou π .

6.3.3 Montrer que l'expression du signal modulé s'écrit : $\pm A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ si $t \in [0, T[$.

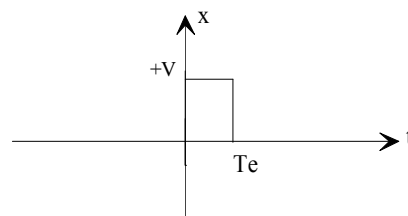
L'expression $m(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\varphi_k) - A \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\varphi_k)$ est égale à $A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ si $\varphi_k = 0$ et $-A \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ si $\varphi_k = \pi$

6.4 Modulation de Phase MDP-2 ou BPSK (Binary PSK) d'un motif NRZ

6.4.1 Compléter les chronogrammes du document réponse DR1 représentatifs d'un codage binaire à binaire symétrique NRZ.

6.4.2 Pour le motif d'un bit indépendant NRZ suivant, calculer la fonction d'autocorrélation $R_{xx}^E(\tau)$. On rappelle la définition de la fonction d'autocorrélation normalisée :

$$R_{xx}^E(\tau) = \frac{1}{T_e} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x(t+\tau)dt$$



$$R_{xx}^E(\tau) = \frac{V^2}{T_e} (\tau + T_e) \text{ si } \tau < 0 \text{ et } \frac{V^2}{T_e} (T_e - \tau) \text{ si } \tau > 0$$

6.4.3 Représenter cette fonction $R_{xx}^E(\tau)$ sur le document réponse DR1 et vérifier qu'il s'agit d'une fonction triangle.

6.4.4 L'objectif du calcul qui va suivre est de définir la densité spectrale de puissance (DSP) du signal $R_{xx}^E(\tau)$. Pour réaliser ce calcul simplement nous proposons de dériver deux fois le signal $R_{xx}^E(\tau)$. Mon-

trer que cette double dérivation permet d'écrire : $\frac{d^2}{d\tau^2}(R_{xx}^E(\tau)) = \frac{V^2}{T_e}(\delta(\tau + T_e) + \delta(\tau - T_e) - 2\delta(\tau))$

La première dérivation fait apparaître un signal impair symétrique rectangulaire et la seconde dérivation fait apparaître trois Diracs : un à $-T_e$ d'amplitude $\frac{V^2}{T_e}$, un à $+T_e$ d'amplitude $\frac{V^2}{T_e}$ et un à 0 d'amplitude $-2\frac{V^2}{T_e}$.

Donc : $\frac{d^2}{d\tau^2}(R_{xx}^E(\tau)) = \frac{V^2}{T_e}(\delta(\tau + T_e) + \delta(\tau - T_e) - 2\delta(\tau))$.

6.4.5 Calculer la transformée de Fourier de la fonction $\frac{d^2}{d\tau^2}(R_{xx}^E(\tau))$. On rappelle que la transformée de Fourier d'une distribution de Dirac décalée est :

$$F(\delta(t + T_e)) = e^{j2\pi f T_e}$$

$$F\left(\frac{d^2}{d\tau^2}(R_{xx}^E(\tau))\right) = \frac{V^2}{T_e} \int_{-\infty}^{+\infty} (\delta(\tau + T_e) + \delta(\tau - T_e) - 2\delta(\tau)) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$$

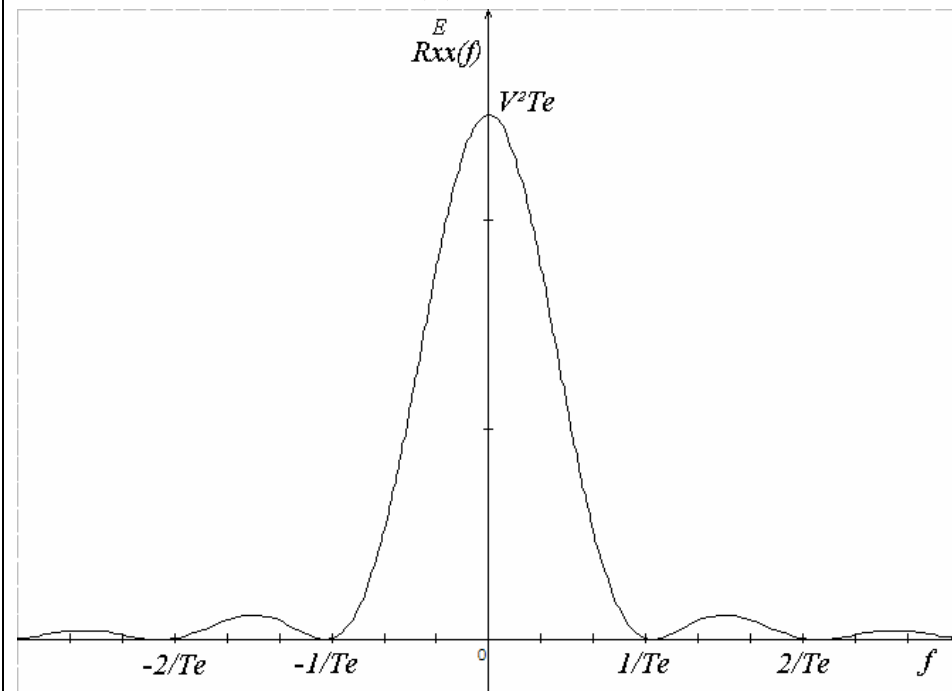
$$F\left(\frac{d^2}{d\tau^2}(R_{xx}^E(\tau))\right) = \frac{V^2}{T_e} [e^{j2\pi f T_e} + e^{-j2\pi f T_e} - 2] = \frac{V^2}{T_e} [e^{j\pi f T_e} - e^{-j\pi f T_e}] [e^{j\pi f T_e} - e^{-j\pi f T_e}]$$

6.4.6 Montrer que la DSP de $R_{xx}^E(\tau)$ est : $R_{xx}^E(f) = V^2 T_e \sin^2(\pi f T_e)$

Représenter la densité spectrale de puissance du signal NRZ considéré entre $-\frac{2}{T_e}$ et $\frac{2}{T_e}$.

En divisant par $(j2\pi f)^2$ on trouve $R_{xx}^E(f) = V^2 T_e \sin^2(\pi f T_e)$

La transformée de Fourier de $R_{xx}^E(\tau)$ est la densité spectrale de puissance du signal NRZ en bande de base.



6.4.7 Sachant que pour $G(v) = X^2 T \left(\frac{\sin(\pi v T)}{\pi v T} \right)^2$ on a $\int_{-\frac{1}{T}}^{\frac{1}{T}} G(v) dv = 0,904 X^2$, calculer le pourcentage de la puissance contenue dans le lobe principal.

$$\int_{-\frac{1}{T_e}}^{\frac{1}{T_e}} R_{xx}^E(f) df = 0,904 V^2 \text{ plus de 90\%}$$

6.4.8 Indiquer pourquoi il n'est pas envisageable de transmettre ce signal en bande de base.

Plus de 90% de la puissance est contenue dans le lobe principal à des fréquences proches du continu. Ceci ne permet pas la transmission du signal en bande de base dans les canaux disponibles.

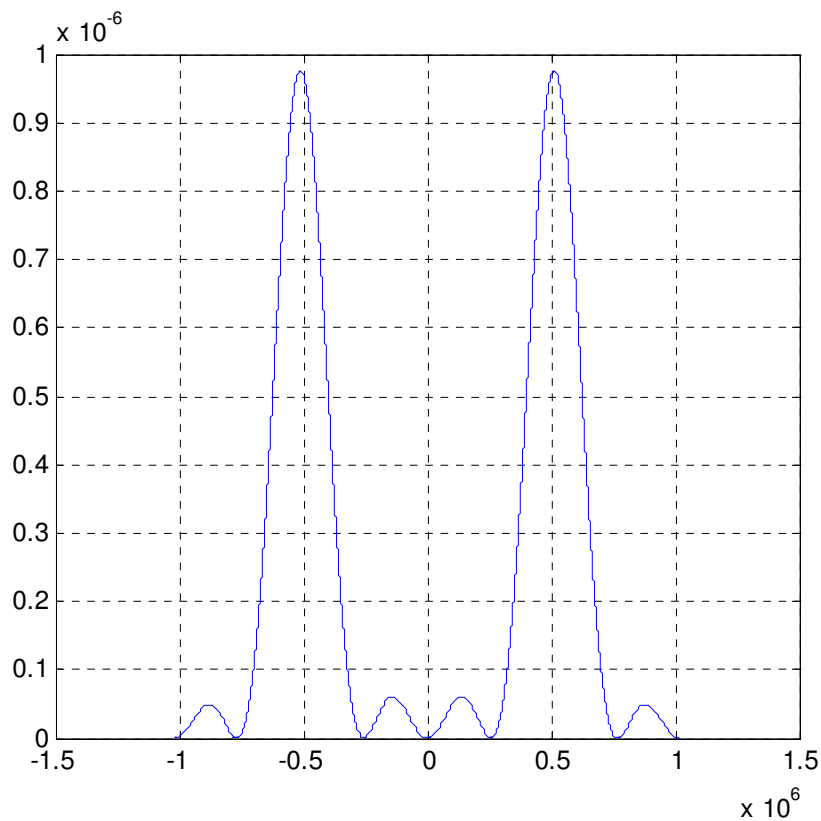
6.4.9 Le signal est donc transmis en envisageant dans un premier temps une modulation BPSK. Compléter les chronogrammes du document réponse DR2 (les variations de phases seront ici liées aux changements d'états).

6.4.10 Sachant que si $\gamma_s(f)$ est la densité spectrale de puissance d'un signal en bande de base, alors la densité spectrale de puissance de ce signal modulé en BPSK par une onde de fréquence f_0 est donnée par :

$$\gamma_m(f) = \frac{1}{4} [\gamma_s(f - f_0) + \gamma_s(-f - f_0)], \text{ calculer la densité spectrale de puissance } G(f) \text{ associée au motif NRZ précédent.}$$

$$G(f) = \frac{V^2 T_e}{4} [\sin^2(\pi(f - f_0)T_e) + \sin^2(\pi(-f - f_0)T_e)]$$

6.4.11 Représenter l'allure de $G(f)$ pour $V = 1$ et $f_0 = 512 \text{ KHz}$. Donner la largeur de la bande utile en fonction de T_e et calculer cette valeur pour $\frac{1}{T_e} = 256 \text{ KHz}$.



La largeur de la bande utile est de $\frac{2}{T_e}$ c'est-à-dire de 512Khz en BPSK.

6.5 Modulation DPSK et MDPSK de Motorola

6.5.1 Une des principales difficultés rencontrées pour démoduler un signal codé en modulation de phase est l'absence d'une référence de phase absolue. Citer ce qu'apporte la DPSK (Differential Phase Shift Keying) comme solution à ce problème.

Pour remédier à cette difficulté, on préfère souvent coder l'information non pas sur la phase absolue du signal par rapport à la porteuse, mais sur la différence de phase d'un symbole par rapport au précédent. La modulation DPSK code les données en inversant la phase d'une porteuse. Un « 0 » est indiqué par un changement de phase de π à la transition, alors qu'un « 1 » conserve la phase d'origine.

6.5.2 Compléter les chronogrammes DPSK du document réponse DR2.

La modulation MDPSK utilisée dans le circuit MC145423 de Motorola remplace l'inversion de phase d'un signal à 256 KHz par un demi-cycle à 128 KHz pour réduire l'encombrement spectral de la forme d'onde.

6.5.3 En vous référant à la documentation constructeur du MC145423, compléter les chronogrammes MDPSK du document réponse DR2.

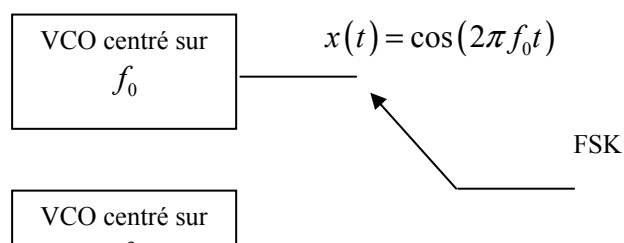
6.5.4 Citer le principe utilisé pour la localisation des bits.

La trame commence toujours avec un demi-cycle à 256khz ce qui permet de localiser les bits.

6.5.5 Retrouver sur le chronogramme MDPSK du document réponse DR3 le code transmis par le signal modulé.

Assimilation à une FSK

On se propose ici de valider le choix de Motorola pour une modulation proche de la FSK. Le principe est le suivant :



6.5.6 La transformée de Fourier étant considérée comme une opération linéaire, calculer $X(f)$ et

$X_1(f)$ respectivement pour $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$ et $t \in \left[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}\right]$ et pour $x_1(t) = \cos(2\pi f_1 t)$ et $t \in \left[-\frac{T}{2}; \frac{T}{2}\right]$.

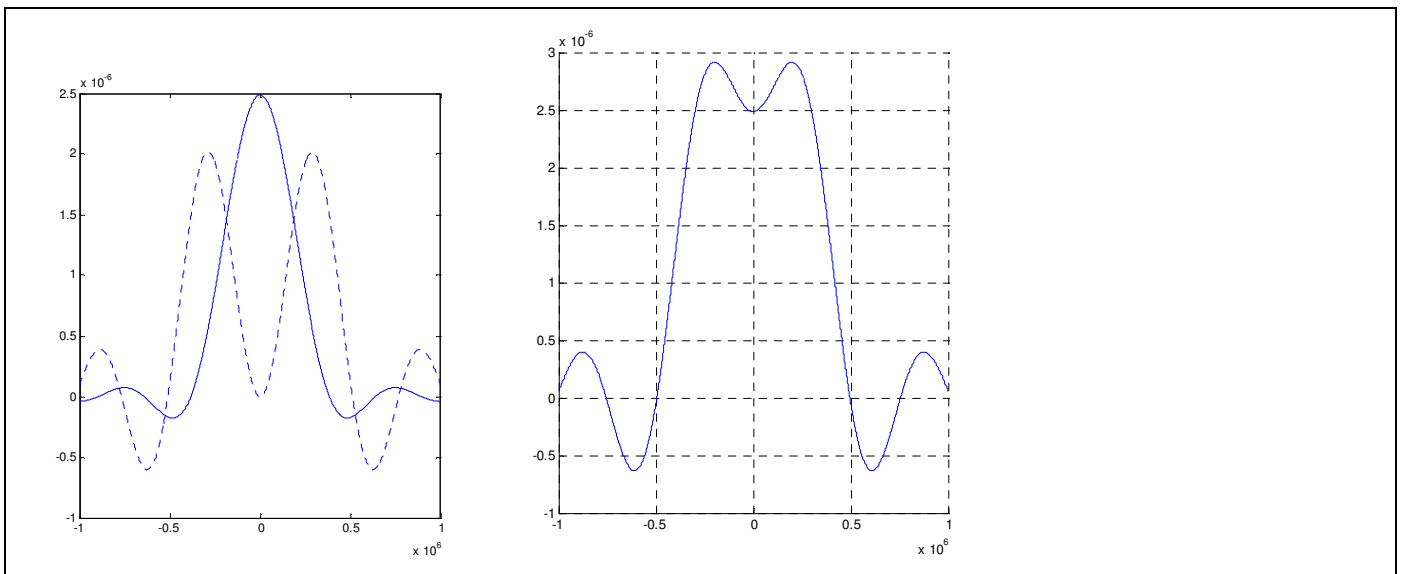
$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(2\pi f_0 t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

$$X(f) = \frac{T}{2} (\sin c\pi(f_0 - f)T + \sin c\pi(-f_0 - f)T)$$

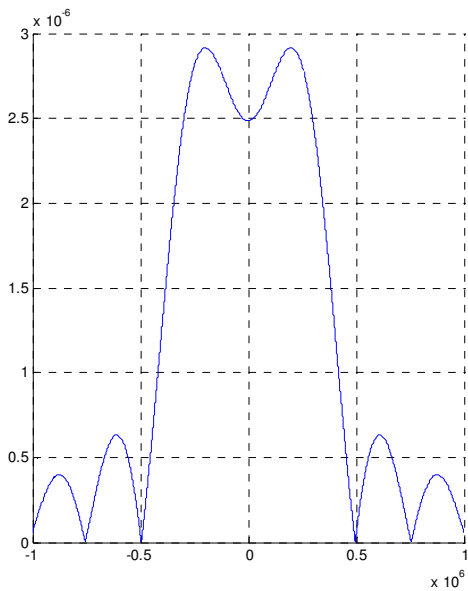
et aussi $X_1(f) = \frac{T}{2} (\sin c\pi(f_1 - f)T + \sin c\pi(-f_1 - f)T)$

6.5.7 En déduire l'allure des représentations spectrales de $X(f)$ et $X_1(f)$ puis de

$S(f) = X(f) + X_1(f)$ pour les fréquences $f_0 = 256\text{Khz}$ et $f_1 = 128\text{Khz}$.



6.5.8 La représentation de la densité spectrale de puissance de $S(f)$ est la suivante :



En considérant le premier lobe utile, donner la valeur de la largeur de bande spectrale utile en MDPSK assimilée à une FSK.

Environ 495 KHz

6.5.9 *Comparer les résultats des questions 2.4.11 et 2.5.8 et indiquer quel est l'avantage de la répartition proposée par la MDPSK assimilée à une FSK.*

Pour une occupation spectrale quasiment identique, la MDPSK présente une répartition plus uniforme permettant une transmission et une récupération plus aisée lors des filtrages.

Partie pédagogique

A partir d'une application utilisant l'autocommutateur Nexspan, particulièrement la mise en œuvre de l'interface VoIP, identifier les apprentissages (cognitifs ou méthodologiques) qui peuvent être abordés en classe pour un niveau que vous aurez précisé, puis, vous développerez une séquence pédagogique (cours, TD, TP, synthèse) permettant l'acquisition de l'un de ces apprentissages. Vous prendrez appui par exemple sur les acquisitions à faire au niveau « protocoles de communication » et vous donnerez la liste complète du matériel utilisé ainsi qu'un descriptif des questions et des réponses. Vous pouvez vous appuyer sur les « Extraits du guide produit NeXspan ».

Les séquences pédagogiques qui se rapportent aux enseignements en BTS IRIS peuvent s'appuyer sur l'étude :

- du modèle OSI ;
- de la pile TCP/IP ;
- du protocole SNMP.

La séquence développée sera architecturée à partir d'une série de TP qui visent un centre d'intérêt unique sur la connaissance de l'architecture des trames réseau. Elle comprendra une synthèse

Par exemple, l'objectif **d'un T.P.** sera de mettre en évidence la qualité de service d'une installation VoIP.

Synopsis de l'activité : à partir d'une installation type (par exemple PME), les étudiants capturent des trames « Ethernet », les analyse et les compare à des trames ne comportant pas cette qualité de service.

Les étudiants pourront :

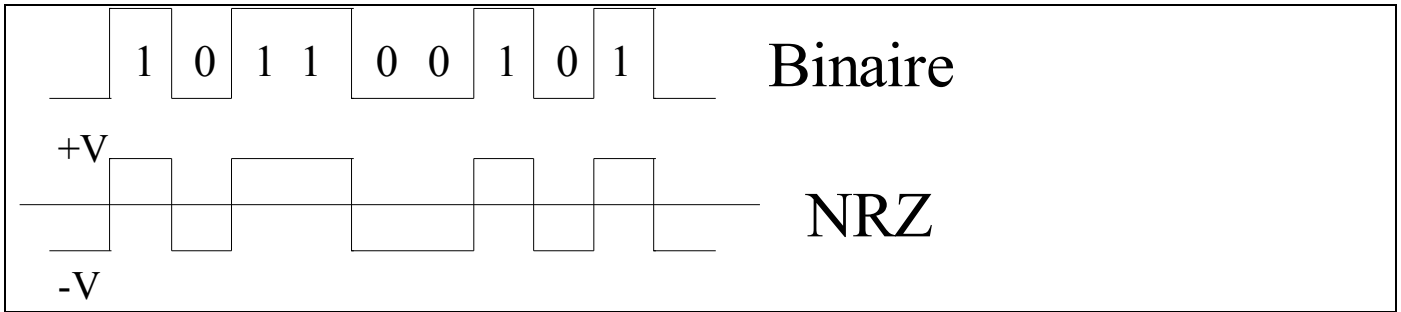
- mettre en évidence les spécificités du protocole UDP qui en font un support particulièrement efficace dans le cadre de la VoIP ;
- mettre en évidence la nécessité d'utiliser des protocoles RTP et RTCP, pour assurer une communication vocale optimale.

Le matériel utilisé : PABX, un commutateur (niveau 2), un ordinateur disposant d'un logiciel de capture de trames du domaine libre (Ethersnoop, Wireshark, etc.) et deux postes téléphoniques IP pour assurer la communication vocale.

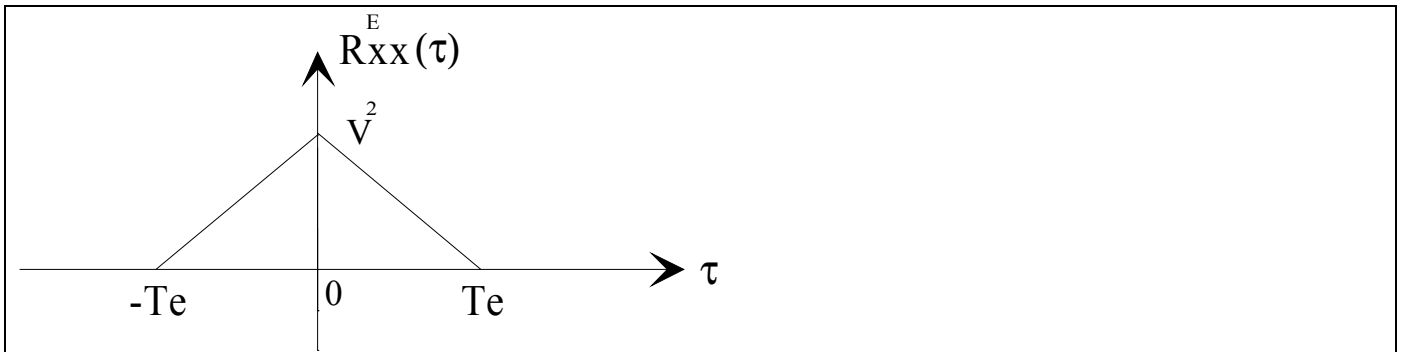
Question 1-1-2

Signal	Etat
Frame 10/20	0
SDCLK/8Khz	HiZ
ModTRI/SQ	0
LI SENS/2.048 Mhz	0
RE2/BCLK	HiZ
Master/Slave	0

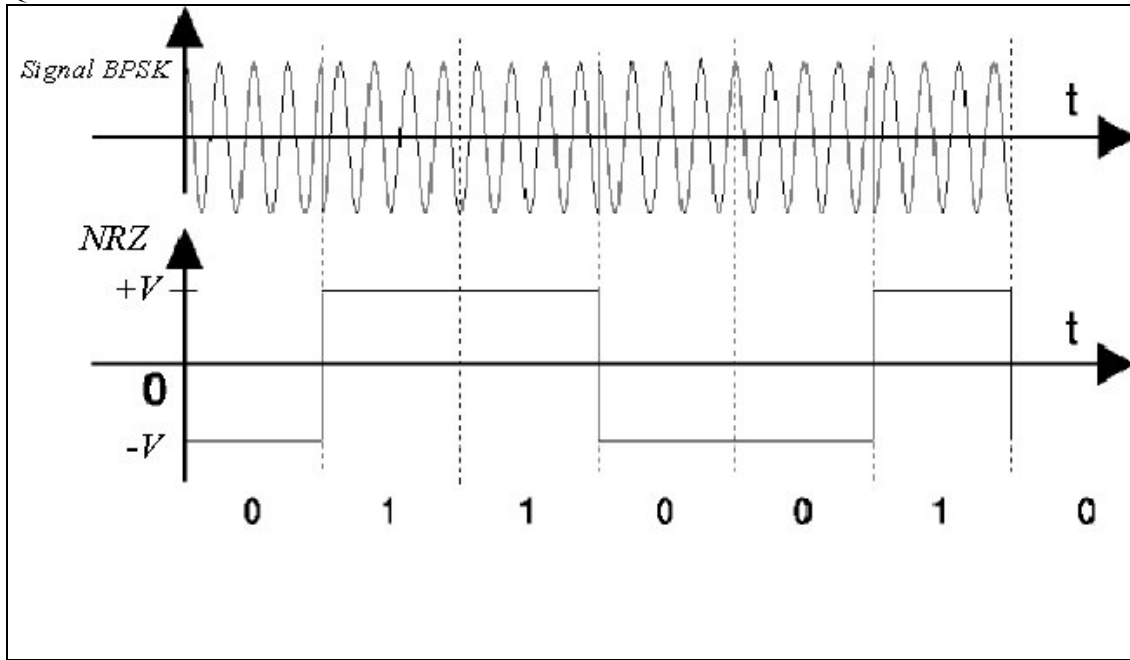
Question 2-4-1



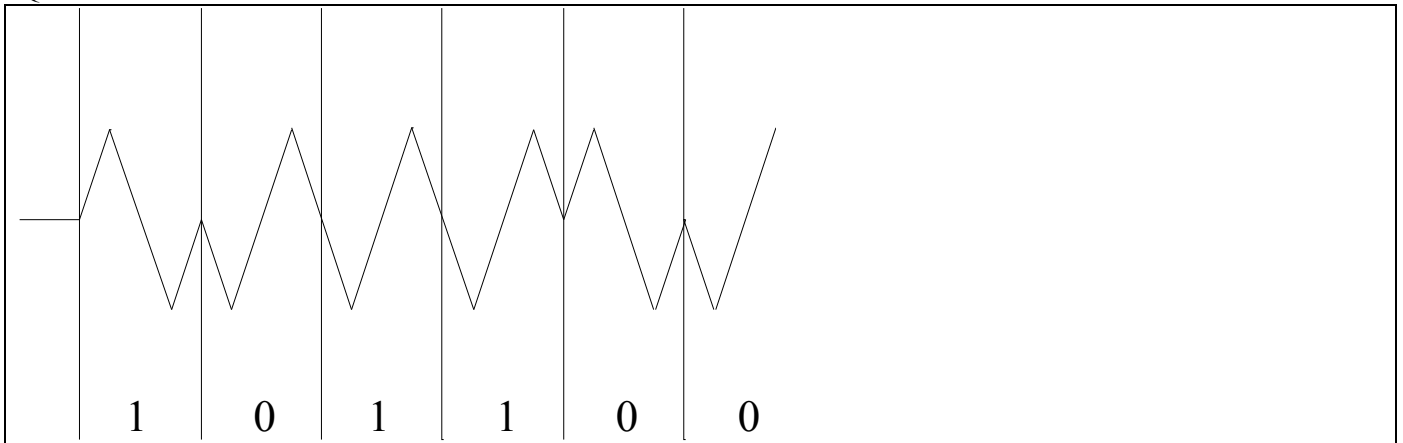
Question 2-4-3



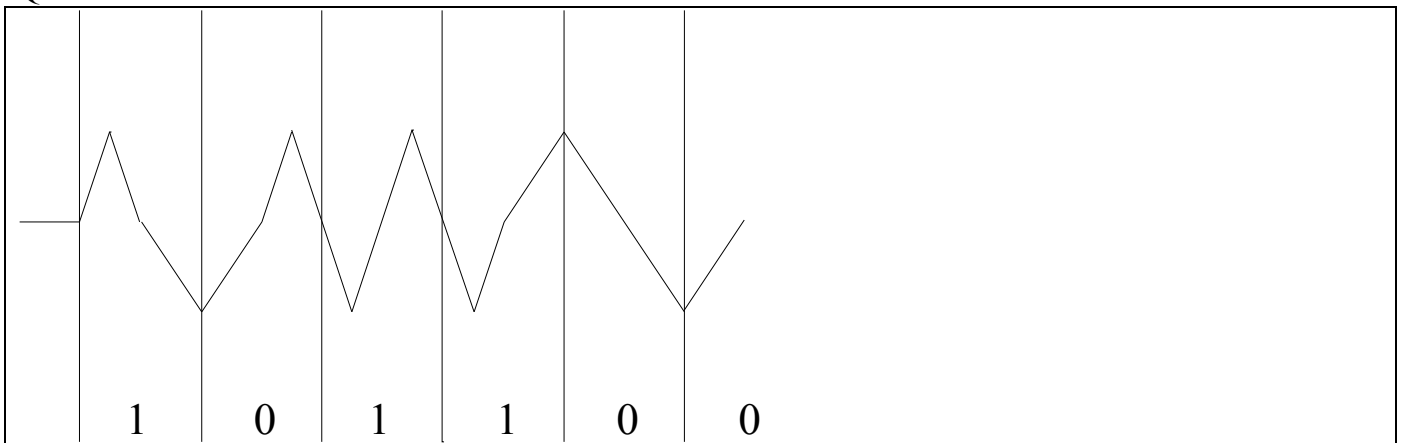
Question 2-4-9



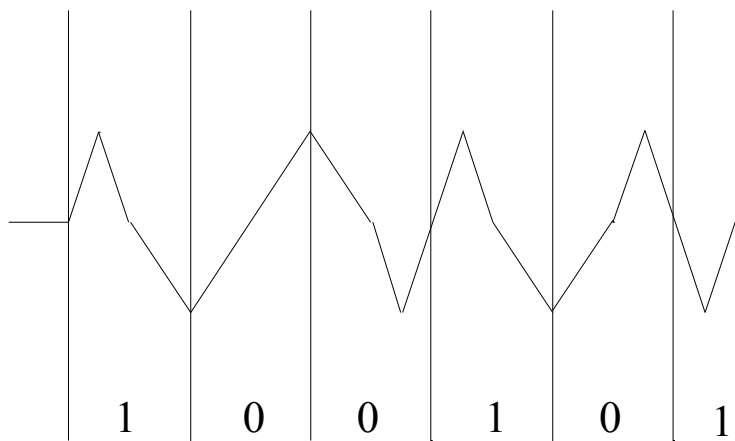
Question 2-5-2



Question 2-5-3



Question 2-5-5



ÉTUDE D'UN SYSTÈME INDUSTRIEL

Option A : ÉLECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

COMMENTAIRES DU JURY

Le système étudié au cours de cette épreuve est un autocommutateur iPBX .

