SPECTROSCOPIE DE RMN

QUESTIONNEMENT

A : PRINCIPES DE RMN
1. Questions générales 2
2. Cryoaimant 2
3. Impulsion RF 3

B : RECEPTION DU SIGNAL RMN
1. Fonctionnement 4
2. Préamplificateur 4
3. Etages de sortie 5
4. Bruit du système 5
5. Commutation 5
6. Sonde 6

C : AMPLIFICATION DE PUISSANCE
1. Transformateur à lignes 7
2. Fonctionnement 7
3. Ondes guidées 8

D : CONTROLE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE
1. Organisation générale 9
2. Acquisition de la température 9
3. Acquisition de la puissance 10

E : TRAITEMENT DU SIGNAL RMN
1. Démodulation 12
2. Signal FID 13
3. Imperfections du démodulateur 13
4. Numérisation 14

Avertissement :
Les grandeurs vectorielles sont représentées indifféremment en gras ou fléchées

SPECTROSCOPIE DE RMN

A - PRINCIPES DE RMN

Cette partie a pour but de faire une approche pragmatique de la RMN. Il s'agit d'évaluer certaines grandeurs physiques mises en œuvre et les contraintes matérielles imposées par cette technique.

1. Questions générales

A.1 *Le nombre de masse A et le numéro atomique Z (souvent omis) de l'élément X sont représentés sous la forme* ${}^{A}_{Z}X$.

→ Compléter le document DR_A1 (se référer aux instructions présentes sous le tableau).

A.2 → Calculer la valeur de B_0 qui permet l'excitation du proton (1H) à une fréquence notée f_{1H}, avec f_{1H} = 400,1 MHz.

A.3 → Tracer alors l'allure d'un spectre d'un échantillon contenant du proton (1H) et du carbone (13C).

A.4 → A quelle bande de fréquences appartient f_{1H} du §A.2 ? Rappeler la classification des fréquences de 3 MHz à 300 GHz avec leurs désignations respectives.

A.5 → Quel est l'intérêt essentiel d'utiliser un champ statique B_0 élevé pour la RMN ? Quels en sont les inconvénients ?

2. Cryoaimant

Le cryoaimant est l'aimant supraconducteur qui produit le champ $\boldsymbol{B_0}$.

A.6 → Décrire succinctement le phénomène de supraconductivité ; une illustration à l'aide d'un graphe est souhaitée. De quels paramètres physiques dépend la supraconductivité ?

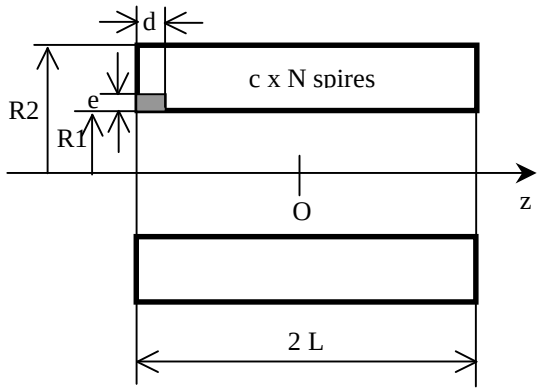
A.7 → Pour la réalisation de cet aimant, on utilise un alliage de terres rares et non du cuivre par exemple ; pourquoi ?

A.8 *Le croquis suivant montre les dimensions d'un tel aimant réalisé à l'aide d'un solénoïde à spires jointives sur plusieurs couches sans matériau magnétique.*

→ Montrer que le champ en O s'écrit :

$$Bo = \mu_0 \, n \, I \, L \ln\left(\frac{a+\sqrt{a^2+b^2}}{1+\sqrt{1+b^2}}\right)$$

avec : a = R2 / R1, b = L / R1 et n = nb de spires / m^2.



Vue en coupe du solénoïde

R1 = 135 mm ; rayon intérieur
2 L : longueur
N = 315 spires / couche
c = 42 couches

O : centre de l'échantillon

d x e = 1,58 x 1,37 mm^2 ; section du supraconducteur

I : courant dans le supraconducteur
$\mathbf{B_0}$: champ en O

A.9 → Calculer le courant I nécessaire pour produire un champ B_0 = 7,0 T.

A.10 *L'inductance de ce solénoïde est évaluée à 28,63 H.*
→ Evaluer l'énergie magnétique W_H emmagasinée par cette inductance.

A.11 → Evaluer d'autre part l'énergie W_S approximative stockée à l'intérieur du solénoïde ; justifier les éventuelles hypothèses et commenter.

A.12 → Exprimer la longueur L_f de fil nécessaire en fonction de a, b, n et R1. Calculer la valeur numérique.

A.13 → Evaluer la résistance équivalente à température ambiante d'un fil de cuivre de mêmes dimensions.

A.14 → Quelle serait dans cette hypothèse la puissance dissipée en chaleur ?

3. Impulsion RF

*Le champ RF **B1** est produit par un second solénoïde.*

A.15 → Comment sera placée cette bobine (lieu et position de l'axe) ?

A.16 → Montrer qu'un champ linéaire selon un axe $\overrightarrow{Ox}$ de la forme B1x = B1 cos(2π f_1 t) peut produire un champ tournant dans un sens souhaité dans le plan (x,O,y) ; définir son module, sa vitesse angulaire et le sens.

A.17 → Tracer l'allure d'une impulsion RF pour la RMN en la caractérisant.

A.18 → Calculer la transformée de Fourier de cette impulsion et représenter son spectre.

A.19 → Préciser l'influence de chacun des paramètres (f_1, B1 et τ) sur une spectroscopie et proposer une procédure de réglages (B_0 est fixé).

A.20 → A l'aide de schémas fonctionnels simples, présenter le principe des 3 types de synthèses de fréquences utilisées couramment en instrumentation (directe analogique, à PLL, DDS). Lesquels sont le mieux adaptés à la RMN ; pourquoi ?

B - RECEPTION DU SIGNAL RMN

*Cette partie étudie un récepteur (partie RF) de signaux RMN et une sonde chargée de fournir le champ **B1** et de récupérer les signaux RF résultants. On s'intéresse aussi à la sélection des canaux (ici 1H et XX) et à la commutation TX / RX. La fréquence f_{1H} du proton est égale à 400,1 MHz.*

1. Fonctionnement

Le schéma-bloc d'un ensemble sans la sonde est présenté en figure 1 de DA. Chaque canal utilise un tel