Le sujet était constitué de 7 parties indépendantes :

- La partie 1 portait sur l'étude des conditions de transmission du signal analogique sur une ligne téléphonique
- La partie 2 permettait d'aborder la protection de l'IPBX contre les phénomènes de foudre.
- La partie 3 était relative à l'étude de signalisation de numérotation (codage, décodage DTMF par algorithme de Goertzel).
- La partie 4 était relative à la numérisation de la voix et de la loi de compression (loi A).
- La partie 5 était axée sur l'étude de l'UDLT (modem universel traitant la voix et les données), l'étude portait principalement sur l'oscillateur et l'effet Piézoélectrique.
- La partie 6 consistait à analyser le principe des modulations numériques utilisées par l'IpBx.
- La partie 7 consistait en l'élaboration d'une ou plusieurs séquences pédagogiques permettant de mettre en évidence les principes mis en œuvre pour adapter un réseau local à la mise en œuvre de la VoIP.

Compte tenu de l'erreur de reprographie sur les documents constructeurs fournis, quelques questions de la partie 2 et les questions des parties 5.1 et 6.5.2 à 6.5.5 n'ont pu être abordées dans de bonnes conditions par les candidats. Toutes les réponses fournies par les candidats sur ces parties ont été évaluées et intégrées dans le processus de correction. La notation de ces parties a été intégrée dans la partie pédagogique.

A. Partie 1 :

La plupart des candidats ont traité cette partie constituée de calculs sur des structures analogiques connues.

La première série de questions permettait au candidat de caractériser une ligne téléphonique puis de dimensionner un réseau d'adaptation constitué de composants passifs.

Une seconde série de questions portait sur l'étude d'un duplexeur réalisé à partir d'un circuit intégré spécifique. Des calculs simples sur des structures à amplificateurs intégrés linéaires permettaient de quantifier les composants externes à mettre en œuvre autour du duplexeur pour éviter d'éventuels problèmes de diaphonie dans la ligne différentielle.

Enfin, la dernière série de questions était relative à l'étude du phénomène d'écho rencontré sur une ligne téléphonique grande distance. Après modélisation de l'écho, le candidat devait proposer l'équation de récurrence à implémenter dans un filtre numérique pour éliminer l'écho sur la liaison téléphonique.

Le jury constate que les candidats ne maîtrisent pas toujours les rudiments des calculs à réaliser autour de structures de filtrage analogique ou de structures à amplificateurs intégrés linéaires. Les bases de traitement du signal sont connues par une grande majorité de candidats, cependant, peu d'entre eux les maîtrisent de façon approfondie.

B. Partie 2 :

Cette partie était relative à l'étude détaillée de la structure électronique permettant de protéger l'autocommutateur de la foudre.

Une erreur de reprographie (des parties de schéma difficilement lisibles et des documentations constructeurs absentes), n'a pas permis aux candidats d'apporter toutes les réponses souhaitées. Le jury a apprécié les réponses apportées par les candidats en fonction de ces manques. Les personnes qui ont abordé l'étude des structures de manière globale et qui ont su expliquer leur rôle qualitativement ont été évalués.

C. Partie 3 :

Cette partie a été peu abordée par les candidats. Certains d'entre eux ont toutefois pu déterminer l'équation aux différences représentatives de la génération des signaux DTMF. En ce qui concerne la détection la relation de la transformée de Fourier étant donnée, il était possible de déterminer progressivement le nombre d'opérations mis en jeu afin de préciser ses limites en terme de rapidité. La symétrie de la FFT a été partiellement traitée mais peu de candidats ont pu en démontrer l'avantage. La détection par l'algorithme de Goertzel n'a quasiment pas été traitée par les candidats alors que sa prise en compte permet d'optimiser le temps de traitement par une réduction du nombre d'opérations nécessaires.

D. Partie 4 :

Cette partie n'a été que partiellement traitée par les candidats. Si le théorème de Shannon a été évoqué par la majorité, peu d'entre eux ont su traiter la compression logarithmique. Les questions proposées relevaient pourtant de questions de cours sur un domaine habituel de traitement du signal.

E. Partie 5 :

Cette partie a été traitée de façon sérieuse par une bonne partie des candidats.

La partie 5.2 est globalement bien traitée, toutefois nombre de candidats sont surpris par les valeurs des composants modélisant l'effet piézo-électrique.

De grosses lacunes sont constatées chez certains candidats sur le calcul des impédances d'entrée et de sortie d'un quadripôle.

F. Partie 6 :

La partie 6.1 a permis aux candidats qui l'ont abordée, d'obtenir de bons résultats même pour des non spécialistes des modulations numériques.

Les parties 6.2 et 6.3 posaient des problèmes relatifs aux fondamentaux des transmissions numériques. Si cette partie a été réussie par quelques candidats, un grand nombre d'entre eux a montré des lacunes importantes dans l'analyse des différentes modulations numériques. Compte tenu de l'évolution de ces dispositifs dans les systèmes de communication modernes, ces parties devraient être des fondamentaux pour tous les candidats.

Les parties 6.4 et 6.5 ont été moins souvent traitées, le jury regrette que cette approche ne soit pas connue, car la notion de densité spectrale de puissance est fondamentale dans la compréhension des systèmes de transmission.

G. Partie 7 :

Cette partie, fondamentale, a été peu abordée (33 copies sur 109). Pour ceux qui l'ont traitée, plusieurs remarques s'imposent sur :

- les contenus : l'analyse du dossier de présentation a été très souvent négligée, surtout la partie VoIP comme cela était induit par le sujet. Cette partie comportait de nombreux thèmes d'étude susceptibles d'être traités en section de techniciens supérieurs SE et IRIS. Par exemple, on pouvait s'appuyer sur : les VLAN, la QoS (DiffServ et 802.1p/Q), etc.(voir corrigé).

- la problématique industrielle : très peu de propositions ont été faites.
- la problématique pédagogique : peu d'exploitation des référentiels, les apprentissages étaient souvent mal situés dans la progression pédagogique.
- la description des activités : le sujet demandait des réponses que très peu de candidats ont apportées.

En conclusion, l'étude des réseaux et des protocoles associés est aujourd'hui incontournable dans nos enseignements. Négliger cette étude conduit souvent à ne traiter que la couche physique des différents modèles de réseaux d'où une vision très incomplète relevée dans plusieurs copies.

Nous conseillons aux candidats de ne pas sous-estimer cette partie importante relative au métier d'enseignant et dotée d'un nombre de point important (ici 23 % de la note).

H. Toutes parties confondues :

Trop souvent, les copies sont d'une lisibilité insuffisante pour ce niveau de concours. **Les candidats se doivent de produire des documents lisibles**, mettant en évidence les résultats obtenus et les raisonnements qui ont permis de les obtenir en n'oubliant pas les unités.

Cependant, le jury a apprécié la prestation de certains candidats qui ont su faire des choix et aborder certaines parties de façon approfondie. Compte tenu de la longueur des sujets de concours, c'est une stratégie appréciée qui permet de vérifier les aptitudes de chaque candidat à la résolution de problèmes.

Résultats à l'épreuve

Note max.	9,68
Note min.	0,00
Note moy.	4,08
Etype.	2,46

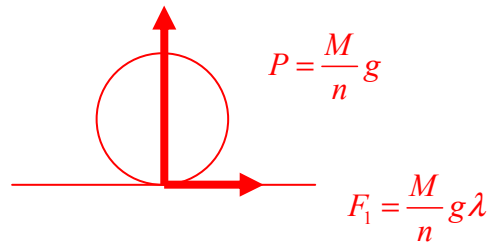
Option B : ÉLECTROTECHNIQUE ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
ÉTUDE D'UN SYSTÈME INDUSTRIEL

ÉLÉMENTS DE CORRECTION

PARTIE A – Etude Mécanique Générale

QA1 – Déterminer l'effort maximal que l'on peut exercer sur la jante d'une roue motrice du tramway. En déduire le couple moteur maximum au démarrage. Que se passe-t-il si le couple de démarrage dépasse ce couple moteur C_m ?

Dans le cas d'un rail propre et sec $\lambda = 0.25$



Avec, M : masse du train = 61300 kg et N : nombre de roue de la rame = 12

$$F_1 = \frac{M}{n} g \lambda = \frac{61300}{12} \cdot 9,81 \cdot 0,25 = 12,5 \text{ kN}$$

Le couple sur l'arbre moteur de la jante $C_J = F_1 \frac{D}{2}$.

Par ailleurs, $\eta C_m \Omega_m = C_J \Omega_J$ soit $C_m = \frac{1}{\eta} C_J \frac{\Omega_J}{\Omega_m} = \frac{C_J}{\eta r} = \frac{F_1 D}{2 \eta r}$

Donc finalement $C_m = \frac{Mg \lambda D}{2 \eta r n}$. AN : $C_m = \frac{61300 \cdot 9,81 \cdot 0,25 \cdot 0,58}{2 \cdot 0,8 \cdot 8,75 \cdot 12} = 519 \text{ N.m}$

Si $C_d > C_m$ il y a glissement

QA2 – Dans la phase de fonctionnement à puissance constante, le moteur fonctionne à sa puissance nominale. Quelle est la vitesse de la rame lorsque la commande passe du fonctionnement à couple constant au fonctionnement à puissance constante ? Quel est le couple moteur lorsque la vitesse du tramway atteint 70 km.h^{-1} ? Tracer à partir des résultats précédents l'allure de la caractéristique de commande sur le document réponse REPAI.

Détermination de l'hyperbole d'équipuissance : $P_N = C_m \Omega_m$

Par ailleurs $V = \frac{D}{2} \Omega_J = \frac{D}{2r} \Omega_m$ soit $\Omega_m = \frac{2rV}{D} = \frac{2rv}{3,6 \cdot D}$ avec v, vitesse en km.h^{-1}

Et finalement $C_m v = \frac{3,6D}{2r} P_N$

Lorsque $C_m = 519 \text{ N.m}$ alors $v = \frac{3,6 \cdot 0,58}{2 \cdot 8,75 \cdot 519} 45 \cdot 10^3 = 10,3 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$

Lorsque la vitesse $v = 70 \text{ km.h}^{-1}$ alors $C_m = \frac{3,6 \cdot D}{2 \cdot r \cdot v} P_N = \frac{3,6 \cdot 0,58}{2 \cdot 8,75 \cdot 70} 45 \cdot 10^3 = 76,7 \text{ N.m}$

QA3 – Déterminer les expressions littérales de F_1 et F_2 . En déduire l'expression couple $C_T(v)$ nécessaire pour vaincre la résistance à l'avancement ramenée sur l'arbre d'un moteur où v est exprimée en $km.h^{-1}$. Donner les valeurs numériques de $C_T(0)$ et de $C_T(70)$. Tracer la caractéristique correspondante sur le document réponse REPA1.

$$F_1 = \frac{M}{n_m} g \mu \text{ avec } n_m \text{ nombre de roues motrices,}$$

$$\text{AN : } F_1 = \frac{61300}{8} \cdot 9,81 \cdot 0,01 = 752 \text{ N}$$

$$C_1 = F_1 \cdot \frac{D}{2 \cdot \eta \cdot r} \text{ donc } C_1 = \frac{Mg\mu}{n_m} \cdot \frac{D}{2 \cdot \eta \cdot r}$$

$$\text{soit AN } C_1 = \frac{61300 \cdot 9,81 \cdot 0,01}{8} \cdot \frac{0,58}{2 \cdot 0,8 \cdot 8,75} = 31 \text{ N.m}$$

$$\text{De même } F_2 = \frac{B}{n_m} V = \frac{50}{8} V = 6,25 \cdot V$$

$$\text{et } C_2 = \frac{B \cdot D}{2 \cdot n_m \cdot \eta \cdot r} V$$

$$\text{Finalement } C_T = \frac{D}{2 \cdot n_m \cdot \eta \cdot r} \left[Mg\mu + \frac{B}{3,6} v \right] \text{ AN : } C_T = 5,2 \cdot 10^{-3} (6014 + 13,9 \cdot v)$$

$$\text{pour } v = 70 \text{ km.h}^{-1}, C_T = 36,3 \text{ N.m}$$

QA4 – La pente maximale que l'on rencontre sur le tracé des lignes est de 6%. Déterminer l'action F_3 due à la déclivité de la ligne. En déduire le couple C_3 ramené sur l'arbre d'un moteur nécessaire pour vaincre cette action. Donner l'expression du couple résistant total, $C_{T6\%}$. Tracer la caractéristique correspondante sur le document réponse REPA1.

$$F_3 = \frac{Mg}{n_m} \sin \alpha, \text{ or } \alpha \text{ petit donc } \sin \alpha = i\%10^{-2} \text{ donc finalement } F_3 = \frac{Mg}{n_m} i\%10^{-2}$$

$$\text{AN : } F_3 = \frac{61300 \cdot 9,81}{8} \cdot 0,06 = 4,5 \text{ kN}$$

$$C_3 = \frac{F_3 \cdot D}{2 \cdot \eta \cdot r} = \frac{M \cdot g \cdot i\%10^{-2} \cdot D}{16 \cdot \eta \cdot r}$$

$$\text{AN : } C_3 = \frac{61300 \cdot 9,81 \cdot 0,06 \cdot 0,58}{16 \cdot 0,8 \cdot 8,75} = 187 \text{ N.m}$$

$$\text{et } C_{T6\%} = (218 + 7,2 \cdot 10^{-2} \cdot v)$$

QA5 – Déduire de ce qui précède la vitesse de la rame sur un tronçon de ligne en palier, puis sur un tronçon de ligne présentant une pente de 6%.

On peut le faire directement graphiquement sur le document réponse REPA1, ou en résolvant l'équation $C_{T6\%} = C_m$

$$\text{Comme } C_m v = \frac{3,6D}{2r} P_N \text{ soit } C_m = \frac{5369}{v} \text{ et } 218 \cdot v \approx 5369 \text{ donc } v \approx 24,6 \cdot km \cdot h^{-1}$$

$$\text{En palier on a } V = 70 \text{ km.h}^{-1}$$

QA6 – Déterminer le moment d'inertie J_{RAME} de la rame en translation ramené sur l'axe d'une jante. En déduire l'inertie totale J_T du tramway ramené sur l'arbre moteur.

$$\frac{1}{2} J_{RAME} \Omega_R^2 = \frac{1}{2} \frac{MV^2}{8} \text{ soit } J_{RAME} = \frac{MV^2}{8} = \frac{MD^2}{32}$$

$$\text{AN : } J_{RAME} = \frac{61300 \cdot 0,58^2}{32} = 644 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$J_{RC} = J_{ROUE} + J_{RAME} \text{ donc } J_T = \frac{J_{RC}}{\eta r^2} + J_M = \frac{1}{\eta r^2} (J_{ROUE} + J_{RAME}) + J_M$$

$$J_T = \frac{1}{\eta r^2} \left(J_{ROUE} + \frac{MD^2}{32} \right) + J_M$$

Remarque : On néglige ici l'inertie des 4 roues non motrices

$$\text{AN : } J_T = \frac{1}{0,8 \cdot 8,75^2} \left(4,3 + \frac{61300 \cdot 0,58^2}{32} \right) + 0,1 = 10,6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

QA7 – En appliquant le principe fondamental de la dynamique déterminer le couple moteur accélérateur nécessaire sur un profil en palier pour assurer l'accélération au démarrage de $1,15 \text{ms}^{-2}$ comme indiqué dans le cahier des charges. Cette accélération est-elle compatible avec le résultat de la question QA1 ?

$$J_T \frac{d\Omega_M}{dt} = C_M - C_R \text{ avec } C_R = C_1 + C_2 + C_3 \text{ et } C_2 = \frac{BD}{n_m \eta r} V = C_{20} V \text{ d'après QA3}$$

$$\text{Donc } J_T \frac{d\Omega_M}{dt} + C_{20} \cdot V = C_M(V) - C_1 - C_3 \text{ et } C_a = C_M(V) - C_1 - C_3$$

$$\text{Soit finalement } \frac{2r}{D} J_T \cdot \frac{dV}{dt} + C_{20} V = C_a$$

Or au démarrage d'après la loi de commande, de $V=0$ à $V=V_0$, on a $C_M(V) = C_{M0} = CST$ donc en posant

$$\tau = \frac{2rJ_T}{C_{20}D}$$

$$V(t) = \frac{C_a}{C_{20}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \text{ or l'accélération } a(t) = \frac{dV}{dt} = \frac{C_a}{C_{20}\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ est maximale pour } t=0.$$

$$\text{Donc compte tenu du cahier des charges } \left(\frac{dV}{dt} \right)_{MAX} = \frac{C_a}{C_{20}\tau} \leq 1,15 \text{ms}^{-2}$$

$$\text{Soit } C_{a_{MAX}} = \left(\frac{dV}{dt} \right)_{MAX} \cdot C_{20}\tau = \left(\frac{dV}{dt} \right)_{MAX} \cdot \frac{2rJ_T}{D}$$

$$\text{AN : } C_{a_{MAX}} = 1,15 \cdot \frac{28,75 \cdot 10,6}{0,58} = 368 \text{Nm}$$

à l'arrêt dans le cas d'un démarrage en palier, $C_a = C_M - C_1$ soit $C_M = C_a + C_1$

donc $C_M = 368 + 31 = 399 \text{ Nm} < 519 \text{ N} \cdot \text{m}$.

Il n'y a pas de glissement rail-roue. L'accélération de $1,15 \text{ms}^{-2}$ peut donc être obtenue au démarrage.

QA8 – Peut-on assurer la même accélération dans le cas où le profil présente une pente à 6% ? Quelle est l'accélération maximum admissible dans cette configuration ?

Dans le cas d'un démarrage sur une pente maximum de 6%, $C_M = C_a + C_1 + C_3$. Si on maintient une accélération maximum de $1,15\text{ms}^{-2}$ cela nécessite d'avoir $C_M = 368 + 31 + 187 = 586\text{Nm} > 519\text{Nm}$ ce qui n'est pas possible, car alors il y aurait glissement entre le rail et la roue. Il faut donc limiter le couple moteur C_m à 519Nm .

On obtient alors $C_{a6\%_{MAX}} = C_M - C_1 - C_2 = 519 - 31 - 187$ c'est-à-dire $C_{a6\%_{MAX}} = 301\text{Nm}$

Soit une accélération maximum au démarrage $\left[\frac{dV}{dt} \right]_{6\%} = \frac{C_{a6\%} \cdot D}{2r \cdot J_T}$

$$\text{AN : } \left[\frac{dV}{dt} \right]_{6\%} = \frac{301 \cdot 0,58}{2 \cdot 8,75 \cdot 10,6} = 0,94 \cdot \text{ms}^{-2}$$

QA9 – Le freinage d'urgence consiste à bloquer toutes les roues de la rame. Dans ces conditions, combien de temps faut-il pour que la rame s'immobilise lorsqu'elle est lancée à 70 km.h^{-1} ? Que vaut l'accélération pendant cette phase ? Est-ce conforme au cahier des charges ?

En appliquant le PFD suivant l'axe du rail on obtient $Ma = -Mg\lambda$ soit $a = -g\lambda$

Donc $V(t) = V_0 - g\lambda t$ avec $V_0 = 70\text{kmh}^{-1}$ et $\lambda = 0,1$ valeur minimale du coefficient de frottement, c'est-à-dire cas le plus défavorable pour l'arrêt de la rame.

$$V(t_0) = 0 \quad \text{soit} \quad t_0 = \frac{V_0}{g\lambda} \quad \text{AN :} \quad t_0 = \frac{70}{3,6 \cdot 9,81 \cdot 0,1} \approx 20\text{s} \quad \text{L'accélération durant cette phase est}$$

$a = \lambda \cdot g = 0,981\text{ms}^{-2}$. Elle est très inférieure à la valeur préconisée par le cahier des charges

QA10 – Déterminer la distance maximum d'arrêt de la rame sur un tronçon horizontal. Quelle(s) solution technique peut-on mettre en œuvre pour améliorer la distance de freinage d'urgence ?

En intégrant l'expression précédente de la vitesse on obtient :

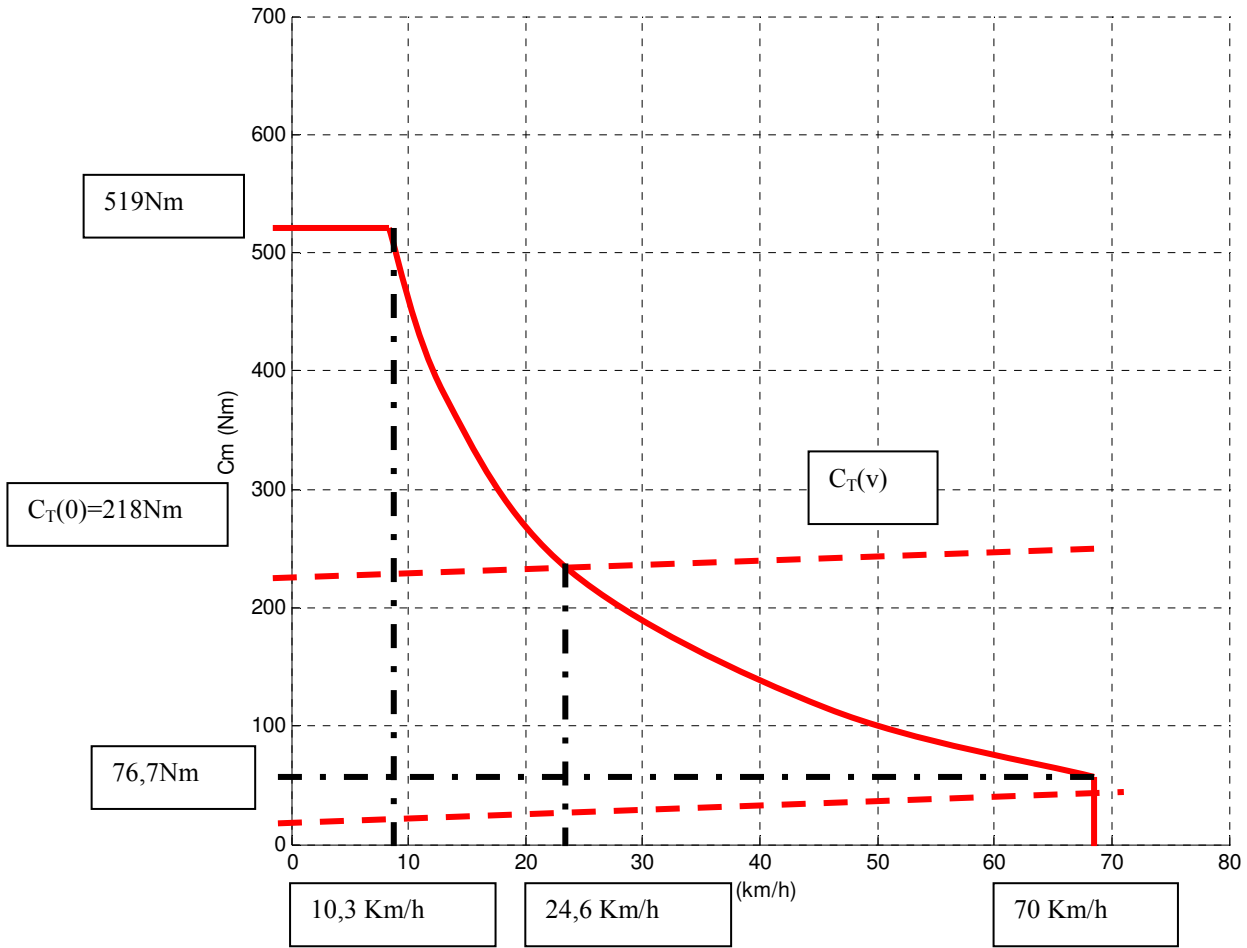
$$x(t) = V_0 t - \frac{g\lambda}{2} t^2, \quad \text{ce qui permet de déterminer la distance d'arrêt} \quad x(t_0) = V_0 t_0 - \frac{g\lambda}{2} t_0^2 = \frac{g\lambda}{2} t_0^2 \quad \text{AN :}$$

$$x(t_0) = 192\text{m}$$

On ajoute à la rame un système de freinage par courant de Foucault, qui n'est pas tributaire du coefficient d'adhérence rail-roue, qui crée directement un courant dans le rail. Ce type de dispositif est capable de produire des efforts de retenue importants, et permet d'obtenir, combiné aux dispositifs classiques de freinage une distance d'arrêt d'urgence beaucoup plus raisonnable.

PARTIE A – Document réponse

Document réponse REPA1



PARTIE B – Etude des structures PM1/PM2

QB1 - Tracer, sur le document réponse REPBI, pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0,4$, les allures de $v_L(t)$ et $i_L(t)$. Justifier le tracé de $i_L(t)$. On note $\alpha = t_f / T_d$, le rapport cyclique.

- Phase 1 : $t \in [0, t_f]$, le transistor T est passant et la diode D est bloquée.

$$v_L(t) = E - V_s \text{ et } v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L(t) = \left(\frac{E - V_s}{L} \right) t + I_{\min} . \text{ Le courant } i_L(t) \text{ croit linéairement.}$$

- Phase 2 : $t \in [t_f, T_d]$, le transistor T est bloqué et la diode D est passante.

$$v_L(t) = -V_s \text{ et } v_L(t) = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L(t) = \left(\frac{-V_s}{L} \right) (t - \alpha T_d) + I_{\max} . \text{ Le courant } i_L(t) \text{ décroît linéairement.}$$

QB2 – Déterminer l'expression analytique de $\langle V_L \rangle$, valeur moyenne de $v_L(t)$, en fonction de E , V_s , et α .

$$\langle V_L \rangle = \alpha E - V_s$$

QB3 – En déduire les expressions analytiques de V_s , et I_s , tension et courant de charge. Application numérique : Déterminer la valeur de α pour obtenir $V_s = 40 \text{ V}$.

On donne $E = 100$, $f_d = 20 \text{ kHz}$ et $R_s = 5 \Omega$

$$\langle V_L \rangle = 0 ; V_s = \alpha E \text{ et } I_s = \frac{V_s}{R_s} - \text{AN : } \alpha = 0,4 \text{ et } I_s = 8 \text{ A}$$

QB4 – Déterminer, en fonction de E , T_d , L et α , l'expression de l'ondulation crête à crête Δi_L de $i_L(t)$. Pour $\alpha = 0,4$, calculer la valeur de L pour obtenir $(\Delta i_L)_{\max} = 1 \text{ A}$.

$$i_L(\alpha T_d) = I_{\max} = \left(\frac{E - V_s}{L} \right) \alpha T_d + I_{\min} \text{ d'où } \Delta i_L = \frac{E}{L} (1 - \alpha) \alpha T_d - \text{AN : } L = 1,2 \text{ mH}$$

QB5 – Déterminer la valeur du rapport cyclique pour laquelle l'ondulation du courant est maximum. Préciser l'expression de cette ondulation maximale.

$$(\Delta i_L) \text{ est maximum pour } \alpha = 0,5 \text{ et } (\Delta i_L)_{\max} = \frac{E T_d}{4L}$$

QB6 – Déterminer l'expression analytique de $\langle I_L \rangle$, valeur moyenne de $i_L(t)$, en fonction de α , E et R_s .

Calculer $\langle I_L \rangle$ pour $\alpha = 0,4$. En déduire les valeurs numériques de $I_{L\max}$ et $I_{L\min}$

$$\langle I_L \rangle = I_s = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} = \frac{\alpha E}{R_s} - I_{L\max} = 8,5 \text{ A et } I_{L\min} = 7,5 \text{ A}$$

QB7 – Tracer, sur le document réponse REPB1 pour $\alpha = 0,4$ et pour une période de découpage T_d , les graphes de $v_T(t)$ et $i_T(t)$, tension et courant du transistor T et $v_D(t)$ et $i_D(t)$, tension et courant de la diode D.

- Phase 1 : $t \in [0, t_f]$, le transistor T est passant et la diode D est bloquée.

$$v_T = 0; i_T = i_L; v_D = -E; i_D = 0$$

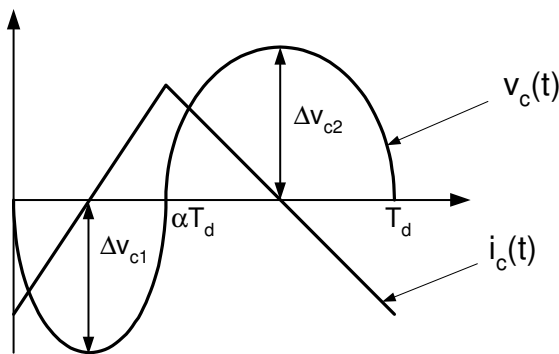
- Phase 2 : $t \in [t_f, T_d]$, le transistor T est bloqué et la diode D est passante.

$$v_T = E; i_T = 0; v_D = 0; i_D = i_L$$

QB8 – Tracer, sur le document réponse REPB1 pour $\alpha = 0,4$, $i_C(t)$ le courant dans le condensateur C.

$$\langle I_C \rangle = 0; \langle I_L \rangle = I_S; i_L = i_C + I_S; i_C = \hat{i}_L \text{ avec } \hat{i}_L \text{ l'ondulation du courant } i_L(t)$$

QB9 – Dans le cas où le condensateur est considéré comme parfait, déterminer l'expression analytique de l'ondulation de tension v_{s_alt} en fonction de $\Delta i_L, f_d$ et C_s . On pourra s'aider du tracé de v_{s_alt} et de celui de $i_C(t)$.



Dans le cas où la résistance du condensateur est nulle, la variation de courant i_c (Δi_c) génère une variation de la tension v_c (Δv_c) de la

$$\text{forme : } \Delta v_c = \frac{\Delta i_c}{C}$$

$$\Delta v_c = \Delta v_{c1} + \Delta v_{c2} = \frac{1}{C} \left[\int_0^{\alpha T_d / 2} \frac{\Delta i_L}{\alpha T_d} t \cdot dt + \int_0^{T_d - \alpha T_d / 2} \frac{\Delta i_L}{T_d - \alpha T_d} t \cdot dt \right]$$

$$\Delta v_c = v_{c_alt} = \frac{\Delta i_L}{8 f_d C}$$

QB10 – A partir des courbes tracées précédemment, déterminer les expressions de $P(S_i)$, P_a et $F_u(S_i)$ pour le dévolteur si on néglige l'ondulation de courant pour $i_L(t)$.

$$P(S_i) = \mathcal{P} = E \cdot I_s; P_a = E \cdot \bar{i}_T = V_s \cdot I_s \text{ d'où } F_u(S_i) = \frac{1}{\alpha}$$

QB11 – Tracer sur le document réponse REPB2, la caractéristique $F_u(\alpha)$ pour α variant de 0 à 1.

- Voir le document réponse REPB2

QB12 – Pour comparer le montage dévolteur, au montage survolteur et au dévolteur-survolteur, on donne les facteurs

d'utilisation du silicium de ces 2 derniers montages : pour le survolteur, $F_u(\alpha) = \frac{1}{1-\alpha}$ et pour le survolteur-dévolteur,

$F_u(\alpha) = \frac{1}{\alpha(1-\alpha)}$. Tracer sur le document réponse REPB2, la caractéristique $F_u(\alpha)$ pour α variant de 0 à 1 de ces 2 montages.

- Voir le document réponse REPB2

QB13 – Conclusions :

- $V_s = \alpha E$ avec $\alpha \in [0;1]$ d'où le nom de dévolteur.
- Le montage n'est ni réversible en tension, ni en courant.
- Pour des α faibles, $F_u(\alpha)$ augmente et c'est donc là que le dévolteur est le plus mal placé.
- Le montage dévolteur est toujours mieux placé que le montage dévolteur-survolteur et mieux placé que le survolteur pour $\alpha \in [0.5;1]$.
- Il n'y a pas d'isolement galvanique entre l'entrée et la sortie de ce type de montage.

QB14 - Tracer, sur le document réponse REPB3, pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0,4$ les allures de $v_1(t)$ la tension au primaire du transformateur et $i_{10}(t)$ le courant magnétisant. Justifier le tracé de $i_{10}(t)$. On note $\alpha = t_f / T_d$, le rapport cyclique.

- Phase 1 : $t \in [0, t_f = \alpha T_d]$, le transistor T et la diode D_2 sont passants. Les diodes D_1 , D_3 et D_Z sont bloquées. On note $\alpha = t_f / T_d$, le rapport cyclique.

$$v_1(t) = +E ; v_2(t) = m v_1(t) = mE$$

$$\frac{di_{10}(t)}{dt} = \frac{E}{L_h} \Rightarrow i_{10}(t) = \frac{E}{L_h} t. \text{ La démagnétisation est complète : } i_{10}(t) = 0.$$

- Phase 2 : $t \in [t_f, t_e]$, le transistor T et la diode D_2 sont bloqués. Les diodes D_1 , D_3 et D_Z sont passantes. t_e est défini par $i_{10}(t_e) = 0$. Ce temps sera pris égal à $0.4 T_d$.

Le transistor T et la diode D_2 sont bloqués. Le courant se referme par D_3 et D_Z .

$$v_1(t) = -v_{DZ} ; v_2(t) = -m v_{DZ}$$

$$i_{10}(t) = i_1(t) \text{ car } i_2(t) = 0 \text{ et donc } \frac{di_{10}}{dt} = -\frac{v_{DZ}}{L_h} (t - t_f) + I_{10_max}$$

- Phase 3 : $t \in [t_e, T_d]$, seule la diode D_1 est passante.

$$v_1(t) = 0 ; i_{10}(t_e) = 0 \Rightarrow i_{10}(t) = 0$$

QB15 - Tracer, sur le document réponse REPB3, pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0,4$, les allures de $v_L(t)$, $i_L(t)$ et $i_1(t)$.

- Phase 1 : $t \in [0, t_f = \alpha T_d]$,

$$v_L(t) = v_2(t) - V_s = mE - V_s = E - V_s ; i_L(t) = \frac{E - V_s}{L} t + I_{L_mini} ; i_1(t) = i_{10}(t) - m i_2(t) = i_{10}(t) + m i_L(t)$$

- Phase 2 : $t \in [t_f, t_e]$,

$$v_L(t) = -V_s ; i_L(t) = \frac{V_s}{L} (t - t_f) + I_{L_max} ; i_1(t) = i_{10}(t)$$

- Phase 3 : $t \in [t_e, T_d]$,

$$v_L(t) = -V_s ; i_L(t) = \frac{V_s}{L} (t - T_d) + I_{L_max} ; i_1(t) = 0$$

QB16 - Tracer, sur le document réponse REPB3, pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0,4$ les allures de $v_T(t)$ et $i_T(t)$, tension et courant de l'interrupteur T .

Phase 1 : $t \in [0, t_f = \alpha T_d]$, $v_T(t) = 0$; $i_T(t) = i_1(t)$	Phase 2 : $t \in [t_f, t_e]$, $v_T(t) = E + v_{DZ}$; $i_T(t) = 0$	Phase 3 : $t \in [t_e, T_d]$, $v_T(t) = E$; $i_T(t) = 0$
---	--	---

QB17 - Déterminer l'expression analytique de $\langle V_s \rangle$, valeur moyenne de $v_s(t)$, en fonction de E , m et α

$$\langle v_L(t) \rangle = 0 \Leftrightarrow \alpha m E - \langle V_s \rangle = 0 \text{ ce qui donne } \langle V_s \rangle = \alpha m E = V_s$$

QB18 - Conclusions :

- Pour que le montage fonctionne correctement, le circuit doit être complètement démagnétisé à chaque cycle. Ceci impose un $\alpha \leq 0,5$. Dans ce cas, $V_s \leq 0.5E$ avec $m = 1$. Le montage est donc bien dévolteur.
- $\alpha = 0.5$
- Pour conserver les pentes, on impose $v_{DZ} \geq E$.
- Le montage est donc limité aux applications à tension peu élevée.
- L'interrupteur T est soumis à la tension $E + v_{DZ}$.
- Une variante consiste à remplacer le transformateur à 2 enroulements et la diode zener par un transformateur à 3 enroulements qui restitue l'énergie magnétisante. Si le nombre de spire de ce 3^{ème} enroulement est égal à celui de l'enroulement primaire, alors $v_{T_{\max}} = 2E$

QB19 - Tracer l'allure de la tension $v_1(t)$ au primaire du transformateur, de la tension $v_2(t)$ au secondaire du transformateur et de la tension $v_{red}(t)$.

Phase 1 : $t \in [0, T_d/4]$	K3 bloqué - K1 passant	$v_1(t) = -E$; $v_2(t) = -E$; $v_{red}(t) = E$
Phase 2 : $t \in [T_d/4, T_d/2]$	K3 passant - K1 passant	$v_1(t) = 0$; $v_2(t) = 0$; $v_{red}(t) = E$
Phase 3 : $t \in [T_d/2, 3T_d/4]$	K3 passant - K1 bloqué	$v_1(t) = +E$; $v_2(t) = +E$; $v_{red}(t) = E$
Phase 4 : $t \in [3T_d/4, T_d]$	K3 bloqué - K1 bloqué	$v_1(t) = 0$; $v_2(t) = 0$; $v_{red}(t) = E$

QB20 - Tracer l'allure du courant $i_1(t)$ et du courant $i_2(t)$ au secondaire du transformateur portant la diode $D5$.

Phase 1 : $t \in [0, T_d/4]$	D6 conduit	$i_1(t) = -I_s$; $i_2(t) = -i_{D5}(t) = 0$
Phase 2 : $t \in [T_d/4, T_d/2]$	D6 conduit	$i_1(t) = -I_s$; $i_2(t) = -i_{D5}(t) = 0$
Phase 3 : $t \in [T_d/2, 3T_d/4]$	D5 conduit	$i_1(t) = I_s$; $i_2(t) = -i_{D5}(t) = -I_s$
Phase 4 : $t \in [3T_d/4, T_d]$	D5 conduit	$i_1(t) = I_s$; $i_2(t) = -i_{D5}(t) = -I_s$

QB21 - En déduire l'allure des tensions $v_{K1}(t)$ et $v_{K3}(t)$ ainsi que celle du courant $i_{K1}(t)$ dans l'interrupteur K1. $v_{K1}(t)$ est la tension aux bornes de l'interrupteur K1 composé du transistor T1 et de la diode D1.

Phase 1 : $t \in [0, T_d/4]$	K3 bloqué - K1 passant	$v_{K3}(t) = E ; v_{K1}(t) = 0 ; i_{K1}(t) = -i_1(t)$
Phase 2 : $t \in [T_d/4, T_d/2]$	K3 passant - K1 passant	$v_{K3}(t) = 0 ; v_{K1}(t) = 0 ; i_{K1}(t) = -i_1(t)$
Phase 3 : $t \in [T_d/2, 3T_d/4]$	K3 passant - K1 bloqué	$v_{K3}(t) = 0 ; v_{K1}(t) = E ; i_{K1}(t) = -i_1(t)$
Phase 4 : $t \in [3T_d/4, T_d]$	K3 bloqué - K1 bloqué	$v_{K3}(t) = E ; v_{K1}(t) = E ; i_{K1}(t) = -i_1(t)$

QB22 - Justifier les allures de $v_1(t)$, $v_{K1}(t)$ et $v_{K3}(t)$ obtenues pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0,25$. On note $v_{K1}(t)$ la tension aux bornes de l'interrupteur K1 composé du transistor T1 et de la diode D1.

L'allure des tensions restent inchangés par rapport à la question QB21 par un raisonnement identique.

Phase 1 : $t \in [0, T_d/4]$	K3 bloqué - K1 passant	$v_{K3}(t) = E ; v_{K1}(t) = 0 ; v_1(t) = E$
Phase 2 : $t \in [T_d/4, T_d/2]$	K3 passant - K1 passant	$v_{K3}(t) = 0 ; v_{K1}(t) = 0 ; v_1(t) = 0$
Phase 3 : $t \in [T_d/2, 3T_d/4]$	K3 passant - K1 bloqué	$v_{K3}(t) = 0 ; v_{K1}(t) = E ; v_1(t) = -E$
Phase 4 : $t \in [3T_d/4, T_d]$	K3 bloqué - K1 bloqué	$v_{K3}(t) = E ; v_{K1}(t) = E ; v_1(t) = 0$

$v_1 = v_2 ; v_{Red} = v_2$ quand D_5 et D_8 conduisent ; $v_{Red} = -v_2$ quand D_6 et D_7 conduisent.

Quand $v_1(t) = E$, $v_2(t) = E = v_{Red}$ et $i_2(t) = -I_s$ (convention de signe).

Quand $v_1(t) = -E$, $v_2(t) = -E = -v_{Red}$ et $i_2(t) = I_s$ (convention de signe).

Quand $v_1(t) = 0$, $v_2(t) = 0 = v_{Red}$ et $i_2(t) = \pm I_s$ (convention de signe).

$$i_1(t) = -i_2(t) \text{ et } i_{K1}(t) = i_1(t)$$

QB23 - Justifier les intervalles de conduction des interrupteurs K_1 à K_4 .

Il suffit de regarder les intervalles de conduction.

Justifier, d'après le document ressource, pour une période de découpage T_d et pour $\alpha = 0.25$, l'allure des courbes suivantes :

QB24 - $v_1(t)$, $v_{K1}(t)$ et $v_{K3}(t)$. On note $v_{K1}(t)$ la tension aux bornes de l'interrupteur K1 composé du transistor T1 et de la diode D1. Précisez les intervalles de conduction des interrupteurs K_1 à K_4 .

L'allure des tensions restent inchangée par rapport à la question QB21 par un raisonnement identique.

QB25 - $i_{D5}(t)$ et $i_{D6}(t)$, le courant dans les diodes D_5 et D_6 . Mettre en évidence le phénomène d'empîement.

Quand $i_1(t) = I_s$, la diode D_5 conduit $\Rightarrow i_{D5}(t) = i_1(t)$.

Durant l'empîement D_5 et D_6 conduisent : voir document ressource.

A la fin de la commutation (empîement), D_6 conduit et $i_{D6}(t) = i_1(t)$

QB26 - la tension $v_{red}(t)$ ainsi obtenue et le courant $i_{K1}(t)$.

Il faut attendre la fin de la commutation D_5 - D_6 pour que la tension $v_{red}(t)$ existe.

$v_{Red} = v_2$ quand D_5 et D_8 conduisent ; $v_{Red} = -v_2$ quand D_6 et D_7 conduisent.

Quand $v_1(t) = 0$ alors $v_{red}(t) = 0$.

Quand K_1 conduit : $i_{K1}(t) = i_1(t)$. Quand K_1 bloqué : $i_{K1}(t) = 0$.

QB27 - Justifier le séquençement des commutations D_1 - T_1 et T_1 - T_2 , ainsi que les intervalles de conduction de la diode D_1 et du transistor T_1 au sein de l'interrupteur K_1 .

Quand K_1 conduit et $i_1(t) \leq 0$, c'est D_1 qui conduit.

Quand K_1 conduit et $i_1(t) > 0$, c'est T_1 qui conduit.

Quand K_2 conduit, le courant est aiguillé de T_1 vers T_2 .

QB28 - Exprimer la valeur moyenne de la tension redressée en fonction de E , T_d , α et t_r . En déduire la valeur approximative de la tension E pour obtenir la tension souhaitée à l'entrée du module PM3. On pourra négliger la valeur de t_r .

$$\langle v_{red} \rangle = \frac{2}{T_d} E (\alpha T_d - t_r). \text{ Si l'on souhaite 320 V pour } \langle v_{red} \rangle \text{ avec } \alpha = 1/4 \text{ et } t_r \approx 0, \text{ il faut } E = 640 \text{ V}.$$

En réalité, on travaille un peu plus haut en tension pour compenser les chutes de tensions en ligne.

QB29 - Conclusions :

- Justifier brièvement la qualité de 'dévolteur' de ce montage.

Sur chaque redresseur, on a bien $\langle v_{red} \rangle = 2\alpha E$ avec $\alpha \leq 1/4$, on a bien $v_{red} \leq E$.

QB30 - Justifier les tracés des courants dans les diodes D_5 et D_6 du redresseur et le courant $i_1(t)$ au primaire du transformateur.

Quand $i_L(t)$ croissant, $v_1(t) > 0$ et D_5 - D_8 conduisent : $v_{red} = v_1$ et $i_{D5} = i_L$

A $t = T_d / 4$, D_5 - D_8 conduisent : $v_{red} = v_1 = 0$ et $i_{D5} = i_L$ (Roue libre)

A $t = T_d / 2$, c'est le début de la commutation sur les diodes, $i_{D5}(t)$ tend vers 0 à $T_d / 2 + t_r$ et $i_{D6}(t)$ tend vers $i_L(t)$ à $T_d / 2 + t_r$.

Quand D_5 - D_8 conduisent : $i_1(t) = i_{D5}(t)$ et quand D_6 - D_7 conduisent : $i_1(t) = -i_{D6}(t)$

A $t = T_d / 2 + t_r$, D_6 - D_7 conduisent : $v_{red} = -v_1$ et $i_{D6} = i_L$.

QB31 - Comparer ces tracés aux relevés expérimentaux et valider l'analyse précédente.

Quand on compare aux signaux de la figure B.5, on retrouve bien la tension primaire du transformateur ainsi que l'allure du courant.

La forme du courant est différente au moment des commutations du redresseur et de l'onduleur.

QB32 - Justifier les intervalles de commutation au sein de l'interrupteur K_2 entre T_2 et D_2 durant la commutation.

Quand $i_1(t) > 0$, c'est D_2 qui conduit et quand $i_1(t) < 0$, c'est T_2 qui conduit.

QB33 – Conclusions :

- A $T_d / 2$, K_1 tend à se bloquer. $i_1(t)$ décroît. L'inductance de ligne ne peut assurer la continuité du courant avant la commande de K_2 . K_1 est bloqué et c'est donc D_2 qui conduit. Quand le courant $i_1(t)$ s'annule, D_2 se bloque : $v_{K2} = +E$ et D_1 conduit. A $T_d / 2 + t_{emp_mort}$: K_2 amorcé, T_2 conduit et $i_1(t) = -i_{K2}(t)$
- T_2 commute quand $v_{K2} = +E$ ce qui implique des pertes maximales dans l'interrupteur.
- Circuit d'aide à la commutation.

QB34 - Précisez les conditions initiales v_{K10} et i_{10} du circuit oscillant étudié.

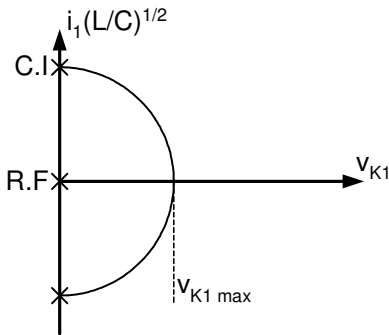
Conditions initiales :

K_1 s'ouvre et K_3 fermé. K_2 encore ouvert : $v_{K20}(t) = +E \Rightarrow v_{K10}(t) = E - v_{K20}(t) = 0 - i_{10}(t) = +7,5 A$.

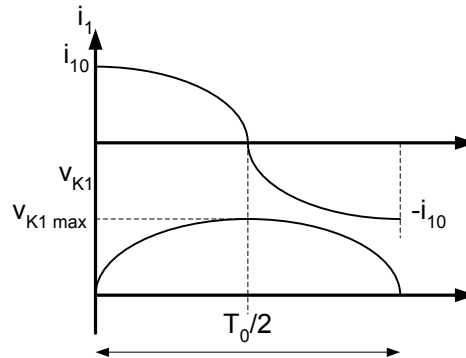
Conditions régime forcé :

Pendant la commutation : $v_1(t) = 0$, $v_{K1_RF} = v_{K3} = 0$, $i_{1_RF} = 0$ car $v_{inductance} = v_{K3} - v_{K1_RF} - v_1 = 0$.

QB35 - Tracer dans le plan de phase associé, le déplacement du point de fonctionnement. Traduire ce plan en courbes temporelles pour valider si nécessaire ce fonctionnement. En déduire la valeur de v_{K1} maximum



$$v_{K1max} = i_{10} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} - AN : v_{K1max} = 115 V$$



QB36 - Calculer la fréquence d'oscillation propre et en déduire la durée de l'inversion du courant.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \text{ - AN : } f_0 = 240 \text{ kHz et } T_0 = 4.16 \text{ } \mu\text{s. (L = } 10.10^{-6} \text{ et C = } 44.10^{-9}\text{)}$$

La durée de l'inversion vaut donc : 2.08 μ s.

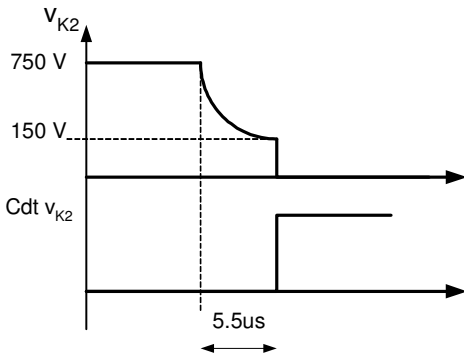
QB37 - Pour une même variation du courant que précédemment de l'ordre de 15A, calculer la valeur de l'inductance de fuite à avoir pour commuter dans les conditions choisies.

$$V_{K2} = 150 \text{ V} \Rightarrow v_{K1} = 600 \text{ V. On calcule } L = C \left(\frac{v_{K1}}{i_{10}} \right)^2 = 280 \text{ } \mu\text{H.}$$

QB38 - En déduire la fréquence d'oscillation propre du système résonnant ainsi que la nouvelle valeur du temps mort à imposer par la commande.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} = 45 \text{ kHz} \Rightarrow T_0 = 22 \text{ } \mu\text{s. Si l'on veut commuter quand } v_{K1} \text{ est maximum, le temps mort doit alors valoir } T_0/4 = 5.5 \text{ } \mu\text{s.}$$

QB39 - Tracer l'allure de la tension $v_{K2}(t)$ durant cette commutation. Comparer à l'allure de cette tension de la figure B.14. Valider la réduction de pertes et l'intérêt de ce type d'alimentation.



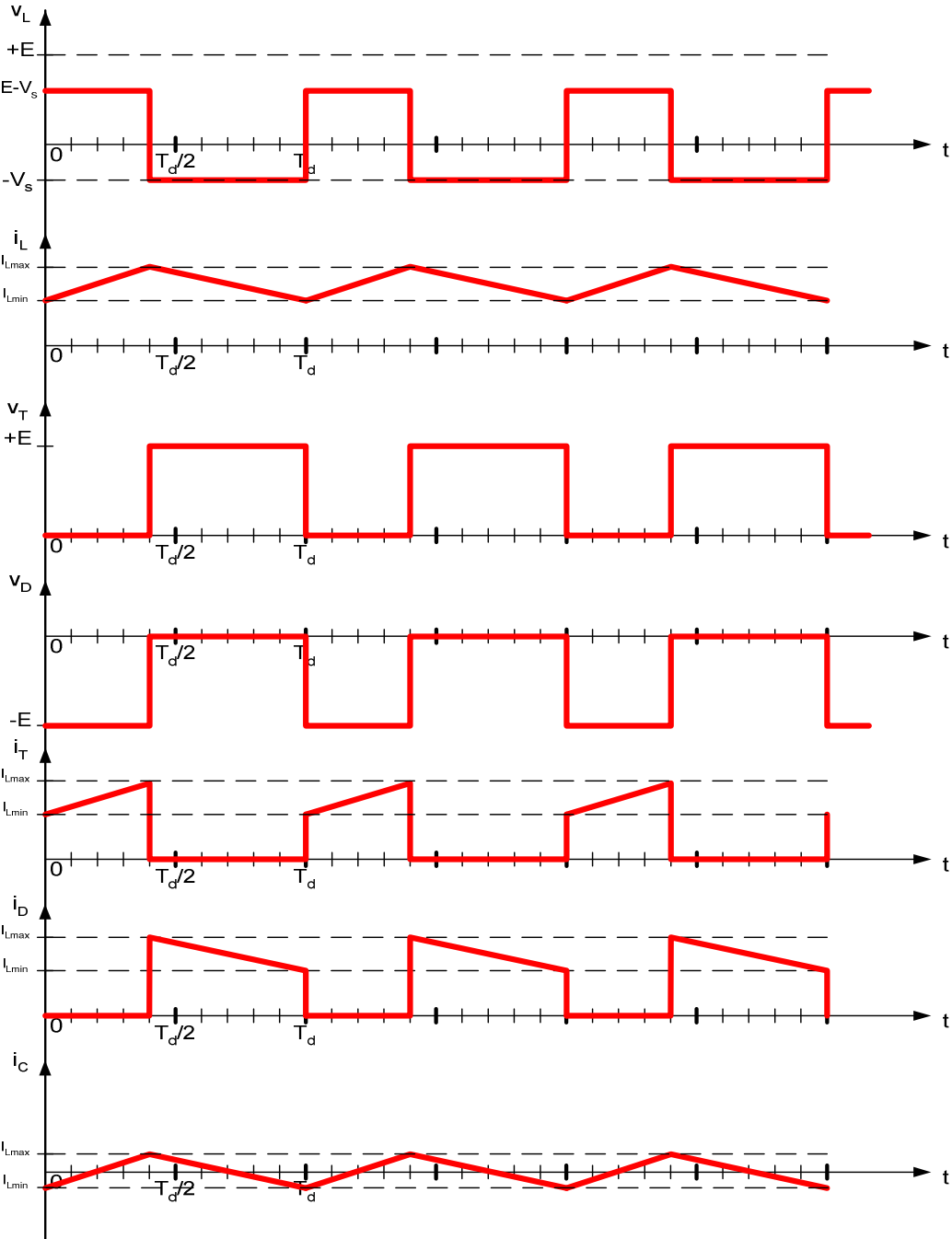
Avec un tel montage, on peut envisager de commuter à tension nulle ou minimum. La réduction des pertes est optimale.

On peut même envisager un suivi du minimum pour compenser le vieillissement des composants.

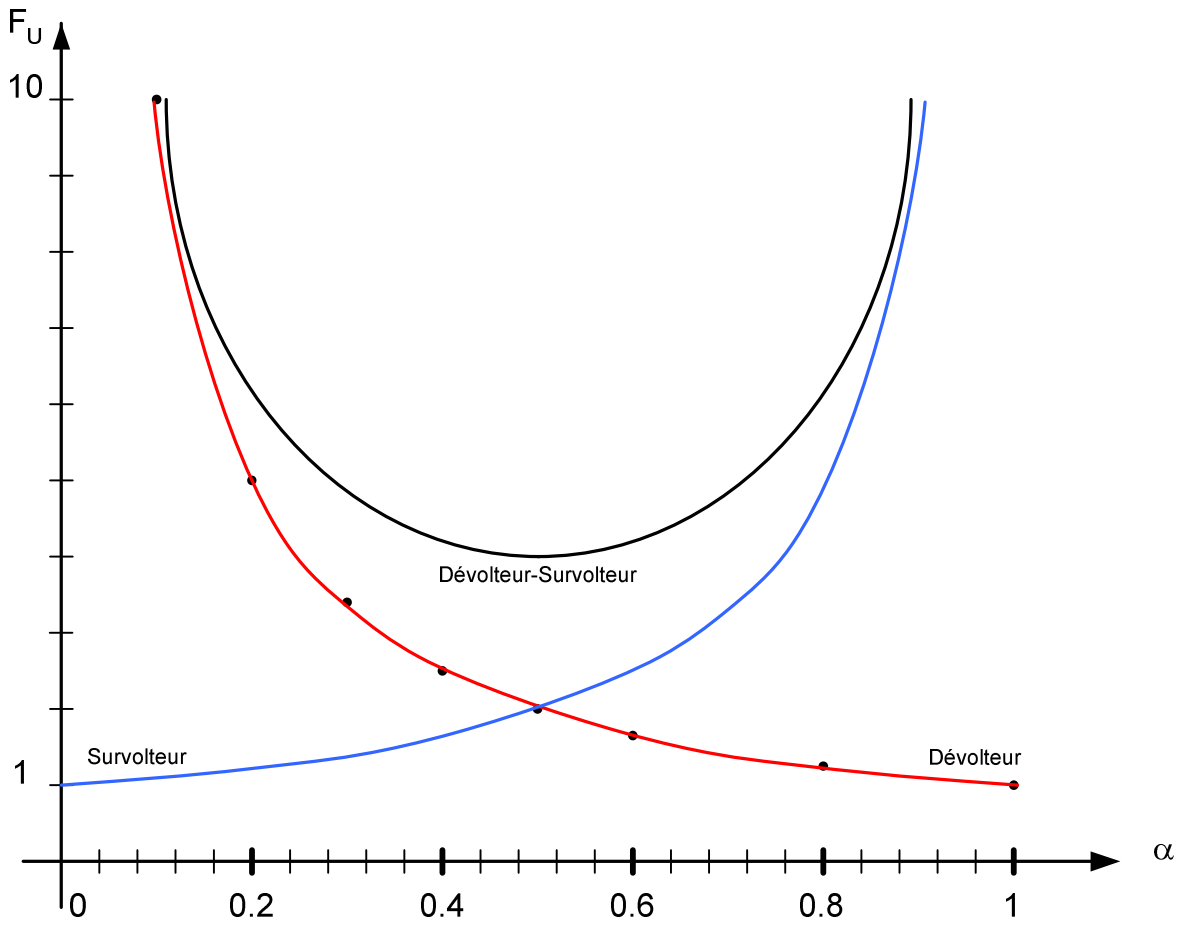
QB40 – Justifier qualitativement ces différences qui subsistent notamment au moment des commutations. On pourra préciser les composants en commutation au moment de ces différences et s'intéresser aux structures qui n'ont pas encore été mises en œuvre dans cette étude.

Les différences sont dues à la non prise en compte des circuits de type 'snubbers' en sortie du redresseur qui interviennent en plus au moment des commutations.

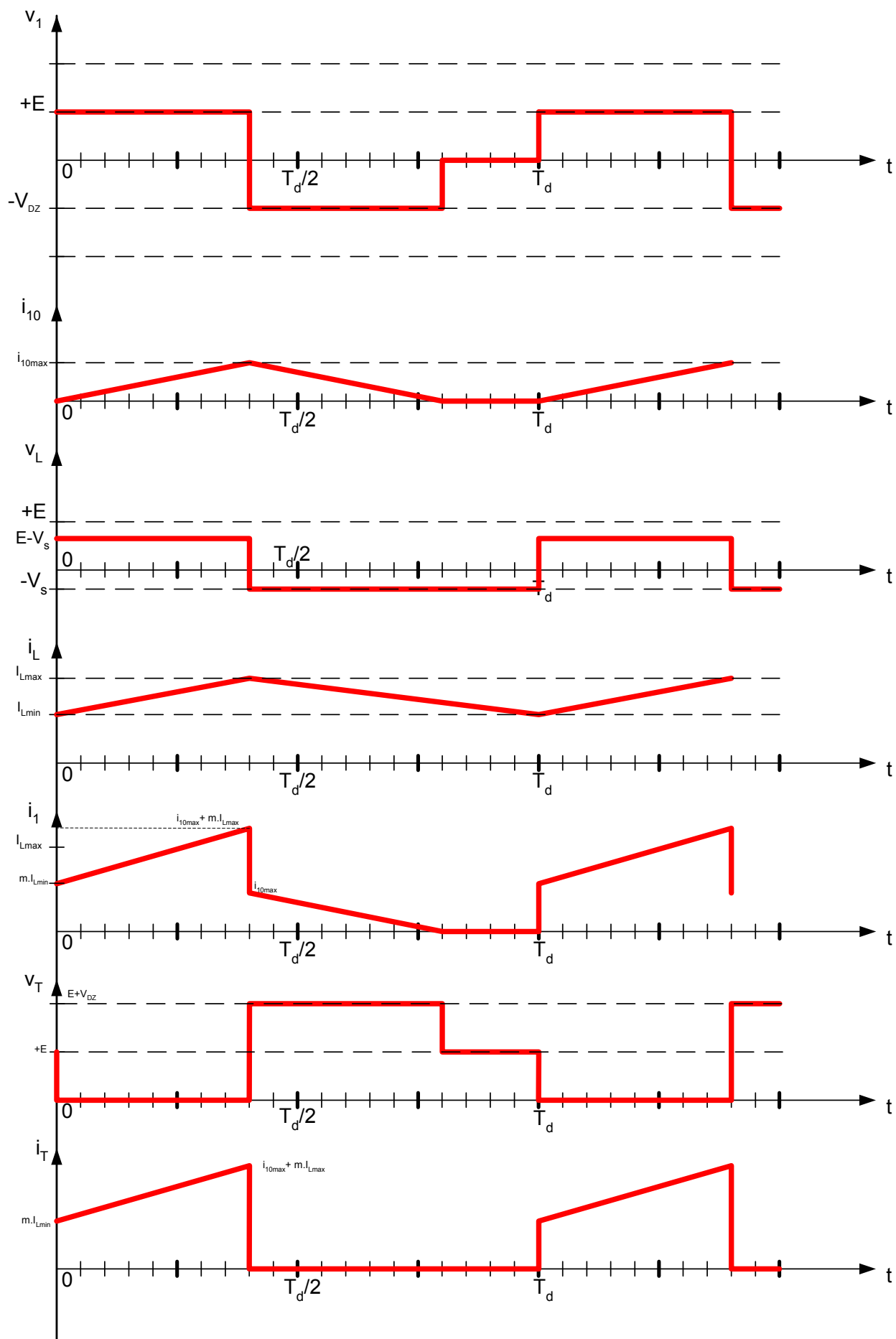
Document Réponse : REPB1



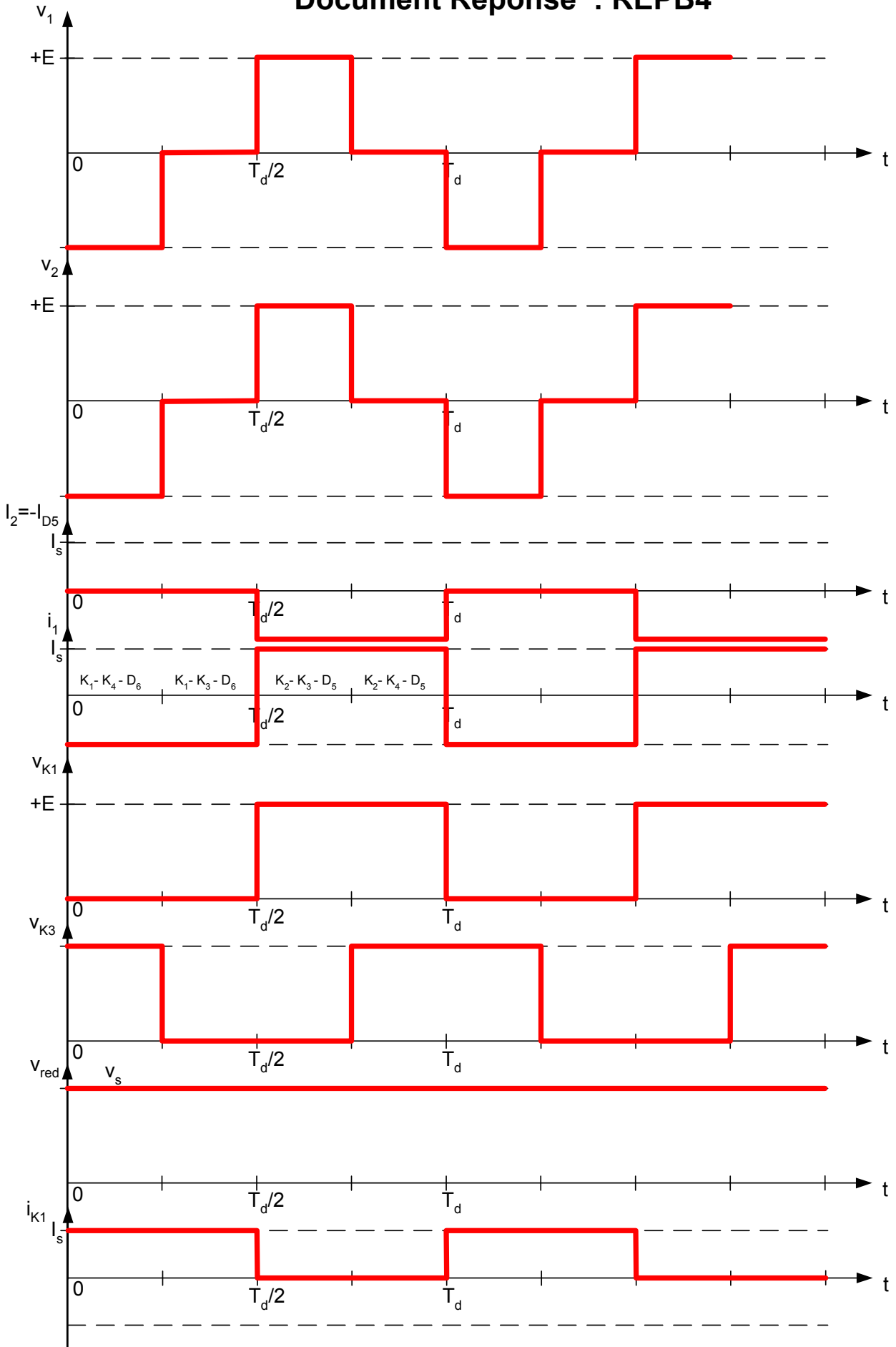
Document Réponse : REPB2



Document Réponse : REPB3



Document Réponse : REPB4



PARTIE C – Etude la Structure PM3

QC1 – Compléter le document réponse REPC1 donnant la forme d'onde des tensions $v_{K1}(t)$, $v_{K3}(t)$ et $v_s(t)$. Préciser $\langle V_s \rangle$ la valeur moyenne de $v_s(t)$. Justifier par une analyse fine si nécessaire chacune des réponses.

- $t \in [0, T_d/2]$, K_1 et K_4 sont passants : $v_{K1} = 0$, $v_{K3} = +E$ et $v_s = +E$
- $t \in [T_d/2; T_d]$, K_2 et K_3 sont passants : $v_{K1} = +E$, $v_{K3} = 0$ et $v_s = -E$
- $\langle V_s \rangle = 0$

QC2 – Pour $t \in [0, T_d/2]$, écrire l'équation différentielle régissant l'évolution de $i_s(t)$. En déduire l'expression de $i_s(t)$ si $i_s(0) = I_{\min}$.

Pour $t \in [0, T_d/2]$: $v_s(t) = R.i_s(t) + L \frac{di_s}{dt} = E$. On en déduit $i_s(t) = \left(I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$ avec $i_s(0) = I_{\min}$ et $\tau = L/R$

QC3 – Pour $t \in [T_d/2, T_d]$, écrire l'équation différentielle régissant l'évolution de $i_s(t)$. En déduire l'expression $i_s(t)$ en partant d'une condition initiale $i_s(T_d/2) = I_{\max}$.

Pour $t \in [T_d/2, T_d]$: $v_s(t) = R.i_s(t) + L \frac{di_s}{dt} = -E$. On en déduit $i_s(t) = \left(I_{\max} + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{(t-T_d/2)}{\tau}} - \frac{E}{R}$ avec $i_s(T_d/2) = I_{\max}$ et $\tau = L/R$

QC4 - Déterminer les expressions analytiques de I_{\min} et I_{\max} . Faire l'application numérique.

A $t = T_d/2$, $i_s(t) = I_{\max} = \left(I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-T_d/2\tau} + \frac{E}{R}$ et à $t = T_d$, $i_s(t) = I_{\min} = \left(I_{\max} + \frac{E}{R} \right) e^{-T_d/2\tau} - \frac{E}{R}$.

On en déduit : $I_{\max} = \frac{E}{R} \frac{(-2e^{-T_d/2\tau} + e^{-T_d/\tau} + 1)}{(1 - e^{-T_d/\tau})}$ et $I_{\min} = -\frac{E}{R} \frac{(-2e^{-T_d/2\tau} + e^{-T_d/\tau} + 1)}{(1 - e^{-T_d/\tau})}$

AN : $I_{\min} = -13,57 A$ et $I_{\max} = 13,57 A$

QC5 – Déterminer la décomposition en série de Fourier du signal $v_s(t)$. Vous pourrez le mettre sous la forme :

$v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{s_n} \cdot \sin(n(\theta - \varphi_{s_n}))$. Vous préciserez les valeurs de v_{s_n} et φ_{s_n} en fonction E

$v_s(t)$ est un signal impair : les coefficients a_n de la décomposition sont nuls.

$v_s(t)$ est symétrique par rapport à $T_d/2$: les coefficients b_{2p} de la décomposition sont nuls.

$v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{s_n} \cdot \sin(n(\theta - \varphi_{s_n}))$ avec $\varphi_{s_n} = 0$ et n impair.

$v_{s_n} = \frac{4}{T_d} \int_0^{T_d/2} E \sin(\omega t) dt = \frac{4E}{n\omega T_d} \left[1 - \cos\left(n \frac{\omega T_d}{2}\right) \right]$ avec $\left[1 - \cos\left(n \frac{\omega T_d}{2}\right) \right] = [1 - (-1)^n]$ pour n impair.

On en déduit $v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin n\theta$ pour n impair.

QC6 – Représenter sur le document réponse REPC2 l'amplitude des 11 premiers harmoniques de la tension $v_s(t)$. Vous préciserez sur le graphique l'amplitude correspondant à chacun des harmoniques non nuls.

$\hat{V}_{s1} = 127 V$; $\hat{V}_{s3} = 42,4 V$; $\hat{V}_{s5} = 25,5 V$; $\hat{V}_{s7} = 18,2 V$; $\hat{V}_{s9} = 14,1 V$; $\hat{V}_{s11} = 11,6 V$

QC7 – Calculer \hat{I}_{s1} , l'amplitude du fondamental du courant $i_s(t)$. Calculer φ_I , le déphasage entre les fondamentales de $i_s(t)$ et $v_s(t)$.

Pour $n = 1$, $\hat{V}_{s1} = 127 \text{ V}$ et $\underline{Z}_1 = R + jL\omega$. $\|\underline{Z}_1\| = 10,03 \Omega$ et $\varphi_{s1} = 0.89 \text{ rd}$. $\hat{I}_{s1} = 12,7 \text{ A}$

QC8 - Calculer \hat{V}_{s3} , l'amplitude de l'harmonique 3 de $i_s(t)$. Calculer φ_3 , le déphasage entre les harmoniques 3 de $i_s(t)$ et $v_s(t)$.

Pour $n = 3$, $\hat{V}_{s3} = 42,4 \text{ V}$ et $\underline{Z}_3 = R + j3L\omega$. $\|\underline{Z}_3\| = 24,37 \Omega$ et $\varphi_{s3} = 1.31 \text{ rd}$. $\hat{I}_{s3} = 1.74 \text{ A}$

QC9 - Tracer sur le document réponse REPC1 le courant $i_s(t)$ et le fondamental de $i_s(t)$

Voir document réponse.

QC10 – Conclusions :

- Le spectre de $v_s(t)$ est très riche en harmoniques mais il ne comporte que des harmoniques de rang impairs compte tenu de la symétrie de glissement.
- Le filtrage est délicat à mettre en œuvre car il faut filtrer dès l'harmonique 3 non nul dont l'amplitude vaut un tiers de celle du fondamental.
- La tension $v_s(t)$ subit des discontinuités d'amplitude $2E$ à la fréquence de découpage. Chaque cellule subit quant à elle des discontinuités de $+E$.
- $\hat{V}_{s1} = \frac{4E}{\pi}$. Il n'y a aucun réglage possible de l'amplitude de v_{s1} , seulement de sa fréquence.
- $\hat{I}_{s1} = 13.3 \text{ A}$ et $\hat{I}_{s3} = 1.74 \text{ A}$. Plus les harmoniques de $v_s(t)$ ont un rang élevé et plus les harmoniques de courant sont faibles. Le courant est très proche d'un courant purement sinusoïdal.

QC11 – Compléter le document réponse REP C3 donnant la forme d'onde des tensions $v_{K1}(t)$, $v_{K3}(t)$ et $v_s(t)$. Préciser $\langle V_s \rangle$ la valeur moyenne de $v_s(t)$. Justifier par une analyse fine si nécessaire chacune des réponses.

- $t \in [t_\alpha, T_d/2 - t_\alpha]$, K_1 et K_4 sont passants : $v_{K1} = 0$, $v_{K3} = +E$ et $v_s = +E$
- $t \in [T_d/2 - t_\alpha; T_d/2 + t_\alpha]$, K_1 et K_3 sont passants : $v_{K1} = 0$, $v_{K3} = 0$ et $v_s = 0$
- $t \in [T_d/2 + t_\alpha, T_d - t_\alpha]$, K_2 et K_3 sont passants : $v_{K1} = +E$, $v_{K3} = 0$ et $v_s = -E$
- $t \in [T_d - t_\alpha; T_d + t_\alpha]$, K_2 et K_4 sont passants : $v_{K1} = +E$, $v_{K3} = +E$ et $v_s = 0$
- $\langle V_s \rangle = 0$

Voir document réponse.

QC12 – Montrer que la décomposition en série de Fourier du signal $v_s(t)$ peut se mettre sous la forme :

$$v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{s_n} \cdot \sin(n(\theta - \varphi_{s_n})) \text{ avec } v_{s_n} = \frac{4E}{n\pi} \cdot \cos(n\alpha) \text{ pour } n \text{ impair et } \varphi_{s_n} = 0.$$

$v_s(t)$ est un signal impair : les coefficients a_n de la décomposition sont nuls.

$v_s(t)$ est symétrique par rapport à $T_d/2$: les coefficients b_{2p} de la décomposition sont nuls.

$$v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} v_{s_n} \cdot \sin(n(\theta - \varphi_{s_n})) \text{ avec } \varphi_{s_n} = 0 \text{ et } n \text{ impair.}$$

$$v_{s_n} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} E \sin\theta \cdot d\theta = \frac{2E}{n\pi} \cdot [-\cos(n\theta)]_{\alpha}^{\pi-\alpha} = \frac{2E}{n\pi} \cdot \cos(n\alpha) [1 - \cos(n\pi)] \text{ pour } n \text{ impair.}$$

$$\text{On en déduit } v_{s_n} = \frac{4E}{n\pi} \cdot \cos(n\alpha) \text{ pour } n \text{ impair et } v_s(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \cos(n\alpha) \sin n\theta \text{ pour } n \text{ impair.}$$

QC13 – Dans le cas où $\alpha = \pi/6$, représenter sur le document réponse REP C4 l'amplitude des 11 premiers harmoniques de la tension $v_s(t)$. Vous préciserez sur le graphique l'amplitude correspondant à chacun des harmoniques non nuls.

$$v_{s1} = 110,26 \text{ V} ; v_{s3} = 0 \text{ V} ; v_{s5} = 22,05 \text{ V} ; v_{s7} = 15,75 \text{ V} ; v_{s9} = 0 \text{ V} ; v_{s11} = 10 \text{ V}$$

QC14 – Conclusions :

- Le spectre de $v_s(t)$ est moins riche que précédemment. La symétrie de glissement annule les coefficients pairs et l'angle $\alpha = \pi/6 \Rightarrow v_{s_{3k}} = 0$.
- Le filtrage est plus simple à mettre en œuvre car le premier harmonique est v_{s5} .
- La discontinuité des cellules et celle de v_s est en +E uniquement.
- $v_{s1} = \frac{4E}{\pi} \cos \alpha$. Son amplitude est réglable au travers l'angle α .

QC15 – Calculer la valeur de α qui annulerait l'harmonique 5. Que devient l'amplitude de l'harmonique 3 dans ce cas. Commenter la possibilité de filtrage de la tension.

$$\text{Pour l'harmonique 5, } v_{s5} = \frac{4E}{5\pi} \cos(5\alpha). \quad v_{s5} = 0 \Leftrightarrow \alpha = \frac{\pi}{10} \pm k \frac{\pi}{5}$$

Pour $\alpha = \pi/10$; $v_{s1} = 121 \text{ V}$; $v_{s3} = 25 \text{ V}$ et $v_{s1}/v_{s3} = 4,84$. Le filtrage est facile à mettre en œuvre.

QC16 – Citer une autre commandé dérivée de la commande unipolaire qui permettrait l'annulation des harmoniques 3 et 5, ou 3, 5 et 7.

La Modulation de Largeur d'Impulsion calculée permet ce genre de chose.

QC17 – Compléter le document réponse REPC5 en traçant les intervalles de conduction des interrupteurs K_1 à K_4 et la forme d'onde de la tension $v_s(t)$.

Voir le document réponse pour les intervalles de conduction.

- Quand K_1 et K_4 sont passants : $v_s = +E$
- Quand K_1 et K_3 ou K_2 et K_4 sont passants : $v_s = 0$
- Quand K_2 et K_3 sont passants : $v_s = -E$

QC18 – Tracer sur le document réponse REPC5 le fondamental de $v_s(t)$ sur le même graphique que $v_s(t)$.

$$v_{s1}(t) = 0,6E \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi \cdot f_{\sin}. \text{ Pour le tracé, voir le document réponse.}$$

QC19 – Conclusions :

- L'amplitude de v_{s1} vaut $0,6E$ qui est égale à V_{\sin}/V_{tri} . Il y a donc influence du rapport de modulation.
- Le spectre de v_s est relativement pauvre par rapport aux signaux non modulés.
- Les harmoniques sont repoussés très loin.
- Les premières raies apparaissent a priori à :
 - o $f_2 = 850 \text{ Hz} = 2f_{tri} - 3f_{\sin}$

- $f_3 = 950 \text{ Hz} = 2f_{tri} - f_{sin}$
- $f_4 = 1050 \text{ Hz} = 2f_{tri} + f_{sin}$
- $f_5 = 1150 \text{ Hz} = 2f_{tri} + 3f_{sin}$

- Le filtrage est relativement intéressant car la qualité de l'onde générée est très bonne d'un point de vue 50 Hz. De plus, l'allure du courant avec une charge inductive est pratiquement sinusoïdale.
- Le réglage du fondamental est possible au travers du rapport V_{sin}/V_{tri} et au travers du rapport f_{sin}/f_{tri} .

QC20 – Déterminer l'expression des potentiels v_{1N} , v_{2N} et v_{3N} en fonction de u_{12} , u_{23} et u_{31} . Vous supposerez pour cela que l'actionneur électrique se comporte comme une charge linéaire triphasée équilibrée.

On peut écrire :

$$\begin{cases} v_{1N} - v_{2N} = u_{12} \\ v_{2N} - v_{3N} = u_{23} \\ v_{3N} - v_{1N} = u_{31} \end{cases}$$

De plus la charge est équilibrée $\Rightarrow v_{1N} + v_{2N} + v_{3N} = 0$ et le circuit impose $i_1 + i_2 + i_3 = 0$.

On peut alors écrire :

$$\begin{cases} 2v_{1N} - (v_{2N} + v_{3N}) = u_{12} - u_{31} \\ 2v_{2N} - (v_{1N} + v_{3N}) = u_{23} - u_{12} \\ 2v_{3N} - (v_{1N} + v_{2N}) = u_{31} - u_{23} \end{cases} \text{ et au final } \begin{cases} v_{1N} = \frac{1}{3}(u_{12} - u_{31}) \\ v_{2N} = \frac{1}{3}(u_{23} - u_{12}) \\ v_{3N} = \frac{1}{3}(u_{31} - u_{23}) \end{cases}$$

QC21 – En déduire les expressions des potentiels v_{1N} , v_{2N} et v_{3N} en fonction de v_{10} , v_{20} et v_{30} .

On peut écrire :

$$\begin{cases} v_{10} - v_{20} = u_{12} \\ v_{20} - v_{30} = u_{23} \\ v_{30} - v_{10} = u_{31} \end{cases} \text{ et en déduire que } v_{1N} = \frac{1}{3}(v_{10} - v_{20} - (v_{30} - v_{10}))$$

et au final

$$\begin{cases} v_{1N} = +\frac{2}{3}v_{10} - \frac{1}{3}v_{20} - \frac{1}{3}v_{30} \\ v_{2N} = -\frac{1}{3}v_{10} + \frac{2}{3}v_{20} - \frac{1}{3}v_{30} \\ v_{3N} = -\frac{1}{3}v_{10} - \frac{1}{3}v_{20} + \frac{2}{3}v_{30} \end{cases}$$

QC22 – Déterminer l'expression du potentiel v_{N0} en fonction de v_{10} , v_{20} et v_{30} .

$$\text{On peut écrire : } \begin{cases} v_{10} = v_{1N} + v_{N0} \\ v_{20} = v_{2N} + v_{N0} \\ v_{30} = v_{3N} + v_{N0} \end{cases}$$

$$\text{On en déduit que } v_{N0} = \frac{1}{3}[(v_{10} + v_{20} + v_{30}) - (v_{1N} + v_{2N} + v_{3N})] = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{20} + v_{30})$$

QC23 - Compléter le document réponse REPC6 donnant la forme d'onde des tensions v_{10} , v_{20} , v_{30} , u_{12} , u_{23} , u_{31} , v_{NO} et v_{IN} .

Pour v_{10} : quand K_1 est passant, $v_{10} = +E$ et quand K_1 est bloqué, K_2 est passant et $v_{K1} = +E$ et donc $v_{10} = 0$.

Pour le tracé, voir le document réponse.

QC24 – En utilisant les résultats des questions précédentes, préciser la décomposition en série de Fourier des tensions v_{10} , v_{20}

et v_{30} sous la forme : $v(\theta) = v_{moy} + \sum_{n=0}^{\infty} V_n \cdot \sin(n\theta)$. Vous préciserez avec soins les coefficients v_{moy} et V_n .

$$\text{D'après la question QC12 pour } v_{10} \text{ avec } (\alpha = 0) : v_{10}(\theta) = \frac{E}{2} + \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2E}{(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\theta)$$

$$\text{La tension } v_{20} \text{ est décalée de } 2\pi/3 : v_{20}(\theta) = \frac{E}{2} + \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2E}{(2p+1)\pi} \sin((2p+1)(\theta - 2\pi/3))$$

$$\text{La tension } v_{30} \text{ est décalée de } 4\pi/3 : v_{20}(\theta) = \frac{E}{2} + \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2E}{(2p+1)\pi} \sin((2p+1)(\theta - 4\pi/3))$$

QC25 – En déduire que :

$$v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{3 \cdot (2p+1)\pi} \cdot (1 + \cos((2p+1)\pi/3)) \sin((2p+1)\theta)$$

$$\text{On rappelle que } \cos(a) + \cos(b) = 2 \cos\left(\frac{a+b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

Comme $v_{1N} = +\frac{2}{3}v_{10} - \frac{1}{3}v_{20} - \frac{1}{3}v_{30}$, on peut écrire que :

$$v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2E}{(2p+1)\pi} \left[\frac{2}{3} \sin((2p+1)\theta) - \frac{1}{3} \sin((2p+1)(\theta - 2\pi/3)) - \frac{1}{3} \sin((2p+1)(\theta - 4\pi/3)) \right]$$

$$v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2E}{(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\theta) \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cos((2p+1)(2\pi/3)) - \frac{1}{3} \cos((2p+1)(4\pi/3)) \right]$$

$$v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{3(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\theta) \left[1 - \frac{1}{2} \cos((2p+1)(2\pi/3)) - \frac{1}{2} \cos((2p+1)(4\pi/3)) \right]$$

$$v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{3(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\theta) \left[1 - \cos((2p+1)\pi) \cdot \cos((2p+1)(\pi/3)) \right]$$

$$\text{On en déduit au final : } v_{1N}(\theta) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{3(2p+1)\pi} \sin((2p+1)\theta) \left[1 + \cos((2p+1)(\pi/3)) \right]$$

QC26 – Représenter sur le document réponse REPC7 l'amplitude des 11 premiers harmoniques de la tension $v_{IN}(\theta)$. Vous préciserez sur le graphique l'amplitude correspondant à chacun des harmoniques non nuls.

$E = 640 \text{ V}$

n	p	Amplitude de l'harmonique
---	---	---------------------------

1	0	407 V
3	1	0 V
5	2	81,5 V
7	3	58,5 V
9	4	0
11	5	37 V

QC27 – Conclusions :

- Le spectre est relativement pauvre : 1^{er} harmonique pour $n = 5$
- Les premières raies sont à f_d , $5 f_d$, $7 f_d$, $11 f_d$.
- Le filtrage est simple à mettre en œuvre d'un point de vue fréquentiel.
- Les discontinuités sont en +E.

QC28 – La décomposition en série de Fourier de la tension $v_{1N}(\theta)$ fait apparaître entre autre une absence totale d'harmonique de rang 3 et multiple de 3. *Justifier par un raisonnement exact que ce résultat était prévisible. On rappelle que le neutre de la charge n'est pas relié et que cette charge est linéaire et équilibrée.*

Le point neutre de la machine n'est pas relié, ce qui implique $i_1 + i_2 + i_3 = 0$. Si la machine est assimilée à une charge globalement inductive : $R(i_1 + i_2 + i_3) + L\left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt}\right) = 0$.

La somme des composantes fréquentielles est nulle. Or pour tous les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3, les courants sont en phases.

La nullité de la somme des courants fait que les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 des courants sont nulles.

Ceci implique que $v_{1N_k} = Ri_{1_k} + L\frac{di_{1_k}}{dt} = 0$ pour $k = 3p$. Ceci est vrai également pour v_{2N} et v_{3N} .

QC29 – La décomposition en série de Fourier du courant $i_{K1}(t)$ pouvant se mettre sous la forme générique :

$i_{K1}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin(n\omega t - \alpha_n)$, en déduire l'expression de la décomposition en série de Fourier du courant $i_{K2}(t)$.

$$i_{K2}(t) = i_{K1}(t - T/2) \text{ et donc } i_{K2}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega(t - T/2) - \alpha_n]$$

$$\text{En développant l'expression, on trouve : } i_{K2}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} (-1)^n I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega t - \alpha_n]$$

QC30 – En déduire la décomposition en série de Fourier du courant $i_1(t)$ et justifier l'absence totale d'harmoniques 3 et 9 sur les courants $i_{K1}(t)$ et $i_{K2}(t)$ pour valider qu'il ne s'agit pas d'une erreur de mesure.

$$\text{Avec } i_1(t) = i_{K1}(t) - i_{K2}(t), \text{ on en déduit que } i_1(t) = \sum_{n=0}^5 2I_{K1_{2n+1}} \cdot \sin[(2n+1)\omega t - \alpha_{2n+1}]$$

Or comme il n'y pas de d'harmonique 3 et 9 pour le courant $i_1(t)$ – Question QC28 – il n'y pas d'harmoniques 3 et 9 pour les courants $i_{K1}(t)$ et $i_{K2}(t)$.

QC31 – On montre que la décomposition en série de Fourier du courant $i_e(t)$ peut se mettre sous la forme :

$i_e(t) = 3 \cdot I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^2 3I_{K1_{6n}} \cdot \sin(6n\omega t - \alpha_n)$, si on se limite aux 12 premiers harmoniques pour les courants $i_{K1}(t)$, $i_{K3}(t)$ et $i_{K5}(t)$. Valider les fréquences et les amplitudes du spectre du courant mesuré proposées à la **Figure C.12**.

$$i_{K3}(t) = i_{K1}(t - T/3) \text{ et donc } i_{K3}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega(t - T/3) - \alpha_n]$$

$$i_{K5}(t) = i_{K1}(t - 2T/3) \text{ et donc } i_{K5}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega(t - 2T/3) - \alpha_n]$$

Ou

$$i_{K3}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega t - n\omega T / 3 - \alpha_n] \text{ et } i_{K5}(t) = I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^{12} I_{K1_n} \cdot \sin[n\omega t - 2n\omega T / 3 - \alpha_n]$$

$$i_e(t) = i_{K1}(t) + i_{K3}(t) + i_{K5}(t).$$

On peut en déduire que :

$$i_{e_moyen} = 3 \cdot I_{K1_moyen} ;$$

$$i_{e1} = I_{K1_1} \cdot \sin(\omega t - \alpha_1) + I_{K1_1} \cdot \sin(\omega t - \alpha_1 - 2\pi/3) + I_{K1_1} \cdot \sin(\omega t - \alpha_1 - 4\pi/3) = 0 \text{ - système direct}$$

$$i_{e2} = I_{K1_2} \cdot \sin(2\omega t - \alpha_2) + I_{K1_2} \cdot \sin(2\omega t - \alpha_2 - 4\pi/3) + I_{K1_2} \cdot \sin(2\omega t - \alpha_2 - 2\pi/3) = 0 \text{ - système inverse}$$

$$i_{e3} = 0$$

$$i_{e4} = I_{K1_4} \cdot \sin(4\omega t - \alpha_4) + I_{K1_4} \cdot \sin(4\omega t - \alpha_4 - 2\pi/3) + I_{K1_4} \cdot \sin(4\omega t - \alpha_4 - 4\pi/3) = 0 \text{ - système direct}$$

$$i_{e5} = I_{K1_5} \cdot \sin(5\omega t - \alpha_5) + I_{K1_5} \cdot \sin(5\omega t - \alpha_5 - 4\pi/3) + I_{K1_5} \cdot \sin(5\omega t - \alpha_5 - 2\pi/3) = 0 \text{ - système inverse}$$

$$i_{e1} = I_{K1_6} \cdot \sin(6\omega t - \alpha_6) + I_{K1_6} \cdot \sin(6\omega t - \alpha_6) + I_{K1_6} \cdot \sin(6\omega t - \alpha_6) = 3I_{K1_6} \cdot \sin(6\omega t - \alpha_6)$$

C'est le premier harmonique non nul.

$$\text{On en déduit de la même façon : } i_{e7} = 0, i_{e8} = 0, i_{e9} = 0, i_{e10} = 0, i_{e11} = 0, i_{e12} = 3I_{K1_{12}} \cdot \sin(12\omega t - \alpha_{12}).$$

$$\text{Et donc que } i_e(t) = 3 \cdot I_{K1_moyen} + \sum_{n=1}^2 3I_{K1_{6n}} \cdot \sin(6n\omega t - \alpha_n)$$

On retrouve bien :

$$i_{e_moyen} = 3 \cdot I_{K1_moyen} = 3 \times 8,1 = 24,3 ; 24,2A$$

De la même façon :

- à 6x50 Hz = 300 Hz, $i_{e1} = 3 \times 3,8 ; 11,4A$
- à 12x50 Hz = 600 Hz, $i_{e2} = 3 \times 1,9 ; 5,7A$
- à 18x50 Hz = 900 Hz, $i_{e3} = 3 \times 1,3 ; 3,9A$

QC32 - Compléter le document réponse REP C8 donnant la forme d'onde des tensions v_{10} , v_{20} , v_{30} , u_{12} , u_{23} , u_{31} , v_{NO} et v_{1N} .

Si les capacités sont suffisantes pour qu'on puisse considérer la tension égale à $E/2$ à leurs bornes :

- quand K_1 est fermé ; $v_{1N} = E/2$; $v_{10} = E$
- quand K_2 est fermé ; $v_{2N} = -E/2$; $v_{10} = 0$

d'où le tracé de v_{10} , v_{20} et v_{30} .

$$\begin{cases} v_{10} - v_{20} = u_{12} \\ v_{20} - v_{30} = u_{23} \\ v_{30} - v_{10} = u_{31} \end{cases} \text{ les tensions composées sont inchangées et } v_{N0} = E/2 = cte \text{ et } v_{1N} = \pm E/2$$

QC33 - Conclusions :

- Les discontinuités des tensions simples sont en $\pm E/2$
- Les tensions composées sont inchangées par rapport au montage sans neutre.

QC34 - En présence de charges déséquilibrées ou équilibrées mais avec des courants i_1 à i_3 possédant des harmoniques de rang ou multiple de 3, que devient l'expression du courant dans le neutre.

En déduire l'expression du courant i_e et comparer cette expression et sa valeur à celle utilisée dans la question QC31.

Préciser dans ce cas l'influence de la connexion au neutre.

- Si le déséquilibre de la charge ou la présence d'harmoniques formant un homopolaire rend la somme $i_1 + i_2 + i_3$ non nulle, alors il existe un courant i_N non nul.
- Le courant i_N correspond à un courant $i_N/2$ dans chaque condensateur. $i_e = i_{K1} + i_{K3} + i_{K5} - i_N/2$.
- La connexion au neutre fait légèrement augmenter la valeur du courant i_e qui surdimensionne un peu le convertisseur.

QC35 - Compléter le document réponse REP C9 en traçant les tensions $v_{10}(t)$, $v_{20}(t)$, $v_{30}(t)$, $u_{12}(t)$, $u_{31}(t)$ et $v_{1N}(t)$. Le schéma étudié ici est celui de la figure C.10

Quand $v_{m1} > v_{tri}$ alors K_1 est fermé et $v_{10} = +E$ et quand $v_{m1} < v_{tri}$ alors K_1 est ouvert et $v_{10} = 0$

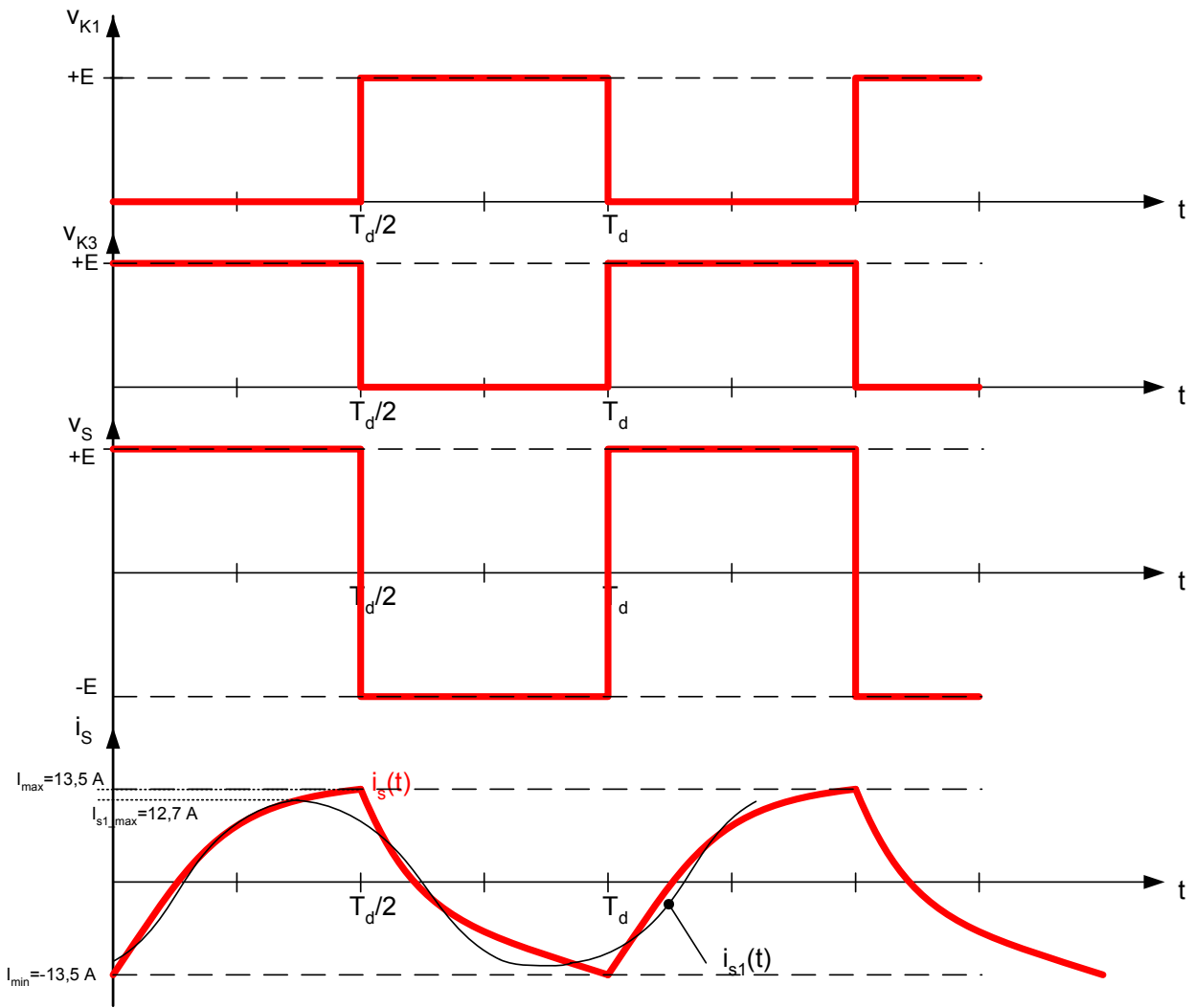
Le raisonnement est identique pour K_2 .

$u_{12} = v_{10} - v_{20}$ et $v_{1N} = \frac{1}{3}(u_{12} - u_{31})$. Voir document réponse pour le tracé.

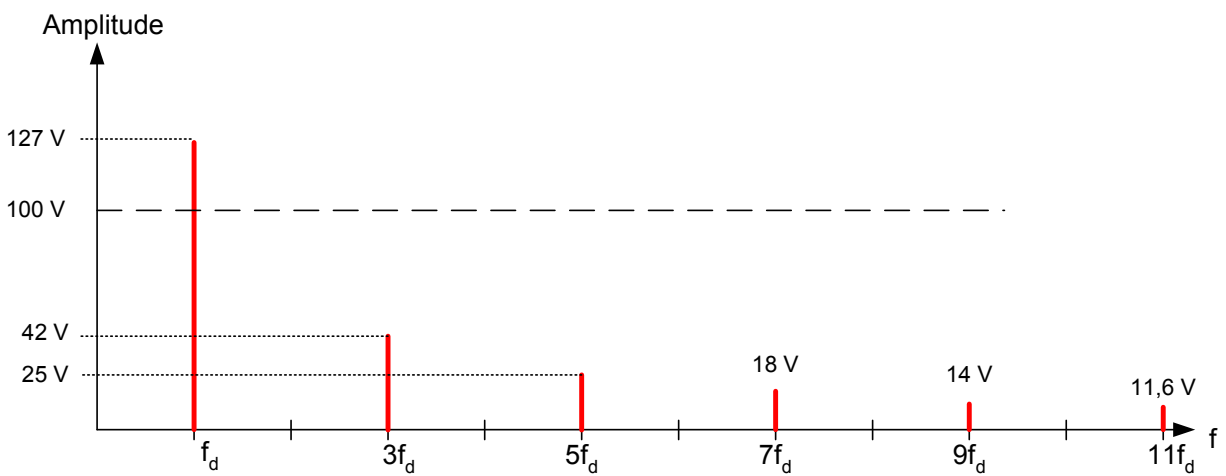
QC36 - Conclusions :

- Le spectre est relativement pauvre avec les premiers harmoniques repoussés assez loin. Le 1^{er} harmonique est prépondérant.
- Harmonique 1 ; $f = 50$ Hz
- Harmonique 2 ; $f = f_{tri} \pm 2f_{sin} = 500 \pm 100$ Hz
- Harmonique 4 ; $f = 2f_{tri} \pm f_{sin} = 100 \pm 50$ Hz
- Filtrage plus facile à une fréquence élevée qui lui confère une dimension plus réduite.
- V_{1N} subit des discontinuités de $\pm \frac{1}{3}E$

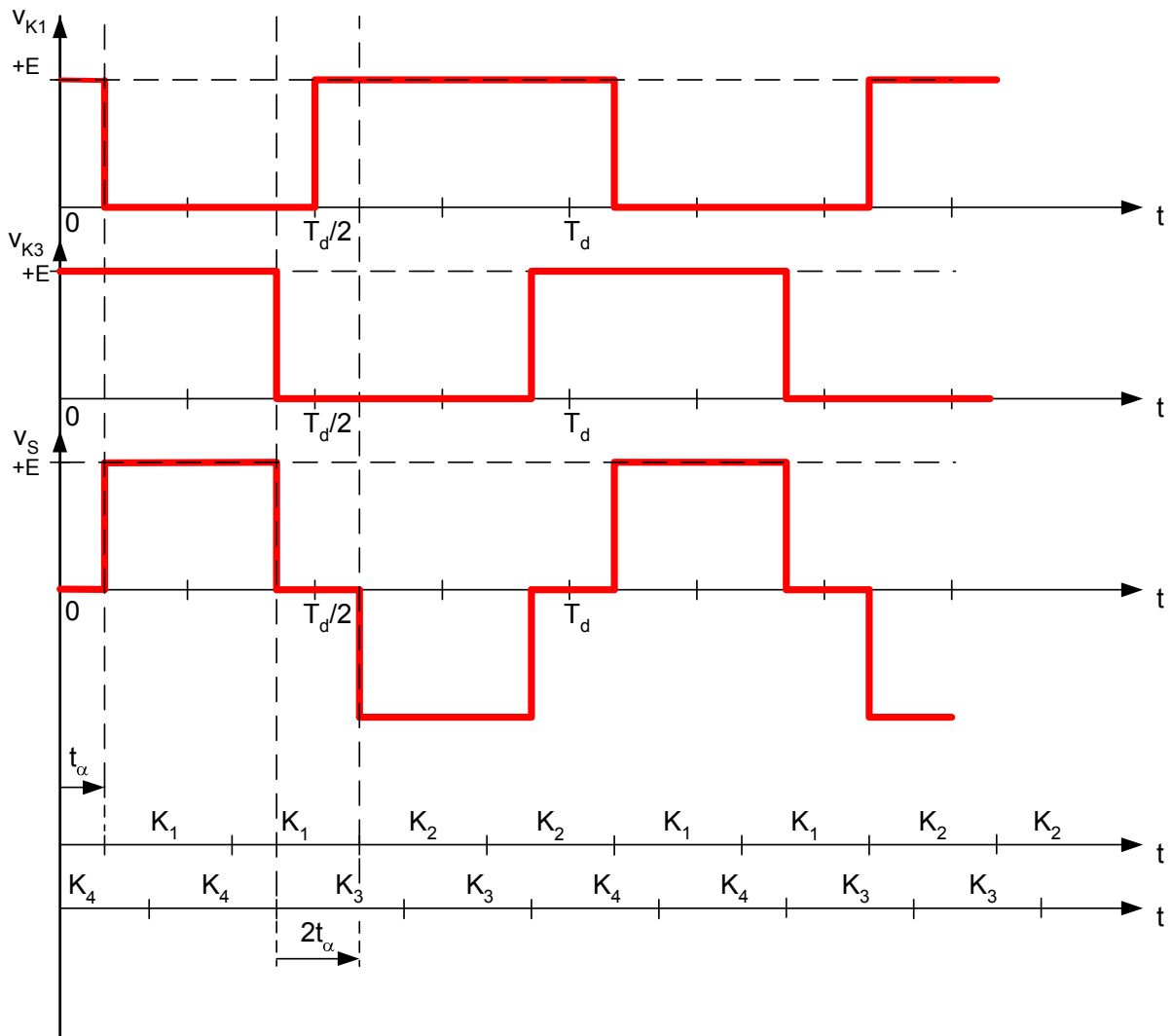
Document Réponse : REPC1



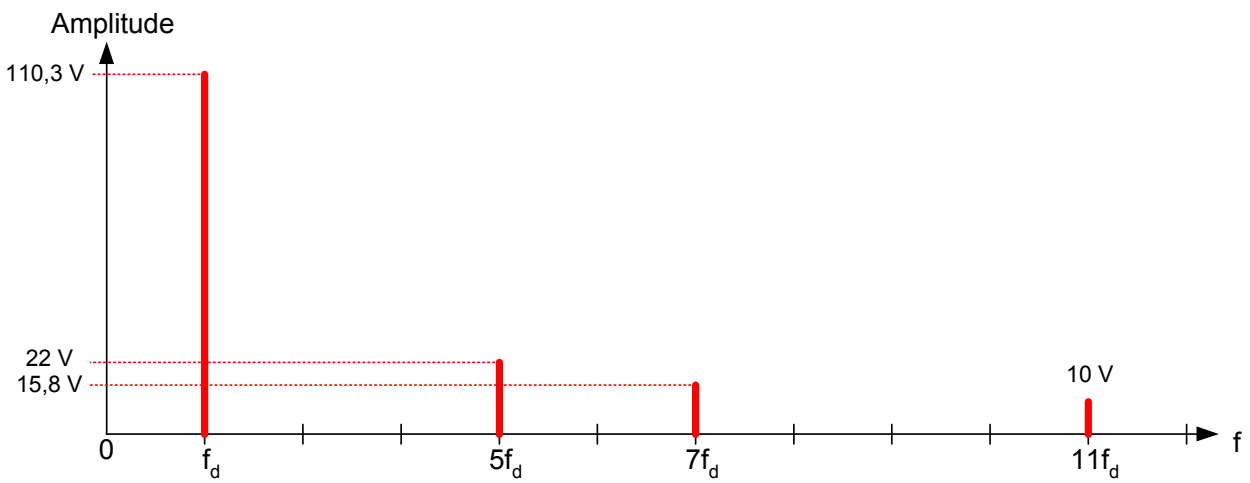
Document Réponse : REPC2



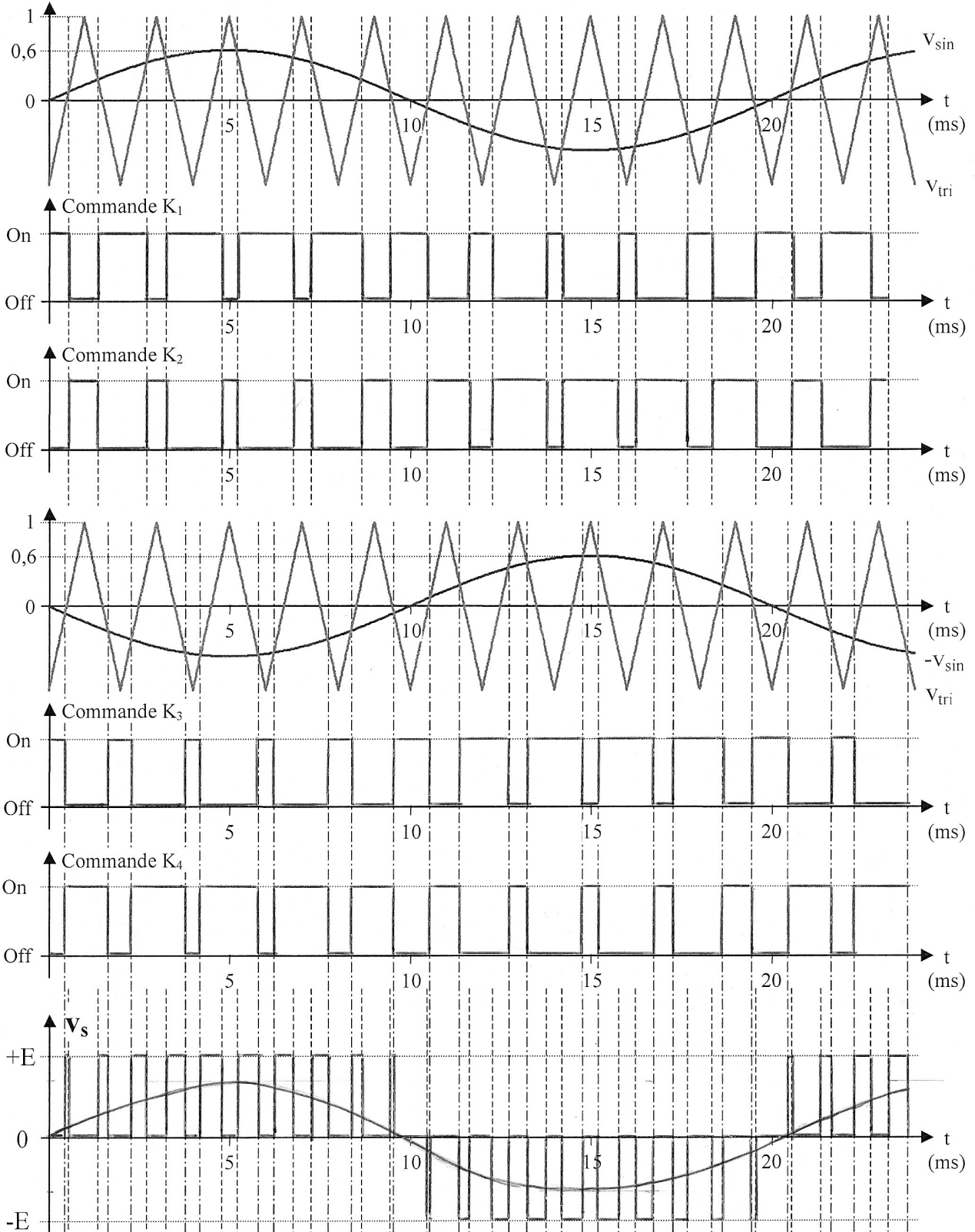
Document Réponse : REPC3



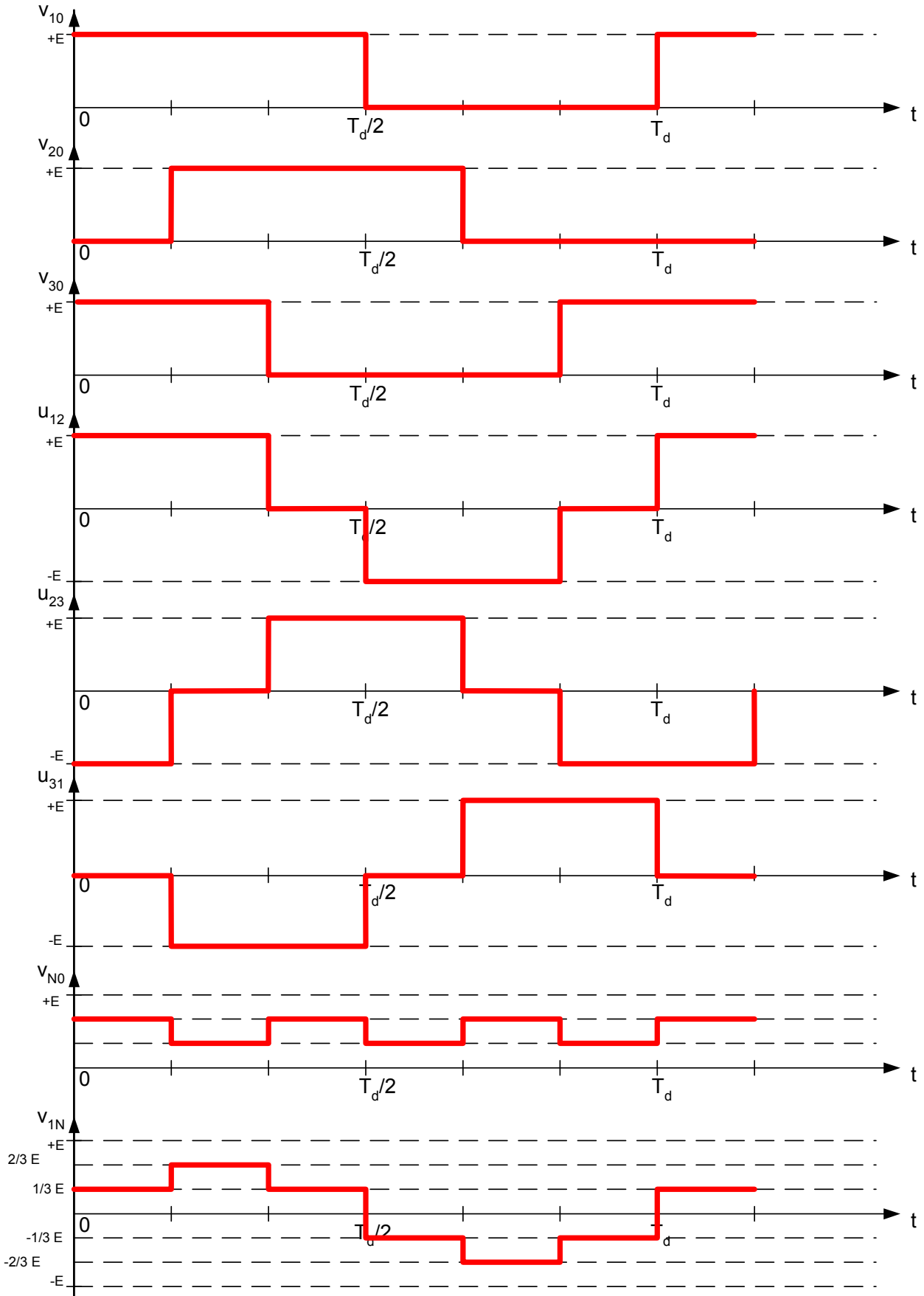
Document Réponse : REPC4



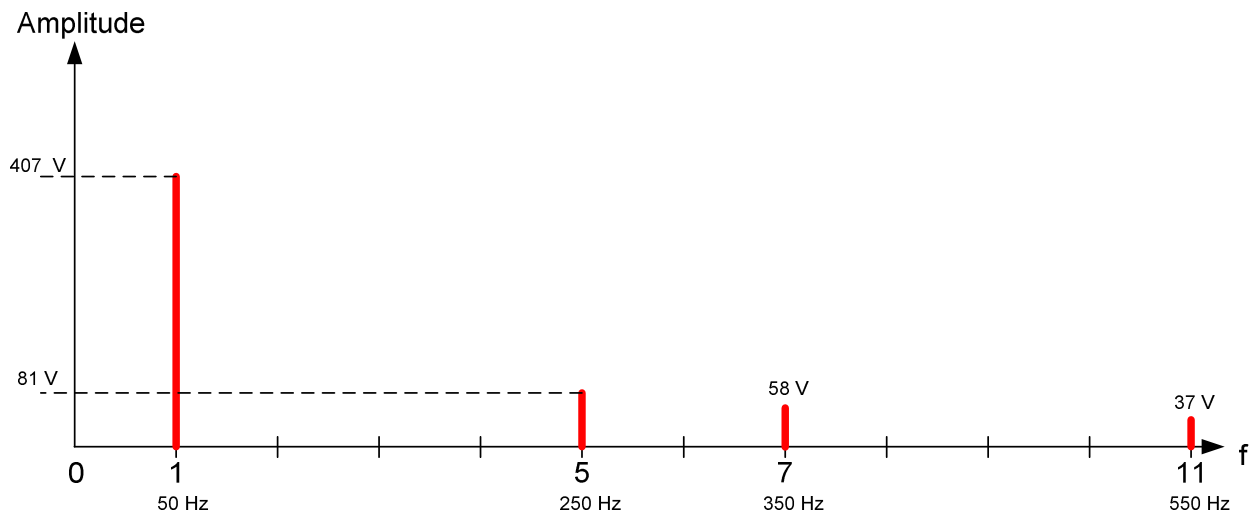
Document Réponse : REPC5



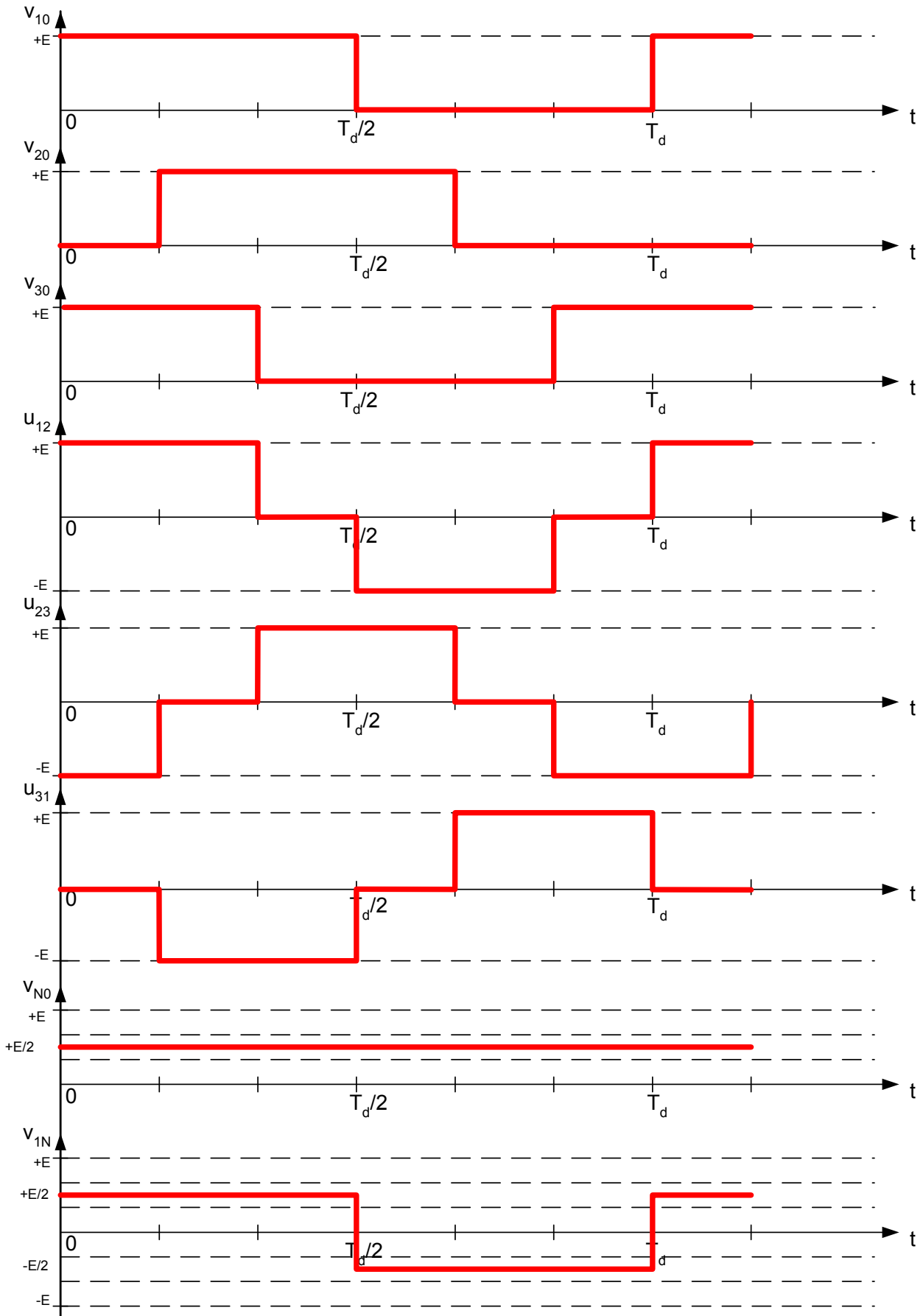
Document Réponse : REPC6



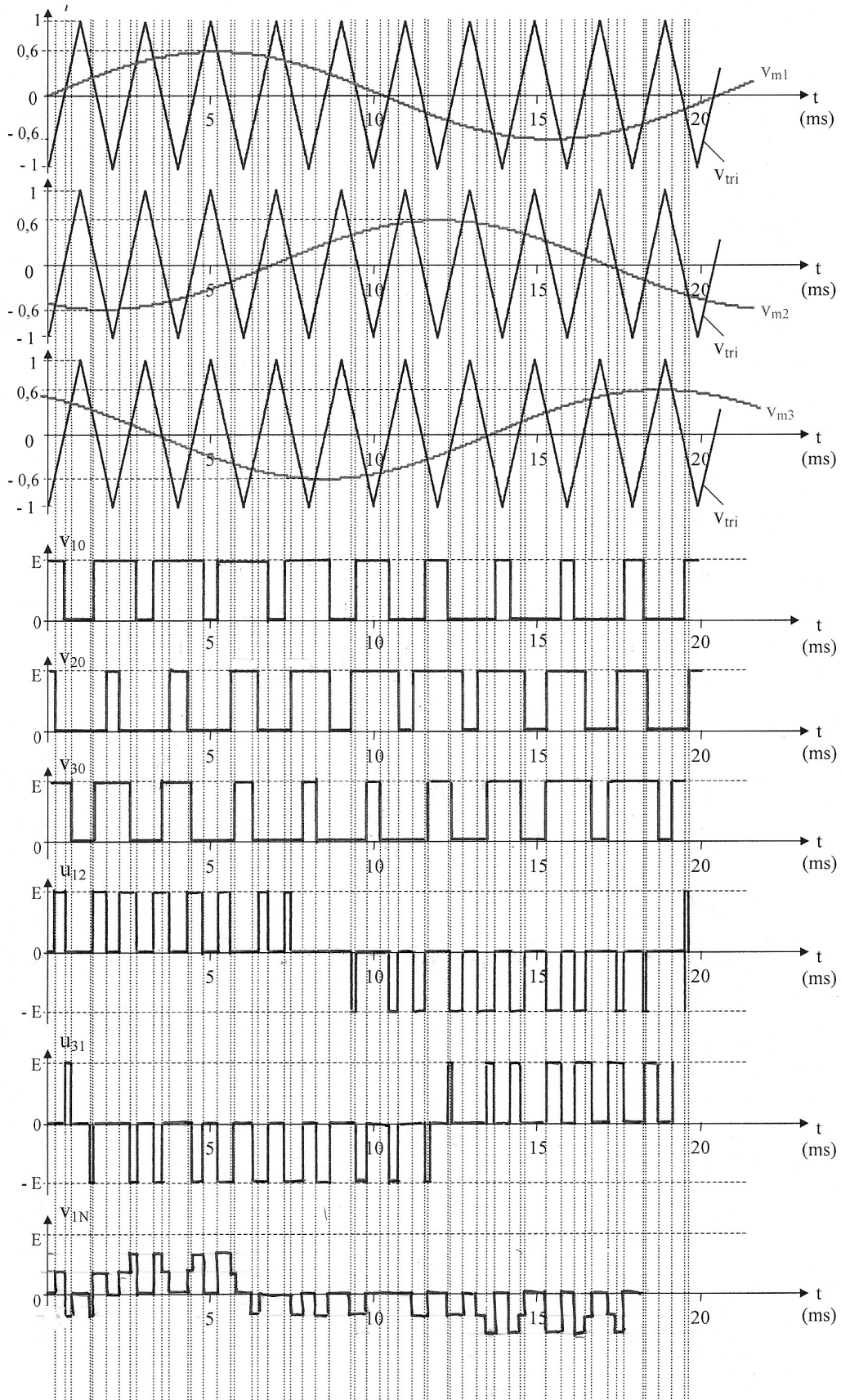
Document Réponse : REPC7



Document Réponse : REPC8



Document Réponse : REPC9



ÉTUDE D'UN SYSTÈME INDUSTRIEL

Option B : ÉLECTROTECHNIQUE ET ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

COMMENTAIRES DU JURY

Partie A : Etude Mécanique Générale

Le jury constate chez une grande majorité des candidats un niveau très faible en mécanique, domaine constituant un préalable indispensable à toute étude de motorisation. Si les équations fondamentales de la statique et de la dynamique sont connues, les candidats ne parviennent pas à la solution par manque de méthode et de rigueur, à savoir :

- Pas de schéma du système étudié. Un schéma permet de mettre en évidence les actions mécaniques, de résumer les données du problème, ...
- Ecriture directe de formules numériques. Cela rend la lecture des développements, tant pour le correcteur que pour le candidat, très pénible. Il est par exemple impossible de détecter une erreur d'homogénéité avec une telle démarche. Par ailleurs dans cette situation, le correcteur n'a pas d'autre choix que d'apprécier les résultats numériques et peut difficilement valoriser la démarche.
- Non respect des notations imposées par le sujet.

Les candidats qui débutent leur analyse par une phrase d'introduction présentant la démarche qu'ils vont suivre aboutissent généralement au résultat.

Dans l'application du principe fondamental de la dynamique, de nombreux candidats ont considéré que le couple résistant était indépendant de la vitesse. Bien que cette hypothèse soit retenue dans de nombreuses études préliminaires, ce n'était pas le cas sur le Tramway.

Il est important que les candidats s'imprègnent de la problématique avant de chercher une solution à un problème qu'ils n'ont pas clairement identifié.

Partie B : Etude des structures PM1/PM2

Cette partie se décompose en deux sous ensembles pouvant se traiter séparément. Si la première partie nécessitait une analyse et un tracé des formes d'ondes de structures classiques, la seconde ne demandait qu'une analyse des signaux réels.

La première partie, relativement classique, a été globalement abordée par tous les candidats. La seconde qui abordait la réalité du système et la prise en compte des imperfections n'a pas été beaucoup traitée. Par contre, les candidats qui ont abordé cette dernière partie, s'en sont bien sorti avec des raisonnements simples et corrects.

Etude d'un dévolteur classique : Cette partie a été traitée par un grand nombre de candidats de façon convenable. Le jury regrette trop d'erreurs dans l'analyse d'une structure très classique. Cependant, il faut remarquer que ceux qui maîtrisaient la structure ont su développer les calculs et tracer les graphes sur l'ensemble de cette étude.

Les montages Forward et push pull : Si beaucoup moins de candidats ont abordé cette partie, ils l'ont fait de manière satisfaisante et relativement complète grâce à une bonne connaissance des formes d'ondes des montages à analyser.

Etude du montage réel : La prise en compte des imperfections de la ligne et du transformateur mettait en évidence les problèmes liés à l'empiètement. Cette partie lorsqu'elle a été abordée, l'a été correctement. L'étude du fonctionnement en commutation, qui mettait en avant une solution à résonance pour limiter les pertes a été relativement peu abordée mais certains candidats l'ont traité de façon convenable.

Partie C : Etude de la structure PM3

Cette partie se décomposait également en deux sous ensembles pouvant se traiter séparément. La première partie mettait en évidence de façon graduelle les avantages et inconvénients de différentes structures et commandes d'un onduleur monophasé. La seconde partie, s'appuyant partiellement sur la première, étudiait la réalité de la structure, à savoir un onduleur triphasé avec ou sans neutre relié.

Onduleur Monophasé : cette partie a été globalement bien traitée par les candidats. Le jury constate que quelques candidats ne maîtrisent pas la résolution d'une équation différentielle. Il est suggéré aux candidats d'être plus rigoureux dans leurs calculs, notamment ceux liés aux décompositions en série de Fourier. Il faut noter également, que beaucoup de candidats ne remettent pas en cause la validité de leurs calculs et n'ont pas abordé les questions de conclusions, destinées à faire le lien avec la partie suivante. Dans cette partie, il était nécessaire de représenter les allures des signaux à la sortie de l'onduleur. Le jury recommande, dans ce cas, aux candidats d'être plus précis dans le tracé de formes d'ondes.

Onduleur Triphasé : cette partie a été moins abordée par les candidats et de façon plus ou moins complète et/ou satisfaisante. En effet, on peut noter que certains candidats n'ont pas tenu compte de la nature de la charge et n'ont pas su mettre en évidence correctement, l'influence du neutre relié ou pas.

Question pédagogique

Il est vivement recommandé aux candidats de ne pas négliger cette partie. En effet, les candidats ayant traité de façon satisfaisante cette question ont structuré leur présentation en abordant les points suivants :

- Définition d'objectifs pédagogiques réalistes et conformes au référentiel.
- Présentation de la stratégie pédagogique.
- Définition de la ou des séquence(s) avec :
 - choix argumenté du support (Le système didactique support d'activités doit permettre d'aborder la problématique retenue. Les limites de la représentativité seront impérativement précisées.)
 - instrumentation,
 - stratégie d'évaluation et de synthèse.

Résultats à l'épreuve

Note max.	9,29
Note min.	0,00
Note moy.	3,35
Etype	2,27

ÉTUDE D'UN SYSTÈME D'AUTOMATISATION

Options A et B

ÉLÉMENTS DE CORRECTION

I-A-1 En égalisant les volumes entrant et sortant pendant dt, $w \cdot e_0 \cdot v_0 dt = w \cdot e_{12} \cdot v_{12} dt$
d'où $e_0 \cdot v_0 = e_{12} \cdot v_{12}$

I-A-2	Entrée Cage F1	Inter-cage 12	Inter-cage 23	Inter-cage 34	Inter-cage 45	Inter-cage 56	Inter-cage 67	Sortie Cage F7
Épaisseurs (mm)	$e_0=35$	17,2	8,9	5,3	3,4	2,3	1,8	1,5
Vitesses (m/s)	$v_0=1$	2,0	3,9	6,6	10,3	15,2	19,4	$v_s=23,3$

Vitesse de la tôle en sortie du train de laminage 23,3 m/s \approx 84 km/h.

I-A-3 $w \cdot L_0 \cdot e_0 = w \cdot L_s \cdot e_s$ d'où $L_s = 1400 \text{ m} = 1,4 \text{ km}$.

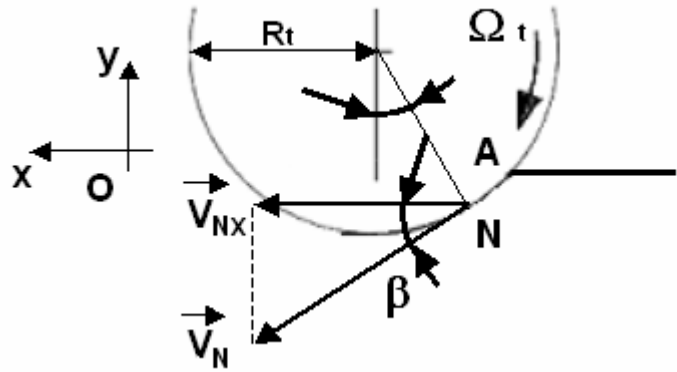
I-A-4 $e_N = e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta)$.

I-A-5 $e_N \cdot v_{Nx} = e_{12} \cdot v_{12}$ d'où $v_{Nx} = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta)}$

I-A-6

$v_N = R_t \cdot \Omega_t$ et $v_{Nx} = v_N \cdot \cos \beta$ d'où

$$\Omega_t = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{R_t \cdot \cos \beta \cdot (e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta))}$$



I-A-7 $\Omega_e \cdot R_e = \Omega_t \cdot R_t$ d'où $\Omega_e = \frac{e_{12} \cdot v_{12}}{R_e \cdot \cos \beta \cdot (e_{12} + 2 \cdot R_t \cdot (1 - \cos \beta))}$

I-A-8 $\Omega_t \approx 4,5 \text{ rd/s}$ soit 42,9 tr/mn et $\Omega_e \approx 2,1 \text{ rd/s}$ soit 20 tr/mn.

I-B-1 Le rattrapage doit être permanent, il se fait donc en zone de déformation plastique.

I-B-2 En zone plastique, la déformation est à volume constant d'où $d(sL) = 0$ donc

$$s \cdot dL + L \cdot ds = 0 \text{ et } \frac{ds}{s} = -\frac{dL}{L}$$

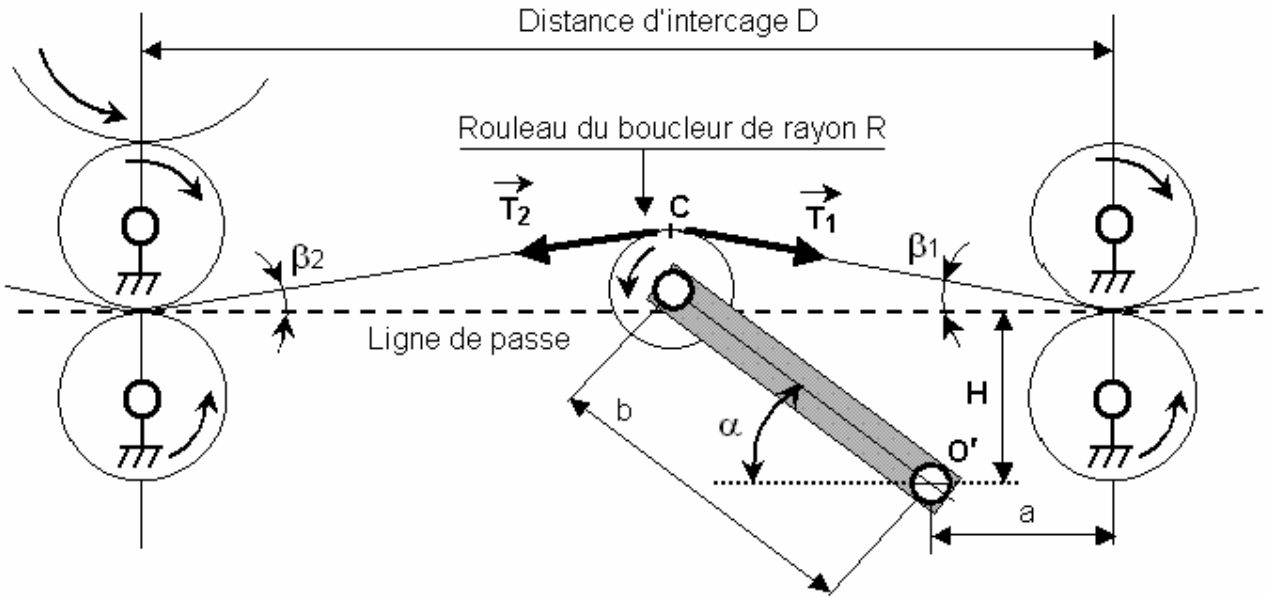
I-B-3 $ds = d(w \cdot e) = w \cdot de + e \cdot dw$ d'où $\frac{ds}{s} = \frac{de}{e} + \frac{dw}{w}$.

$\frac{de}{e} = \frac{dw}{w}$ si la diminution de section est uniforme. $\frac{ds}{s} = 2 \cdot \frac{dw}{w} = -\frac{dL}{L}$ d'où $\frac{dw}{w} = -\frac{dL}{2 \cdot L}$.

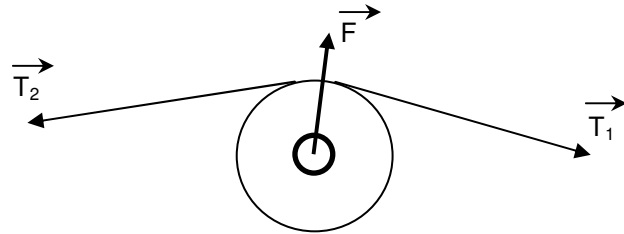
I-B-4 $\frac{dw}{w} = -\frac{4}{1100} dL$ d'où $\frac{dL}{L} = \frac{8}{1100}$ et $\sigma = \sigma_0 + \frac{\sigma_1 - \sigma_0}{1} \times (100 \frac{dL}{L})$. $\sigma \approx 133,2 \text{ MPa}$ et $T \approx 263,7 \text{ kN}$.

I-B-5 $\text{tg } \beta_1 = \frac{b \cdot \sin \alpha + R - H}{a + b \cdot \cos \alpha}$ et $\text{tg } \beta_2 = \frac{b \cdot \sin \alpha + R - H}{D - (a + b \cdot \cos \alpha)}$

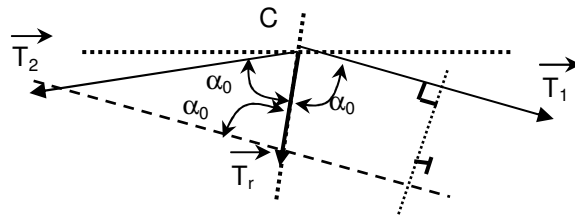
α (degrés)	β_1 (degrés)	β_2 (degrés)
19	0,71	0,74
20	0,93	0,96
21	1,14	1,18



On isole le rouleau du boucleur. Les forces extérieures appliquées sont les tensions T1 et T2 et la réaction F.
On aura donc $\vec{T}_r = \vec{T}_1 + \vec{T}_2 = -\vec{F}$



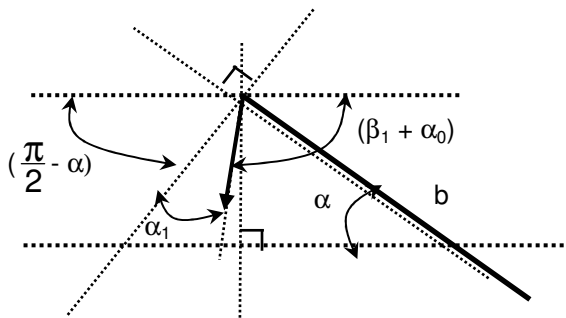
$\vec{T}_r = \vec{T}_1 + \vec{T}_2$ et $\|\vec{T}_1\| = \|\vec{T}_2\| = T$
Les trois vecteurs forment un triangle isocèle.
 $T_r = 2.T.\cos \alpha_0$ et $2.\alpha_0 + \beta_1 + \beta_2 = \pi$.



D'où $T_r = 2.T.\sin(\frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2))$.

$C_T = -F.\cos(\alpha_1).b = T_r.\cos(\alpha_1).b$
avec

$$\beta_1 + \alpha_0 + \alpha_1 + (\frac{\pi}{2} - \alpha) = \pi.$$



d'où

$$C_T = 2.T.b.\sin(\frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2)).\cos(\alpha - \frac{1}{2}(\beta_1 - \beta_2))$$

I-C-1 $C_P = M.g.b.\cos \alpha$

I-C-2 $C_B = (M_3.D_3 + M_2.D_2 - M_1.D_1).g.\cos \alpha$

I-C-3 $C_{em} = K.i = \frac{C_T + C_P + C_B}{\eta.R_\alpha}$ et $i = \frac{C_T + C_P + C_B}{\eta.K.R_\alpha}$

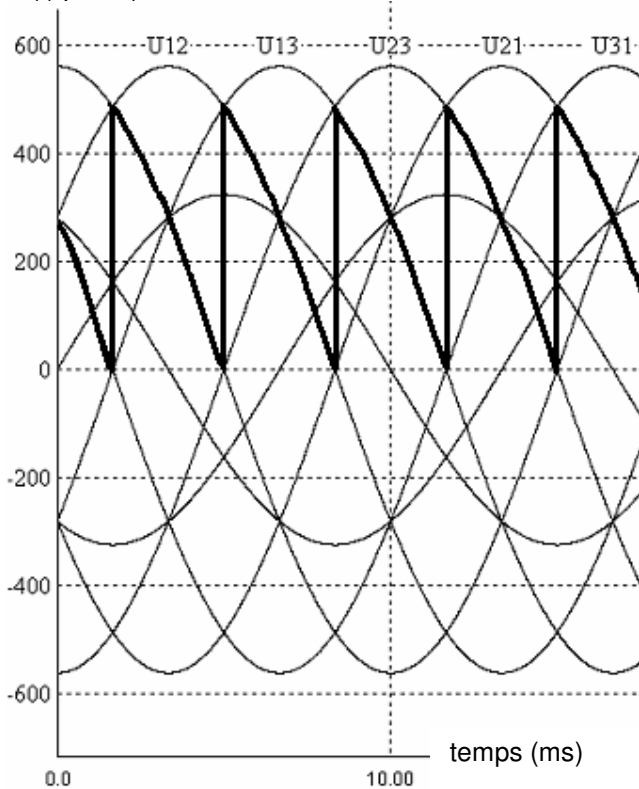
I-C-4 On a intérêt à limiter β_1 et β_2 pour minimiser la charge du moteur.

I-C-5 $M = \rho.w.e.D \approx 95 \text{ kg}$.

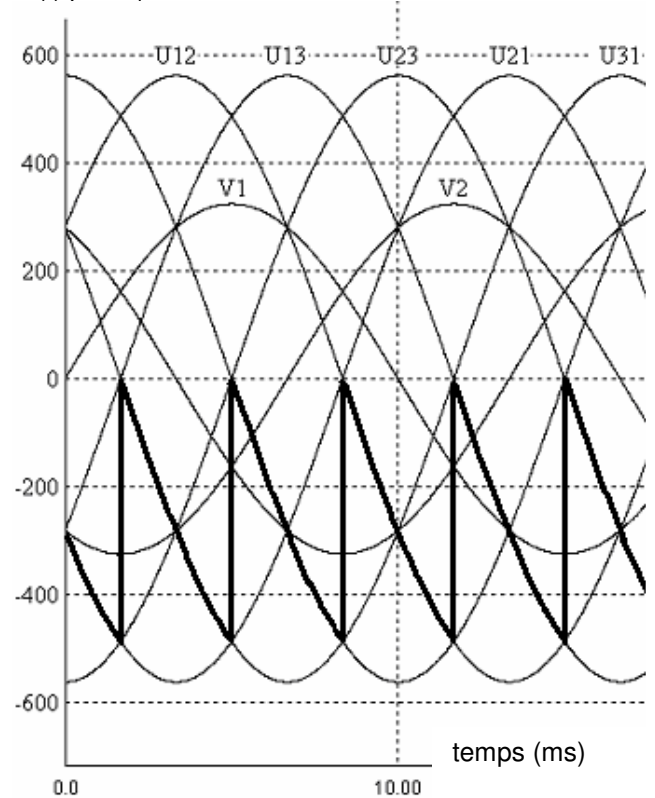
α (degrés)	C_T (Nm)	C_P (Nm)	C_B (Nm)	C_{em} (Nm)	I (A)
19°	4432	616	3345	988	118
20°	5742	612	3324	1139	136
21°	7025	608	3302	1287	153

II-A-1 La fréquence de $u_1(t)$ est de 300 Hz.

$u_1(t)$ pour $\psi_1 = 60^\circ$



$u_1(t)$ pour $\psi_1 = 120^\circ$



II-A-2 $\langle u_1 \rangle = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \psi_1}^{\frac{2\pi}{3} + \psi_1} U.\sqrt{2}.\sin\theta.d\theta = \frac{3.U.\sqrt{2}}{\pi} \cos\psi_1.$

II-A-3

Fonctionnement du boucleur	Moteur en montée	Frein en montée	Moteur en descente	Frein en descente
Pont en conduction				
	1	2	2	1
Pont bloqué	2	1	1	2
Réglage	$0^\circ < \psi_1 < 90^\circ$	$90^\circ < \psi_2 < 180^\circ$	$0^\circ < \psi_2 < 90^\circ$	$90^\circ < \psi_1 < 180^\circ$

II-A-4 $\langle u_1 \rangle = -27 \times u_c$

II-A-5 $0^\circ < \omega T_c < 240^\circ$ d'où $0 < T_c < 13,3 \text{ ms}$.

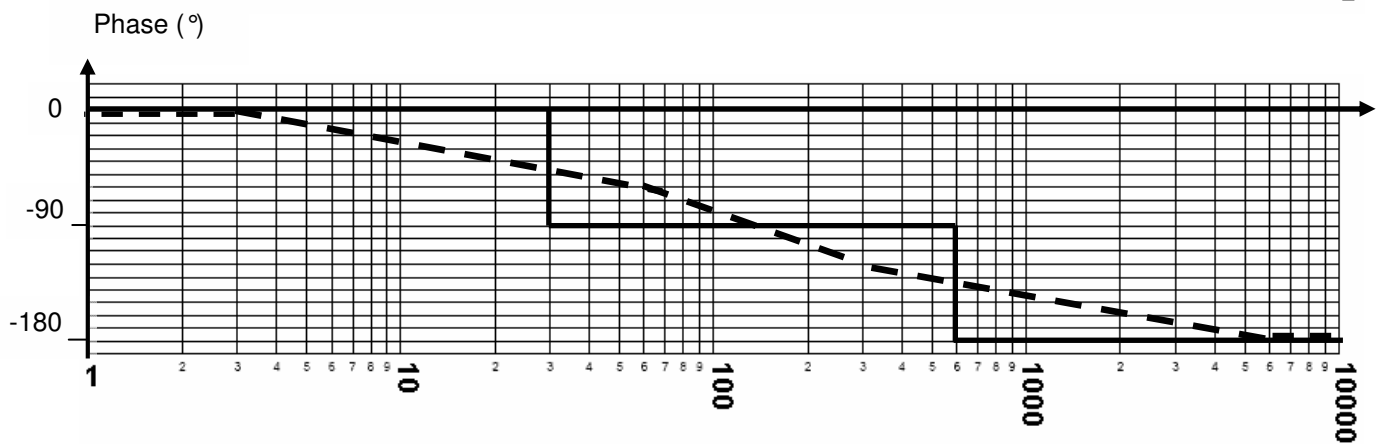
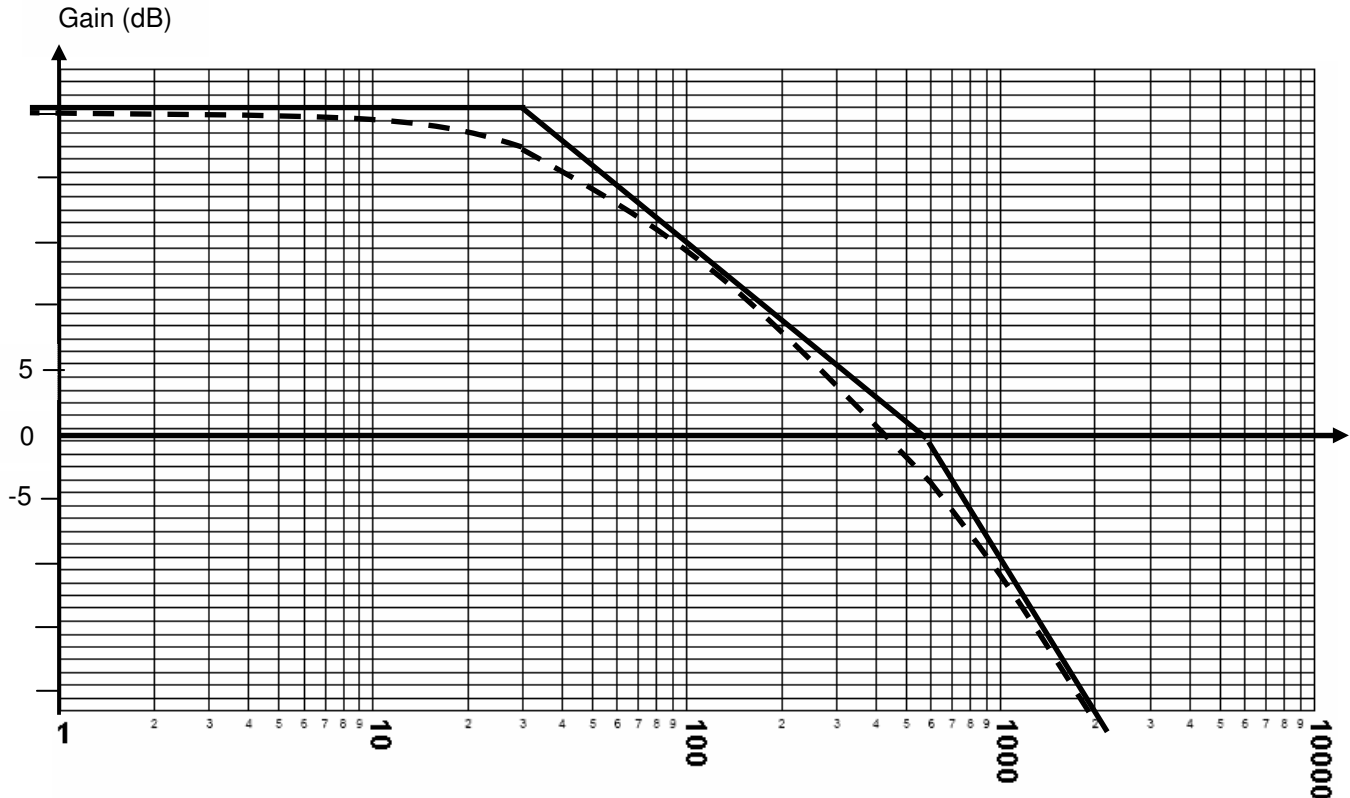
$u_{f1} = \lambda \times u_c \times e^{-T_c.p}$.

II-A-6 $\frac{1}{1+T_c p} = e^{-T_c p}$, développement en série limité à l'ordre 1.

II-A-7 $\psi_2 = \pi - \arccos(-0,05.u_c)$.

II-B-1 $H_{BO}(p) = \frac{|\lambda|.Kr.C(p)}{(1+T_c p)(R+Lp)}$

II-B-2 et II-B-3



II-B-4 $C_1 \approx 1$ (réglage sur la courbe de gain asymptotique) ou $C_1 \approx \sqrt{2}$ (réglage sur la courbe de gain réelle).

II-B-5 $\varepsilon(p) = \frac{v_i(p)}{1+H_{BO}(p)}$; par le théorème de la valeur finale $\varepsilon_0 = \frac{1-5,3\%}{1+H_{BO}(0)}$

(pour $C_1 = 1$) et 3,8 % ($C_1 = \sqrt{2}$).

ε_0 est l'écart en régime statique entre v_i (amplitude de l'échelon de consigne) et $Kr.i$.

II-B-6 C'est un correcteur PI.

II-B-7 La compensation du pôle dominant impose $\tau_1 = 30^{-1}$ s.

$$\text{Alors } H_{BO}(p) = \frac{18 \times C(p)}{\left(1 + \frac{p}{30}\right)\left(1 + \frac{p}{600}\right)} = \frac{18 \times C_1}{\tau_1 p \cdot \left(1 + \frac{p}{600}\right)}$$

$$\text{Arg}(H_{BO}(j\omega)) = -135^\circ \Leftrightarrow \omega = 600 \text{ rd/s, } |H_{BO}(j\omega)| = 1 \Leftrightarrow C_1 \approx 1,6.$$

II-B-8 $\varepsilon_0 = 0$ (système asservi de classe 1).

$$\text{Par le théorème de la valeur finale } \varepsilon_1 = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{1}{p(1+H_{BO}(p))} = \frac{\tau_1}{18 \times C_1} \approx 1 \text{ mV.}$$

$$\text{II-B-9 } \omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr}{L \cdot T_c}} \text{ et } m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr}{L \cdot T_c}} \left(\frac{R \cdot T_c}{C_1 \cdot I \cdot \lambda \cdot Kr} + \tau_2 \right).$$

$$\text{II-B-10 } C_1 = \frac{L \cdot \omega_0^2 \cdot T_c}{I \cdot \lambda \cdot Kr} \text{ et } \tau_2 = \frac{2 \cdot m}{\omega_0} - \frac{R}{L \cdot \omega_0^2}.$$

$$\text{II-B-11 } \tau_2 = 2,7 \text{ ms et } C_1 = \frac{0,06}{I \cdot \lambda \cdot Kr}.$$

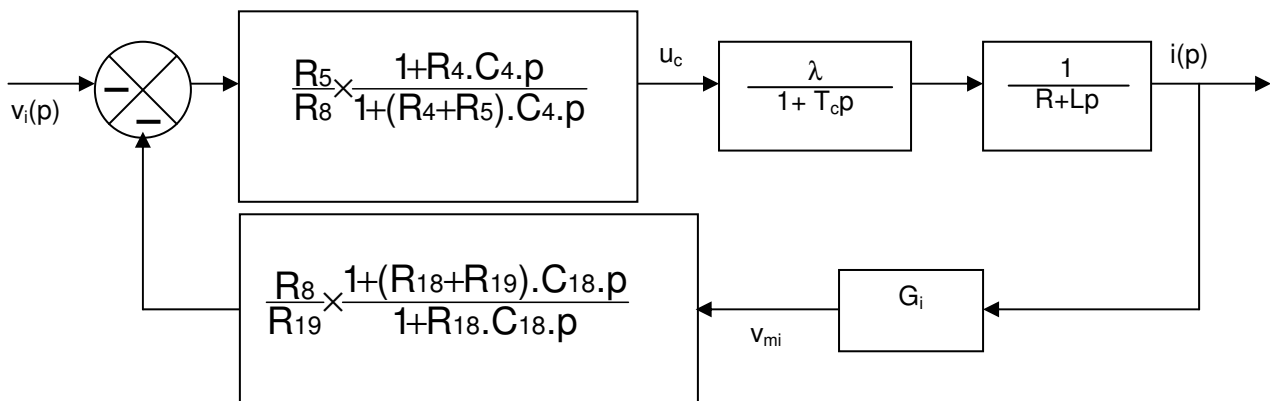
II-B-12 C'est une action PD. Cette action n'est pas utilisable telle que car elle amplifie les parasites en haute fréquence, on lui préfère une action PD filtrée.

II-C-1 L'application du théorème de Millmann sur la patte moins de l'amplificateur linéaire donne

$$\frac{V_i}{R_8} + \frac{U_c}{Z_{e1}} + \frac{V_{mi}}{Z_{e2}} = 0 \text{ avec } Z_{e1} = \frac{R_5 \cdot (1+j \cdot \omega \cdot R_4 \cdot C_4)}{1+j \cdot \omega \cdot (R_4+R_5) \cdot C_4} \text{ et } Z_{e2} = \frac{R_{19} \cdot (1+j \cdot \omega \cdot R_{18} \cdot C_{18})}{1+j \cdot \omega \cdot (R_{18}+R_{19}) \cdot C_{18}}.$$

II-C-2 De la question précédente on déduit :

$$u_c = - \frac{R_5}{R_8} \times \left(\frac{1+j \cdot \omega \cdot R_4 \cdot C_4}{1+j \cdot \omega \cdot (R_4+R_5) \cdot C_4} \right) \times (V_i + \frac{R_8}{R_{19}} \times \left(\frac{1+j \cdot \omega \cdot (R_{18}+R_{19}) \cdot C_{18}}{1+j \cdot \omega \cdot R_{18} \cdot C_{18}} \right) V_{mi})$$



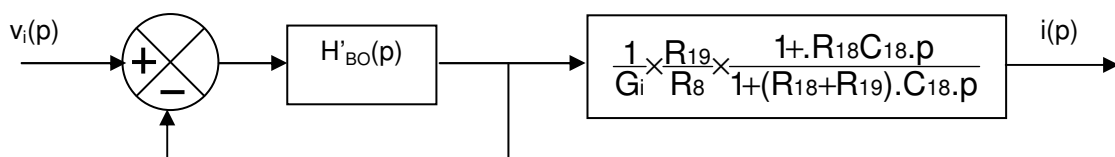
II-C-3 $Kr = |G_i| \frac{R_8}{R_{19}} = \frac{1}{11} \text{ V/A}$, $C(p)$ est un retard de phase (action PI avec limitation du gain statique) et la correction appliquée à la mesure du courant est une avance de phase (ou correction PD filtrée).

II-C-4 Le gain statique est de 48 dB qui correspond à une amplification de 251. L'erreur de position vaut 0,4 %.

II-C-5 On lit graphiquement 0 dB pour $\omega_1 \approx 80 \text{ rd/s}$. On calcule les constantes de temps. $R_4 C_4 \approx 4 \text{ ms}$; $(R_4+R_5)C_4 \approx 1 \text{ s}$; $R_{18}C_{18} \approx 0,48 \text{ ms}$; $(R_{18}+R_{19})C_{18} \approx 2,68 \text{ ms}$.

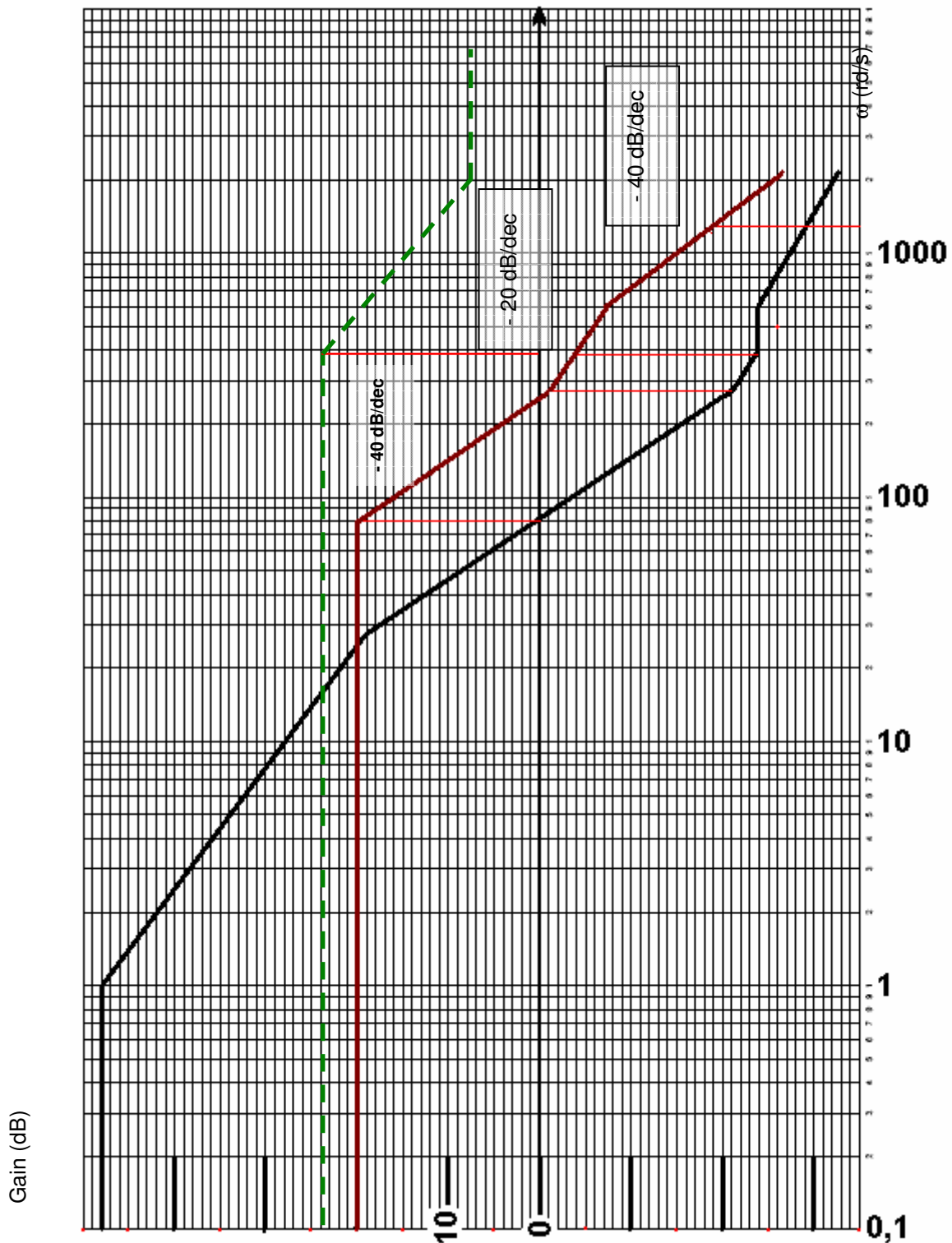
$$\tau_e = L/R \approx 36,7 \text{ ms} ; T_c = 1,67 \text{ ms est donné. D'où la phase en } \omega_1, \phi_1 = \text{tg}^{-1}(R_4 C_4 \omega_1) + \text{tg}^{-1}((R_{18}+R_{19})C_{18} \omega_1) - \text{tg}^{-1}(T_c \omega_1) - \text{tg}^{-1}(\tau_e \omega_1) - \text{tg}^{-1}(R_{18} C_{18} \omega_1) - \text{tg}^{-1}((R_4+R_5)C_4 \omega_1) \phi_1 \approx -140^\circ \text{ soit une marge de phase de } 40^\circ.$$

II-C-6



II-C-7 voir courbe ci-après, $20 \cdot \log(|H'_1(p)|)$ est en pointillé vert.

II-C-8 Pour $|H_{BO}(p)| \gg 1$, $H_{BF}(p) \approx 1$ et pour $|H_{BO}(p)| \ll 1$, $H_{BF}(p) \approx H_{BO}(p)$, l'approximation est d'autant plus grossière que $|H_{BO}(p)|$ proche de 1 donc autour de ω_1 . Les constantes de temps $(R_{18}+R_{19})C_{18}$ et $R_{18}C_{18}$ sont compensées et la courbe globale est translatée de $20 \cdot \log(11) \approx 20,8$ dB. voir courbe ci-après, $20 \cdot \log(|H_{BF}(p)|)$ est en trait plein bordeaux.

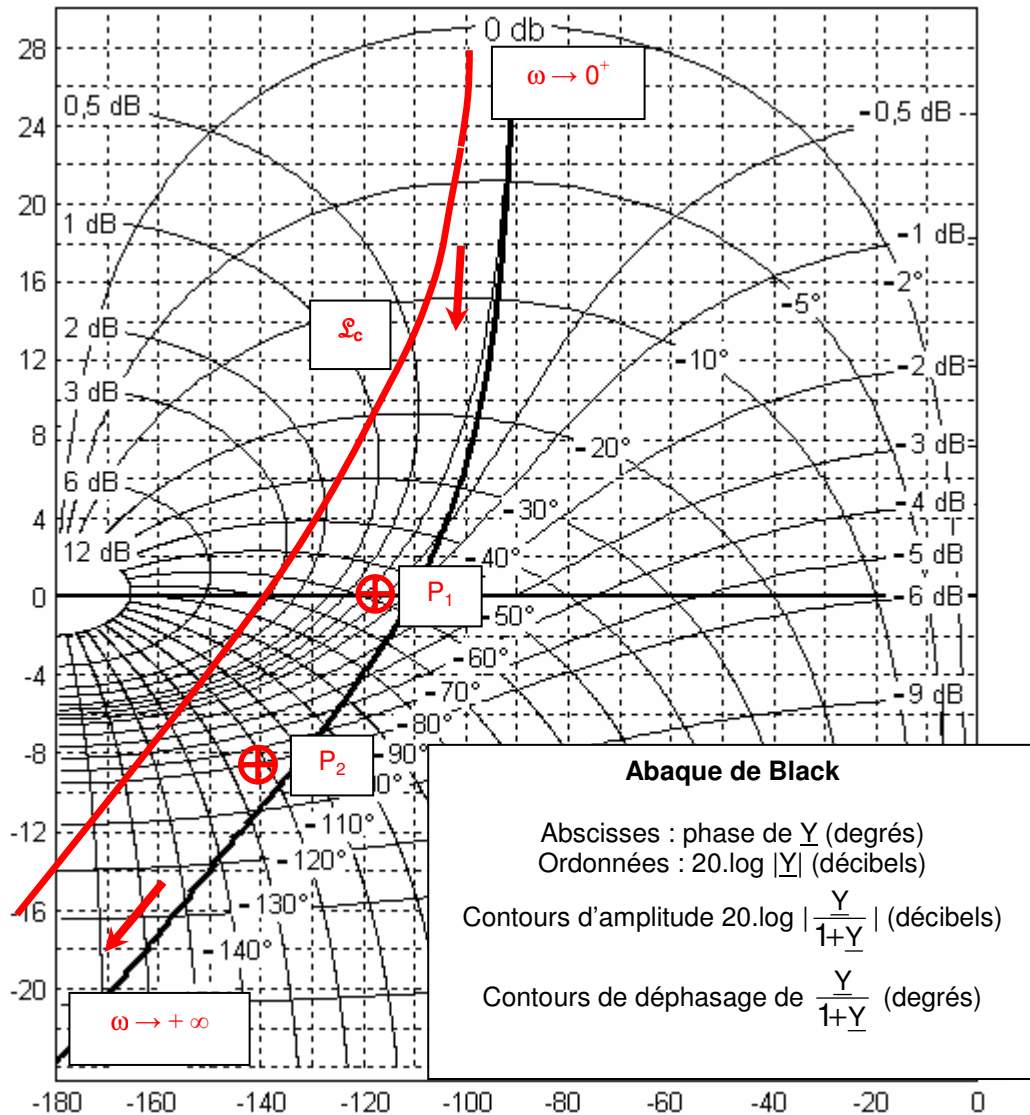


III-A-1 $H_{\alpha_1}(p) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau_0 \cdot p}}{1 + \theta \cdot p}$ avec $G_s \approx 5$ rd/Vs, $\tau_0 \approx 15$ ms et $\theta \approx 71$ ms ($T_1 = 39$ ms et $T_2 = 52$ ms).

III-A-2 $H_{\alpha_2}(p) = \frac{180}{R \alpha \cdot \pi \cdot p}$.

III-A-3 et III-A-4

Pour $P_1 (\omega_1)$: gain 0 dB et phase -110° et pour $P_2 (\omega_2)$: gain $-8,5$ dB et phase -134° .



Les flèches indiquent le sens du parcours quand ω augmente.

III-A-5 Si $C_{\alpha 1} > 1$, il suffit de translater \mathcal{L} vers le haut et suivant l'axe des ordonnées de $20 \cdot \log(C_{\alpha 1})$, si $0 < C_{\alpha 1} < 1$, il suffit de translater \mathcal{L} vers le bas et suivant l'axe des ordonnées de $|20 \cdot \log(C_{\alpha 1})|$.

III-A-6 Le lieu \mathcal{L}_c doit être tangent au contour isogain à 2 dB. \mathcal{L}_c s'obtient en translant \mathcal{L} d'environ 8 dB vers le haut. Le point tangent au contour isogain sera le point P_2 translanté. Donc $C_{\alpha 1} = 10^{(8/20)} \approx 2,5$.

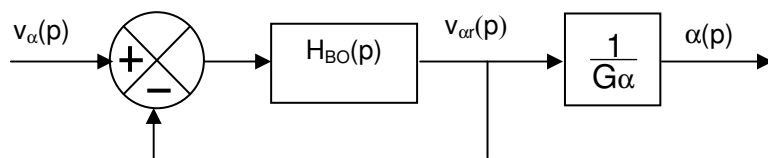
III-A-7 $M\phi \approx 46^\circ$ (déduit de la phase en P_2) et $Mg \approx 16$ dB (par lecture).

III-A-8 On se ramène à un retour unitaire. \mathcal{L}_c est confondue avec la courbe isogain à 0 dB lorsque ω tend vers 0^+ , on en déduit :

$$G_2 = 0 \text{ dB} + 20 \cdot \log(1/G_\alpha) \approx 15,6 \text{ dB}$$

et $\lim_{t \rightarrow +\infty} v_{\alpha r}(t) = v_\alpha$ si v_α est constant

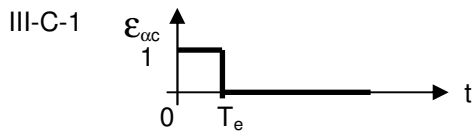
donc $\mathcal{E}_2 = 0$.



$$\text{III-B-1 } \delta = \frac{10}{1000} = 10 \text{ mV} = k_{\text{CNA}}$$

III-B-2 $k_{\text{CNA}} \cdot k_{\text{CAN}} = 1$. Les convertisseurs ont la même résolution.

III-B-3 Le déphasage introduit par le retard vaut $\omega \cdot (T_e/2)$ soit environ $4,2^\circ$ en P_2 . La marge de phase vaut $41,8^\circ$. Le système est toujours stable.



III-C-2 $BOZ(p) = \frac{1}{p} - \frac{e^{-(T_e \cdot p)}}{p}$

III-C-3 $\frac{1}{(1+\theta \cdot p) \cdot p^2} = \frac{1}{p^2} - \frac{\theta}{p} + \frac{\theta^2}{1+\theta \cdot p}$

III-C-4 $H_{BOT}(z) = G_T \cdot z^{-1} \cdot (1-z^{-1}) \cdot \left[\frac{z \cdot T_e}{(z-1)^2} - \theta \cdot \frac{z}{z-1} + \theta \cdot \frac{z}{z - e^{-(T_e/\theta)}} \right]$

III-C-5 $G_{BOT} = G_T \cdot (T_e - \theta + \theta \cdot e^{-(T_e/\theta)})$, $z_1 = e^{-(T_e/\theta)}$ et $z_0 = \frac{(T_e + \theta) \cdot e^{-(T_e/\theta)} - \theta}{T_e - \theta + \theta \cdot e^{-(T_e/\theta)}}$

III-C-6 $C_\alpha(z) = \frac{v_\alpha(z) - \epsilon_{\alpha n}(z)}{H_{BOT}(z) \cdot \epsilon_{\alpha n}(z)} = \frac{z \cdot (z - z_1) \cdot [z - (z - 1) \cdot \epsilon_{\alpha n}(z)]}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot \epsilon_{\alpha n}(z)}$

III-C-7 $d^\circ N_\alpha(z) \leq d^\circ D_\alpha(z)$.

III-C-8 $C_\alpha(z) = \frac{z \cdot (z - z_1) \cdot [z - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{-k}]}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{-k}}$

D'où $d^\circ N_\alpha(z) = 2 + d^\circ [z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}] \leq d^\circ D_\alpha(z) = 1 + d^\circ [\sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$.

Le terme facteur de z^n dans $[z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$ est nul d'où $\epsilon(0) = 1$.

Le terme facteur de z^{n-1} dans $[z^n - (z - 1) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_{\alpha n}(kT_e) \cdot z^{n-1-k}]$ est nul d'où $\epsilon(T_e) = \epsilon(0)$.

III-C-9 L'erreur est nulle à partir du troisième échantillon. $C_\alpha(z) = \frac{z \cdot (z - z_1)}{G_{BOT} \cdot (z - z_0) \cdot (z + 1)}$

$\epsilon_{\alpha n}(nT_e) = (z_0 - 1) \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e) + z_0 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-2) \cdot T_e) + \frac{1}{G_{BOT}} [\epsilon_{\alpha n}(nT_e) - z_1 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e)]$.

III-C-10 Non, par exemple si la réponse en régime permanent est sinusoïdale, de période T_e , l'erreur peut être nulle pour $t = k \cdot T_e$ alors que le système est instable. De façon générale, choisir une réponse nulle trop vite risque d'imposer au système des transitoires peu amorties voire de le déstabiliser.

III-C-11 $\epsilon_{\alpha n}(z) = 1 + z^{-1} + 0,37z^{-2} + 0,13z^{-3} + 0,05z^{-4}$

III-C-12 $C_\alpha(z) = 75 \frac{z^3 + 0,190z^2 - 0,810z}{z^3 + 1,932z^2 + 1,432z + 0,466}$

$\epsilon_{\alpha n}(nT_e) = 75 \cdot [\epsilon_{\alpha n}(n \cdot T_e) + 0,19 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e) - 0,81 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-2) \cdot T_e)] - 1,932 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-1) \cdot T_e) - 1,432 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-2) \cdot T_e) - 0,466 \cdot \epsilon_{\alpha n}((n-3) \cdot T_e)$.

III-C-13 La saturation du C.N.A (visible sur le graphe de $\epsilon_{\alpha n}$) ne permet pas au système de répondre comme prévu.

IV-A-1 Elles permettent d'écarter u_c entre $\pm 18,6$ V. L'angle de garde est de 21° .

IV-A-2 C'est un filtre passe bas d'ordre 2 de fréquence de coupure 80 hertz. Il permet de filtrer l'ondulation à 300

hertz de v_{mv} .

IV-A-3 Il s'agit d'un correcteur PI avec une avance de phase.

IV-A-4 $v_{35} = v_A - 5.q.(v_A + V_{cc})/10,6$. A la limite de conduction de CRVR2, $v_{35} = 0$ (la cathode de CRVR2 est à la masse virtuelle de VRA) d'où $5.q.V_{cc} = v_A.(10,6 - 5.q)$. Pour une tension limite de $v_A = 30$ V, $q = 0,795$. La conduction de CRVR1 interviendra pour $v_A = -30$ V.

IV-A-5 La diode [40G] introduit l'élément non linéaire.

$v_i = -2,5.v'_i$ si $[-2,5.v'_i < v_A]$ et $v_i = 5.v_A/6$ si $[-2,5.v'_i > v_A]$.

IV-A-6 Lorsque la consigne numérique de position passe de 0° à 60° , le bras se lève.

Pour $0 < \alpha < 20^\circ$, le moteur du bras n'est chargé que par le poids du bras. Quand $\alpha = 20^\circ$, le rouleau du bras entre en contact avec la tôle et le bras ne peut plus monter. L'erreur \mathcal{E}_{ac} est importante et v_A augmente compte tenu de l'intégration (VRA). Quand $v_A > (-2,5.v_i)$, la diode [40G] entre en conduction et l'asservissement du moteur se fait alors en courant. Parallèlement v_A continue à augmenter. A partir de 30 V, CRVR2 entre en conduction ce qui impose un changement de la nature du correcteur VRA (plus d'intégration) et le maintien de v_A à une valeur élevée (de l'ordre de 30 V par l'ensemble RVR3 et RVR4).

IV-B-1 Ce protocole est déterministe. Les stations peuvent périodiquement accéder au réseau.

IV-B-2

111111 SD	110 0000 0001 SOH	110 1111 1101 SID	110 0000 0000 DID
--------------	----------------------	----------------------	----------------------

IV-B-3

111111 SD	110 0000 0100 EOT	110 1111 1110 NID	110 1111 1110 NID
--------------	----------------------	----------------------	----------------------

IV-B-4 Il y a 25 stations. Le VAX 1 pourra éditer une nouvelle trame quand les 24 autres stations auront émis.

Les trames ITT ont 39 bits et les trames PAC en ont 5671 au maximum. D'où le temps d'attente maximum : $[(39 + 5671) \times 24/2] + [(2 \times 24 + 1) \times 16]$ en μs , soit 69,3 ms.

ÉTUDE D'UN SYSTÈME D'AUTOMATISATION

COMMENTAIRES DU JURY

Le jury souhaite faire les recommandations suivantes aux candidats :

Les candidats doivent s'astreindre à présenter le résultat sous forme littérale et simplifiée avant l'application numérique.

Les notations de l'énoncé doivent être respectées impérativement.

Une simple vérification de l'homogénéité des formules permet de détecter des erreurs (ex : $Z=1+R$, $1+R_4+R_4C_4p$, ...).

Les candidats ont traité la partie I de manière hétérogène. Beaucoup d'erreurs ont été commises sur des notions fondamentales de trigonométrie. Au-delà des calculs, il faut vérifier la réalité physique des résultats trouvés.

La partie II a été relativement bien traitée. Toutefois trop de candidats oublient de prendre en compte la chaîne de retour dans le calcul de la fonction de transfert en boucle ouverte. Par ailleurs, le jury constate que peu de candidats sont en mesure d'identifier les fonctions de transfert des correcteurs classiques.

Dans la partie III, trop de candidats ont buté sur le modèle de Broïda. Les mesures de temps se font à partir du début de l'application de l'échelon (ici une seconde).

De nombreux candidats ne connaissent pas la réponse impulsionnelle d'un bloqueur d'ordre zéro.

La partie IV a été peu abordée. Le jury y a constaté de nombreuses erreurs dans le calcul d'une tension non référencée à la masse par pont diviseur. Les candidats qui ont traité la partie réseau l'ont bien faite.

Résultats à l'épreuve

Note max.	10,18
Note min.	0,05
Note moy.	3,81
Etype	1,86

AGRÉGATION INTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

COMMENTAIRES DU JURY SUR LA PREMIERE EPREUVE D'ADMISSION

1. Textes réglementaires et attendus de l'épreuve

1.1. Textes réglementaires

Annexe à l'arrêté du 12 septembre 1988 fixant les modalités des concours de l'agrégation épreuves du concours interne de l'agrégation section génie électrique

1ère épreuve d'admission Durée : 1 heure Coefficient : 1

L'épreuve consiste en la présentation et la soutenance par le candidat d'un dossier original relatif à un projet qu'il a conduit dans le cadre de la discipline dans laquelle il enseigne.

Le thème du projet est pris dans les programmes des enseignements technologiques de la spécialité donnés dans les classes terminales de lycée ou dans les classes post-baccalauréat.

Le projet doit mettre en valeur :

- *d'une part, la dimension technologique du thème dans ses composantes scientifiques, techniques et aussi économiques, sociales et humaines ;*
- *d'autre part, les aspects pédagogiques en relation avec le niveau d'enseignement retenu.*

Le candidat dispose de trente minutes pour présenter :

- *les raisons qui l'ont conduit au choix du thème ;*
- *les réalisations (documents, matériels, logiciels) relatives aux aspects techniques et pédagogiques du projet ;*
- *les objectifs pédagogiques retenus, leur opérationnalisation, notamment les modes et critères d'évaluation retenus ;*
- *les documents d'enseignement établis.*

Le jury, au cours de l'entretien de trente minutes qui suit l'exposé, peut :

- *faire approfondir certains points du projet ;*
- *demander des précisions sur les solutions techniques adoptées ;*
- *faire expliciter certains aspects de la démarche pédagogique.*

Le jury apprécie :

- *la valeur industrielle, technique et économique du thème retenu ;*
- *la qualité du travail effectué ;*
- *les connaissances scientifiques et techniques du candidat ;*
- *la maîtrise de la didactique de la discipline, des méthodes et moyens d'enseignement ;*
- *la connaissance de l'environnement du système technique support du thème ;*
- *la qualité d'expression et de communication du candidat.*

1.2. Attendus de l'épreuve

Cette épreuve doit permettre aux candidats de démontrer qu'ils sont capables de proposer une exploitation pédagogique cohérente et pertinente s'appuyant sur un support technique. Dans le dossier présenté, ils doivent :

- *montrer leur maîtrise des aspects scientifiques et techniques des problématiques abordées,*
- *mettre en évidence leur démarche pédagogique en relation avec la didactique de la discipline.*

Cette épreuve doit aussi permettre d'apprécier la connaissance qu'a le candidat du milieu industriel et notamment des domaines d'activité des techniciens supérieurs qu'il a pour mission de former.

2. Organisation de l'épreuve

2.1. Déroulement global

Le déroulement de cette première épreuve d'admission est le suivant :

- *le candidat déclaré admissible envoie par courrier postal avec accusé de réception, avant une date définie par le calendrier du concours, deux exemplaires d'un rapport écrit (le dossier) ;*
- *le jury expertise ce dossier avant la soutenance du candidat ;*
- *le candidat présente oralement au jury les éléments principaux de son dossier pendant trente minutes ;*

- à l'issue de cet exposé, le candidat apporte des éléments complémentaires en réponse à des questions que les membres du jury ont relevées à la lecture du dossier ou durant l'exposé (trente minutes environ).

2.2. Constitution du dossier

Le dossier doit être clairement identifié (nom et prénom du candidat, titre de l'étude) et bien structuré (sommaire, introduction, ..., conclusion, bibliographie, annexes, pagination).

L'expression écrite doit être maîtrisée sans fautes d'orthographe et la présentation graphique de qualité (schémas et documents techniques lisibles).

Le dossier comporte deux parties :

- une étude scientifique et technique,
- une exploitation pédagogique.

Il n'y a pas d'étude scientifique et technique « type » mais cette partie doit au moins comprendre :

- la présentation du système industriel retenu comme support, avec :
 - * le cahier des charges industriel original,
 - * l'analyse fonctionnelle du système,
 - * l'environnement économique, social et humain,
 - * les documents techniques élaborés ou rassemblés nécessaires à l'étude ;
- la définition et les objectifs d'un ou des problèmes techniques que le candidat a identifiés ou choisis de développer ;
- une analyse scientifique et technologique des problèmes retenus ;

Le cœur de cette première partie du dossier est l'étude scientifique et technique qui justifie les solutions retenues, elle doit être en rapport avec le niveau d'exigence de l'agrégation.

La partie pédagogique est destinée à des élèves des classes SI (sciences de l'ingénieur), STI (sciences et techniques industrielles) et/ou à des étudiants des classes post baccalauréat (STS, IUT, CPGE).

Elle est constituée de :

- l'adéquation des objectifs de formation avec la problématique traitée dans le dossier scientifique et technique ;
- la présentation d'une séquence de formation construite à partir d'un ou plusieurs centres d'intérêt et de son positionnement dans une progression ;
- le développement d'une (ou plusieurs) séance(s) pédagogique(s) en faisant apparaître les documents professeur, élève, ressource...

Le jury attend notamment que le candidat soit en mesure de :

- décliner dans le cadre du (ou des) référentiel(s) choisi(s) des thèmes abordables ;
- réfléchir sur la façon dont s'articulent les différents contenus de formation (acquis et pré requis, ...) ;
- choisir et justifier la démarche et les outils pédagogiques utilisés, en fonction des objectifs visés ;
- proposer des stratégies d'évaluation et de remédiation.

2.3. Exposé du candidat

Les équipements mis à la disposition du candidat dans la salle d'exposé sont : un poste informatique, un vidéoprojecteur, un tableau. Le candidat peut aussi utiliser son ordinateur portable personnel.

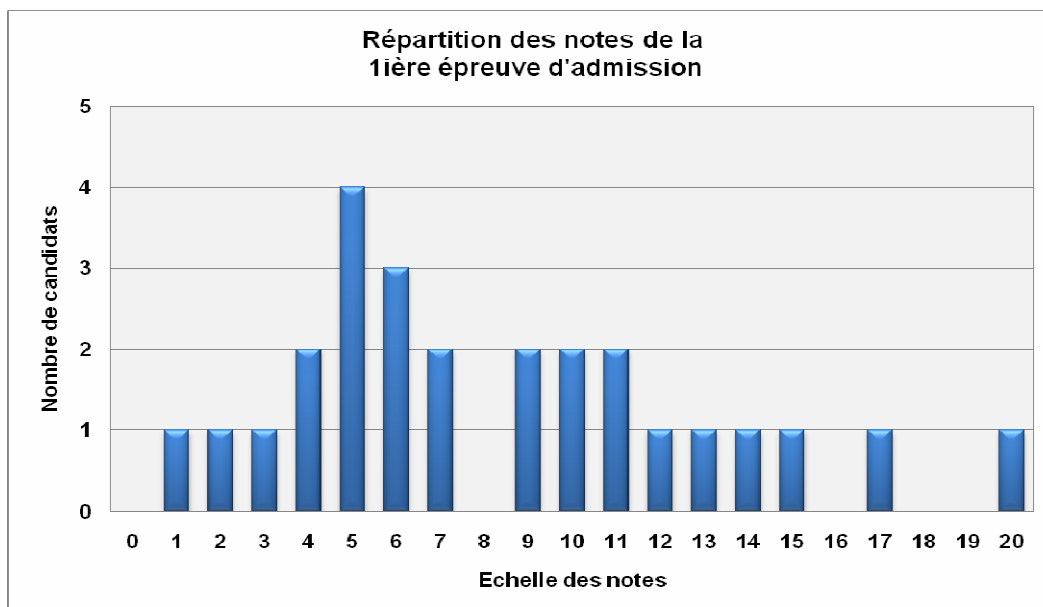
Le jury n'intervient pas durant l'exposé qui dure au maximum trente minutes.

3. Résultats et commentaires pour la session 2009

Les résultats obtenus par les candidats, pour la session 2009, sont regroupés dans l'histogramme ci-dessous.

Des candidats ont très bien compris l'épreuve. Dans ce cas, le dossier a été préparé à partir d'un objet industriel parfaitement maîtrisé. De plus :

- le professeur a souvent rencontré les concepteurs,
- l'analyse a été conduite avec précision sans éléments inutiles,
- les problématiques étudiées et exploitées au niveau pédagogique en relation avec les éléments essentiels de l'analyse,
- les objectifs pédagogiques explicités, organisés et faisant clairement apparaître les savoirs visés,
- les séquences pédagogiques complètement développés (avec les documents élèves et la préparation professeur),
- les objectifs et les contenus des évaluations différenciés et partagés entre « évaluation formative, sommative et certificative »,
- la présentation bien organisée et bien minutée.



Des candidats ont très bien compris l'épreuve. Dans ce cas, le dossier a été préparé à partir d'un objet industriel parfaitement maîtrisé. De plus :

- le professeur a souvent rencontré les concepteurs,
- l'analyse a été conduite avec précision sans éléments inutiles,
- les problématiques étudiées et exploitées au niveau pédagogique en relation avec les éléments essentiels de l'analyse,
- les objectifs pédagogiques explicités, organisés et faisant clairement apparaître les savoirs visés,
- les séquences pédagogiques complètement développés (avec les documents élèves et la préparation professeur),
- les objectifs et les contenus des évaluations différenciés et partagés entre « évaluation formative, sommative et certificative »,
- la présentation bien organisée et bien minutée.

Pour les candidats n'ayant pas correctement réussi cette épreuve, le jury a constaté les insuffisances suivantes :

- Concernant la partie technique du dossier :
 - l'absence du cahier des charges industriel original,
 - une étude technique réduite à une compilation de documents, ne proposant que peu d'analyse scientifique et technologique des solutions retenues par le concepteur,
 - l'obsolescence des systèmes choisis,
 - l'absence de description fonctionnelle,
 - une lisibilité insuffisante des documents fournis,
 - un manque d'initiative et de curiosité scientifique.
- Concernant la partie pédagogique du dossier, le jury constate des progrès dans la présentation des documents destinés aux élèves tels que textes de TP, documents d'appui ... et espère que les efforts continueront en ce sens, mais relève encore :
 - l'absence de cohérence entre le système étudié et les objectifs pédagogiques visés,
 - la confusion entre objectif et travail demandé, connaissances (savoir) et capacités (savoir-faire), indicateurs pour l'évaluation et critères d'évaluation,
 - l'éloignement de l'exploitation pédagogique par rapport à la structure réelle de l'objet technique,
 - trop d'activités proposées en TP correspondant à des activités de travaux dirigés ou de préparation.
- Concernant les exposés le jury constate que :
 - les exposés ne sont pas toujours bien préparés,
 - les techniques, autres que celles de la spécialité, sont mal connues et quelquefois délibérément ignorées,
 - l'analyse scientifique insuffisante des dossiers ne permet pas la mise en valeur de toutes les pistes de formation,
 - certains candidats manquent d'ouverture d'esprit lors de l'entretien avec le jury.

4. Conseils du jury

4.1. Choix du système et préparation du dossier scientifique et technique

Les commentaires précédents montrent que certains candidats n'apportent pas tout le soin nécessaire à la préparation de cette épreuve. Ils doivent donc s'efforcer de trouver des objets techniques utilisant des composants non obsolètes et comprendre que la préparation et la mise en forme de ce dossier nécessitent plusieurs mois de recherches et de réflexions. Les dossiers ne peuvent s'improviser dans la confusion des quelques jours qui séparent les épreuves d'admissibilité des épreuves d'admission. Par ailleurs, il semble indispensable dans le cadre d'une agrégation de choisir un support à caractère pluri-technologique balayant le plus largement possible le spectre du génie électrique. Un dossier ne relevant que d'un seul domaine (approche exclusivement informatique industrielle pour un candidat génie électronique, ou uniquement automatique pour un candidat génie électrotechnique) sera pénalisant.

Le jury apporte une attention toute particulière à l'originalité, à l'authenticité du support proposé, ainsi qu'à la qualité scientifique et technologique des problématiques dégagées. Il souhaite que les candidats s'appuient sur un support technique issu des entreprises. Trop de candidats, réutilisent des supports académiques, sans avoir approché les réalités et les exigences industrielles. La production d'un objet technique ou d'un pseudo-système conçu intégralement par le candidat est nécessairement sanctionnée par le jury.

Le support technique est un système industriel ou un objet technique issu d'un système ou un produit du domaine des biens et services. Il doit également mettre en valeur la dimension économique, sociale et humaine. Les schémas fonctionnels et structurels (et logiciels si nécessaire) doivent figurer dans le dossier. Ces derniers permettent d'avoir une vision globale du support et de replacer la partie étudiée par le candidat dans son contexte fonctionnel et structurel.

Les candidats doivent développer une analyse scientifique et technique en rapport avec le niveau d'exigence de l'agrégation.

Plusieurs candidats ont repris avec les mêmes erreurs un dossier présenté à l'occasion d'une première admissibilité. Le jury conseille aux candidats non admis qui décident de garder le même support de remanier profondément leur dossier en tenant compte des remarques qui leur ont été faites.

4.2. Exploitation pédagogique

Les exploitations pédagogiques proposées aux élèves ou étudiants doivent obligatoirement s'appuyer sur le support étudié.

Les électroniciens étudieront les schémas du concepteur sans aucune modification dans un premier temps. Les réalisations doivent aller dans le sens de l'évolution technologique.

Les électrotechniciens apporteront un soin particulier à la similitude entre le système réel étudié et l'application pédagogique. Celle-ci ne doit pas s'éloigner du comportement du système réel. En effet, la transposition didactique doit respecter pour l'essentiel le comportement et l'architecture du système étudié. Par exemple, dans le cas d'un équipement de motorisation, l'allure du couple résistant exercé par la charge devra être respectée, un ventilateur ou une pompe ne peut pas en effet être modélisé par un couple indépendant de la vitesse. D'une manière générale, le rapport des inerties entre un moteur et sa charge devra autant que possible être reproduit sur le système ou le sous-système didactique.

Dans tous les cas, les applications pédagogiques s'inscrivent dans l'étude du système. Ces applications valident les solutions techniques retenues par le concepteur en faisant un retour sur le cahier des charges. Le candidat doit faire un travail d'appropriation du dossier technique en liaison avec les contraintes industrielles certes, mais c'est le travail de conception du dossier pédagogique et des séquences d'apprentissage, notamment les TP proposés aux étudiants ou élèves que le jury apprécie.

Lors de l'exposé, le jury apprécie que le candidat utilise et maîtrise les outils modernes de présentation. A cet effet, le candidat dispose d'un ordinateur et d'un vidéoprojecteur. Le candidat ne doit pas confondre alors aspect didactique et aspect « ludique » de la formation.

Encore, quelques candidats ne font pas la démonstration qu'ils ont réellement mis en œuvre et exploité les systèmes et les séquences pédagogiques qu'ils décrivent. On conseille aux candidats de se rapprocher des sections visées par leurs objectifs pédagogiques. Les candidats, qui enseignent dans plusieurs classes, doivent choisir celle qui est la plus adaptée pour la séquence pédagogique.

AGRÉGATION INTERNE DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

COMMENTAIRES DU JURY SUR LA DEUXIEME EPREUVE D'ADMISSION OPTION A : électronique et informatique industrielle

A - ORGANISATION DE L'ÉPREUVE

Depuis la session de 2002 les calculatrices personnelles sont interdites. Une calculatrice de base est fournie par le centre d'examen.

Pour la session 2009, l'épreuve de travaux pratiques conserve la durée et la structure de celle de 2008.

L'épreuve se déroule en deux parties

Partie 1 : durée 4 heures

Elle consiste en une expérimentation imposée sur un support technique industriel donné. Le découpage temporel indicatif est le suivant :

- **Phase 1** - 30 mn environ - Lecture du sujet et appropriation du poste de travail.
- **Phase 2** – Durant environ 3 heures, le candidat présente ponctuellement et justifie oralement auprès des membres de la commission d'interrogation les méthodes et les moyens envisagés pour accomplir les installations, les configurations et les mesures de validation demandées. Tout le travail réalisé par le candidat doit être consigné sur un rapport écrit et/ou validé par les membres de la commission.
- **Phase 3** - Phase de synthèse orale d'une quinzaine de minutes avec les membres de la commission.

Repas en loge d'une durée de 1 heure

Partie 2 : durée 3 heures

Cette partie est la réalisation d'une séquence pédagogique à caractère expérimental, s'appuyant sur le support étudié durant la première phase de l'épreuve. Cette séquence doit être validée par des mesures ou par des résultats expérimentaux que le candidat doit restituer en fin d'épreuve.

- **Phase 4** – À partir de directives fixées par les membres de la commission, le candidat développe une exploitation pédagogique au niveau requis. Les mesures proposées doivent être réalisées et explicitées. Au cours de cette phase, le candidat présente oralement aux membres de la commission d'interrogation sa proposition d'exploitation pédagogique avec les activités de mesures sur le support donné.
- **Phase 5** - Restitution par le candidat d'un compte rendu écrit sur cette seconde partie.

A tout moment au cours de l'épreuve, les membres de la commission d'interrogation peuvent intervenir. L'évaluation est permanente.

L'évaluation du candidat repose particulièrement sur les points suivants :

- L'analyse et l'exploitation des documents fournis,
- La configuration, la mise en œuvre et l'utilisation des matériels (en sécurité),
- L'exploitation des résultats de mesure,
- La pertinence des exploitations pédagogiques proposées,
- Le niveau de réflexion pédagogique (objectifs opérationnalisés),
- La qualité d'expression et de communication (écrite et orale).

B – DESCRIPTIF DES SUPPORTS PROPOSÉS EN 2009 :

Cette épreuve reposait sur l'utilisation de cinq supports :

- Un projecteur de spectacle motorisé,
- Un système de pilotage et de désembuage de rétroviseurs de véhicule industriel,
- Une station de mesure du vent,
- Une station de mesure de hauteur de neige,
- Un robot mobile de surveillance piloté en Wifi.

Les systèmes industriels supports de cette épreuve sont utilisés dans les domaines de l'électronique, de l'informatique et des réseaux et télécommunications.

Projecteur de spectacle motorisé

Le support ***projecteur de spectacle motorisé***, permet d'illustrer la commande des moteurs dans les conditions particulières du spectacle notamment la nécessité d'obtenir un déplacement précis et fluide. Le candidat doit analyser cette commande spécifique de moteurs pas à pas. Une programmation partielle, en langage C, d'un microcontrôleur PIC est demandée au candidat.

Le jury a constaté que la partie programmation n'a pratiquement pas été abordée car les candidats découvrent souvent les commandes de moteurs pas à pas. Dans la partie pédagogique, les séquences pédagogiques n'utilisent pas le projecteur alors que cela est demandé dans le sujet.

Un système de pilotage de rétroviseurs de véhicule industriel

Le système proposé permet de mettre en évidence la problématique de la commande multiplexée des organes d'un véhicule industriel tel un autobus au travers d'un système de communication de terrain propre à l'industrie automobile. Le candidat est mis en situation d'analyser, de compléter et de tester une application existante dans les mêmes conditions qu'un professionnel, en utilisant un atelier logiciel mettant en œuvre un langage graphique et des outils de simulation et de test adaptés. Une bonne connaissance des réseaux industriels de terrain est indispensable pour aborder cette manipulation.

Le jury constate que les candidats ne font pas une approche globale de la problématique d'un système de commande réparti et se noient très vite dans des détails.

Dans la prestation pédagogique on constate que les candidats ne font pas une réduction du système pour aborder une problématique accessible aux élèves. Une bonne maîtrise des temps alloués à chaque phase de l'activité élève est indispensable. Les objectifs clairs d'apprentissage, les documents d'accompagnement, le descriptif de l'environnement dans lequel l'élève va travailler et les conditions d'évaluation sont souvent mal ou pas abordés. Les candidats confondent notamment les tâches à effectuer sur le système avec les objectifs pédagogiques de la séquence de travaux pratiques.

Les spécificités des réseaux de terrain sont maîtrisées de manière approximative par les candidats, en particulier la notion de déterminisme.

Station de mesure du vent

La pratique de sports aériens, en particulier ceux consistant en des vols de longue durée sans recours en une quelconque forme de propulsion, nécessitent la connaissance de la vitesse et de la direction du vent. Pour cela, des balises automatiques de mesure sont installées sur des mâts et transmettent les informations utiles.

Le module étudié est piloté par un microcontrôleur PIC qui coordonne les différentes mesures et effectue les calculs utiles. Il comporte un CPLD qui change la caractéristique du signal porteuse de l'information utile et la rend exploitable par le PIC.

Dans la première partie, il s'agissait, dans un premier temps, d'effectuer les différents relevés utiles à la compréhension et à la mise en évidence du fonctionnement du module.

Le candidat devait ensuite analyser la trame émise sur la liaison RS232 puis établir la communication avec un module GPRS utilisé pour la diffusion du résultat.

Dans la seconde partie, il était demandé de construire une séquence pédagogique détaillée relative à la

programmation du microcontrôleur.

Station de mesure de hauteur de neige

La **station de mesure de hauteur de neige** permet de suivre l'évolution du manteau neigeux sur le lieu de son implantation. On utilise un capteur sans contact fonctionnant par onde ultrasonore. L'ensemble de la carte électronique est piloté par un microcontrôleur PIC qui introduit les paramètres de correction et les algorithmes de filtrage de bruit ou de fausses mesures.

La carte d'acquisition de hauteur de neige délivre les mesures sous forme analogique pour les concentrateurs EDF (RTC et GSM) et sous forme numérique (sortie RS232, USB, boucle de courant) pour les modules de transmission réseau (Protocoles utilisés : http, TCP, FTP...).

La **première partie** de l'épreuve, d'une durée de 4 heures, permet au candidat de paramétrer le système à l'aide d'une application Windows spécifique. Au cours de cette étude, le candidat analyse le signal émis par le transducteur ultrasonore puis la chaîne de traitement analogique de l'écho transmis par l'objet mesuré. Ensuite, après configuration d'une passerelle Ethernet, il procède à l'installation de deux capteurs de hauteur de neige en réseau puis à l'analyse des trames échangées. Pour ce faire il utilise différents logiciels de type "sniffer" (RS232 puis Ethernet).

Enfin, il effectue la mise en service du système à l'aide d'un logiciel de navigation Internet et d'un client FTP. Dans ce but, il a, préalablement, implémenté dans un microcontrôleur PIC un programme de gestion d'activation d'un serveur Web et d'un serveur FTP sous Linux.

Dans la **seconde partie** de l'épreuve, il était demandé de proposer une exploitation pédagogique et plus particulièrement le détail d'une séance de TP dont le centre d'intérêt était orienté sur les réseaux.

Il est recommandé aux candidats ni de se contenter d'une étude théorique des réseaux ni de se limiter au câblage. Il est important de réfléchir aux stratégies pédagogiques qui pourraient être mises en œuvre en travaux pratiques dans des séances de découverte ou de consolidation.

Robot mobile de surveillance piloté en Wifi

Le robot mobile de surveillance piloté en Wifi met en œuvre des liaisons réseaux filaires mais également sans fils. Un PC contrôle ce système pour le déplacement du robot et les orientations de la caméra embarquée et reçoit en retour l'image de la caméra IP ainsi que des informations sur l'état du robot.

Il est demandé de régler et de mettre en œuvre le robot par différentes configurations réseau. Parallèlement une analyse des échanges d'informations présents sur les différents liens de ce système doit être réalisée. Ces échanges couvrent les sept couches du modèle OSI.

Certains candidats semblent avoir des difficultés pour extraire les informations importantes dans une documentation, voir même pour. De plus, il est étonnant de constater une méconnaissance de la couche physique I2C par certains candidats.

Par contre, des candidats ont une connaissance satisfaisante, voir très satisfaisante, des protocoles utilisés, de leur analyse et de leur implication dans ce système.

Pour la partie pédagogique, le jury regrette de constater que certains candidats ne lient pas leurs séquences au système proposé (pourtant imposé !). Les expérimentations sont parfois quasi inexistantes.

C - CONSTATS GÉNÉRAUX SUR LA PREMIÈRE PARTIE : préparation et expérimentation

Rappel : l'objectif de cette partie est d'évaluer les capacités des candidats à exploiter les documents techniques fournis afin de procéder à la mise en œuvre d'un système industriel et d'en vérifier ses caractéristiques essentielles.

Dans l'épreuve de travaux pratiques, les candidats doivent éviter de longs développements théoriques et doivent plutôt se consacrer à l'aspect expérimental qui est un des objectifs principaux de cette épreuve.

De façon générale, il résulte de la mauvaise exploitation des documents, de sérieuses difficultés à analyser le traitement effectué sur des capteurs, à interpréter les mesures demandées ou à configurer le dispositif.

Le jury a pu constater un manque de rigueur dans l'élaboration d'une méthodologie d'analyse du système et dans l'interprétation des relevés. Ce dernier aspect n'a été - la plupart du temps - que partiellement traité.

Le volume et la qualité des questions traitées est souvent insuffisant au regard du temps consacré, d'autant plus que le découpage en deux parties bien distinctes, met une limite temporelle précise à cette activité.

Remarques particulières :

- Le jury constate trop souvent des difficultés de mise en œuvre des moyens « classiques » de mesures ;
- L'oscilloscope est souvent mal utilisé et sous exploité par de nombreux candidats. Peu de candidats utilisent pleinement les possibilités de mesures sur les signaux, offertes par ces instruments (amplitude, durées, fréquences, etc.) ;
- Certains candidats transposent mal, voire pas du tout, leurs connaissances théoriques au plan expérimental ;
- Les comptes-rendus de mesures sont souvent lacunaires au niveau des protocoles expérimentaux et des modes opératoires. L'analyse des résultats de mesures est souvent superficielle au point que des phénomènes tels que le sous-échantillonnage passe totalement inaperçu. ;
- L'utilisation des mesures n'est pas une fin en soi mais doit être faite pour illustrer tel ou tel phénomène particulier du système pris dans sa globalité ou vérifier une performance annoncée par le cahier des charges.

D - COMMENTAIRES SUR LA SECONDE PARTIE DE L'ÉPREUVE

Elle est parfois mal structurée en raison d'une difficulté à définir l'objectif de la séquence expérimentale et de la situer dans un cycle de progression.

La plupart des candidats éprouvent des difficultés à se projeter dans des situations réelles de didactisation. Il en résulte que, **souvent ils restent au niveau des intentions** et des propositions de séquence pédagogiques vagues. **Cette partie doit être étayée par des expérimentations et des mesures.**

Il est conseillé aux candidats de proposer des séquences pédagogiques réalistes tenant compte des connaissances des étudiants en respectant une progression pédagogique et d'avoir le souci du temps nécessaire à la réalisation des expérimentations.

E – CONCLUSIONS

En conclusion, Il est conseillé aux candidats de :

- Prendre connaissance des référentiels des différents diplômes (en particulier BTS et DUT),
- Apprendre à gérer correctement le temps imparti,
- **Lire complètement** et de manière pertinente les dossiers de présentation et des questions,
- Élargir leur culture scientifique de façon à ne pas être dérouteré par des problèmes aux marges de la discipline et suivre de près l'évolution des technologies et des fonctions de l'électronique.
- Renforcer les connaissances des fonctions de base de l'électronique (amplification, filtrage, modulateurs, démodulateurs, systèmes bouclés, oscillateurs, capteurs, etc.), des technologies de réseaux et de liaisons numériques (Ethernet filaire et non filaire, TCP/IP, CAN, RS232, RS485, I²C, SPI...) et de l'informatique industrielle (communications, réseaux, méthodes, outils, etc.) en adéquation avec les nouveaux référentiels BTS/DUT.
- Connaître les techniques de mise en œuvre des circuits programmables ou configurables (microcontrôleurs, FPGA, CPLD, etc.), ainsi que les langages associés au développement d'applications (C, VHDL, HTML...).
- Savoir proposer les méthodes de mesure adaptées aux problèmes posés.
- D'acquérir des connaissances sur les moteurs pas à pas et leur mise en œuvre.
- De se familiariser avec les appareils de mesures récents et/ou peu courants (analyseur de spectre, générateur HF, analyseur de trame ...).

À l'ère des communications, il est dommage qu'encore trop de candidats ne sachent pas exploiter correctement un analyseur de trames Ethernet et n'aient par une réflexion pédagogique suffisante permettant d'amener les élèves ou étudiants à appréhender les concepts de base des réseaux au travers d'expérimentations construites et progressives.

La parfaite connaissance de protocoles comme UDP, TCP, FTP ou HTTP, déployés couramment dans les systèmes communicants est devenue indispensable à un professeur agrégé susceptible d'enseigner au niveau post-baccalauréat.

AGREGATION INTERNE DE GENIE ELECTRIQUE

COMMENTAIRES DU JURY SUR LA DEUXIEME EPREUVE D'ADMISSION OPTION B : électrotechnique et électronique de puissance

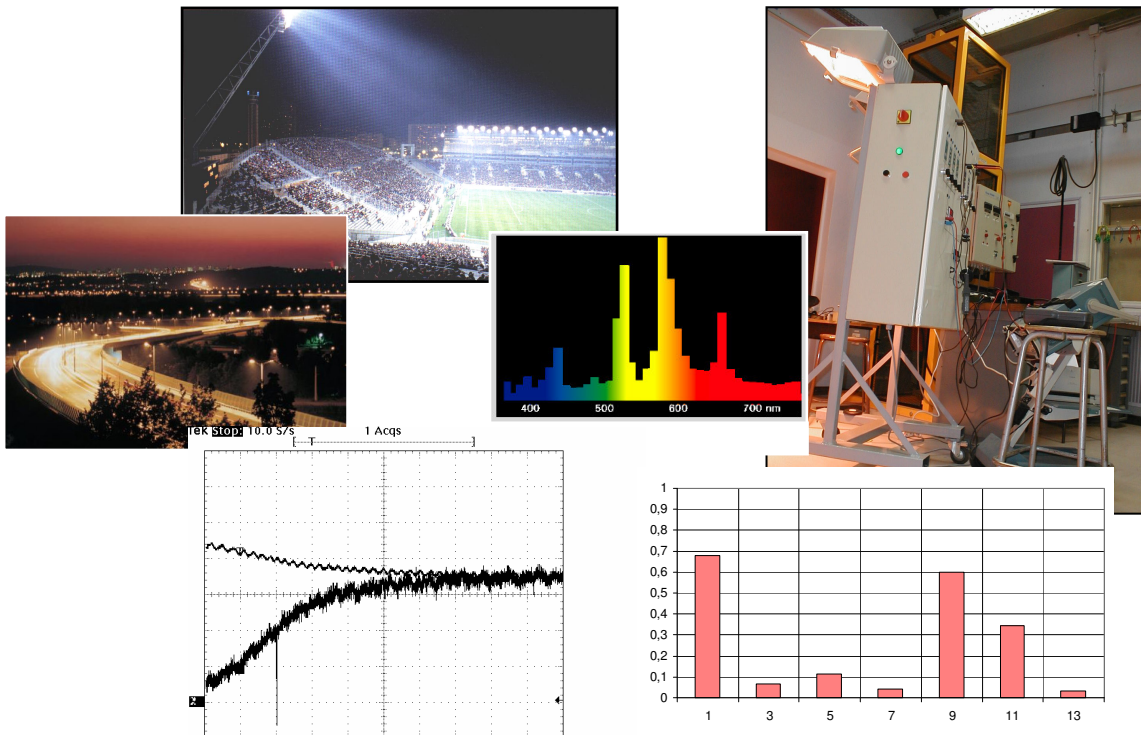
A – DESCRIPTIF DES SUPPORTS PROPOSÉS

En 2009, cette épreuve a utilisé les supports suivants :

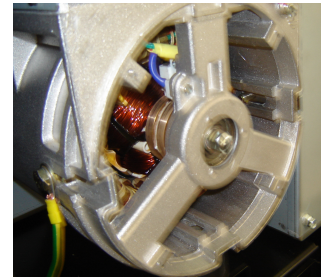
- l'éclairage public,
- les alimentations normal-secours,
- le chauffage réversible d'une habitation,
- production et gestion d'énergie électrique à partir de panneaux solaires
- la pollution harmonique,
- l'alternateur-démarrateur
- la motorisation électrique.

Ces supports sont illustrés sur les documents suivants :

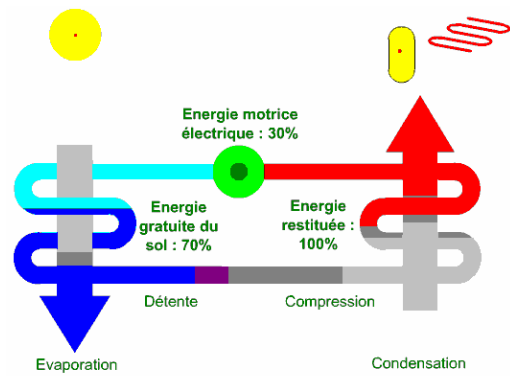
ÉCLAIRAGE PUBLIC



ALIMENTATION NORMAL SECOURS



LE CHAUFFAGE REVERSIBLE D'UNE HABITATION



Principe de fonctionnement de la pompe à chaleur.

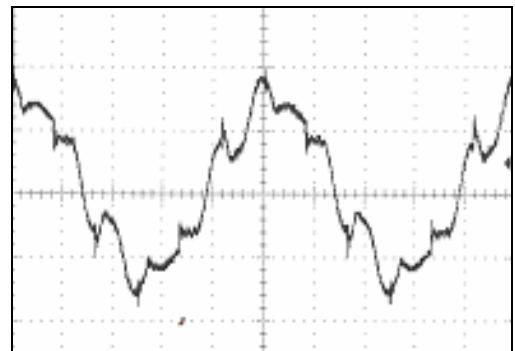
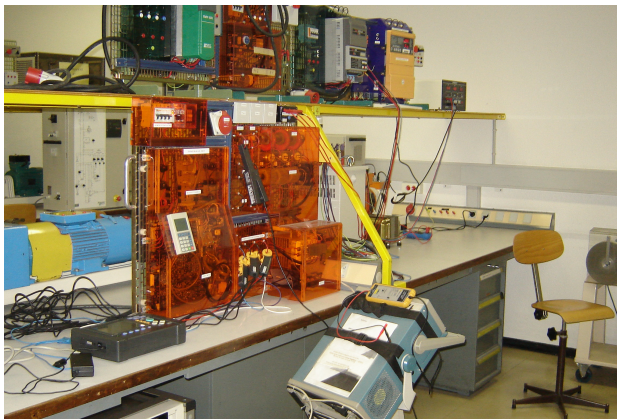
PRODUCTION ET GESTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE À PARTIR DE PANNEAUX SOLAIRES



L'ALTERNODEMARREUR



LA POLLUTION HARMONIQUE



LA MOTORISATION ÉLECTRIQUE



B - CONSEILS AUX CANDIDATS

La seconde épreuve d'admission se déroule en deux parties :

La première partie, d'une durée de 4h, traite de l'analyse et de l'expérimentation du système. Il est demandé au candidat d'étudier et de modéliser le système puis de s'approprier celui-ci par des essais expérimentaux imposés.

Dans la seconde partie d'une durée de 3h, il s'agit de proposer une exploitation pédagogique avec une expérimentation destinée aux élèves.

Dans cette séquence, le système est utilisé dans un contexte libre ou conseillé. Les exploitations pédagogiques développées doivent correspondre à cette nouvelle approche du système. Les expérimentations proposées sont nécessairement différentes de celles réalisées dans la première partie de l'épreuve.

Sur cette épreuve, le jury souhaite que les candidats :

- consolident leurs compétences scientifiques dans les domaines cités ci-dessus,
- enrichissent leur culture technologique par la lecture de publications et de documentations techniques de produits récents,
- élargissent leurs centres d'intérêts en particulier aux nouvelles applications de l'énergie électrique de notre monde contemporain en intégrant les enjeux économiques et environnementaux,
- soient capable de choisir et d'utiliser les appareils de mesure adaptés aux besoins des essais,
- sachent effectuer une modification mineure dans un programme d'API, ainsi qu'utiliser des correcteurs implantés dans des automates programmables,
- maîtrisent les notions d'interfaçage homme machine et sachent mettre en œuvre une communication par réseau ethernet ou de terrain (adresse IP, masquage, routage),
- soient plus créatifs et originaux sur leurs productions pédagogiques,
- expriment leur capacité à dynamiser et susciter l'appétence d'un groupe d'élèves pour un TP,
- proposent et réalisent les mesurages mettant en relief la spécificité du système dans son contexte,
- prennent connaissance des référentiels du baccalauréat et du BTS électrotechnique afin d'être immédiatement efficace sur la partie pédagogique de l'épreuve.

Le jury note que les meilleurs candidats ont correctement répondu aux critères définis ci-dessus. Ils ont montré dans la mise en œuvre des systèmes proposés, une approche pertinente et une expérimentation adaptée aux applications pédagogiques proposées.

Les écueils rencontrés par certains candidats proviennent le plus souvent d'un manque de connaissance sur les contenus scientifiques associés aux supports proposés ce qui rend difficile la construction des modèles,

Certains candidats proposent des applications pédagogiques trop modestes.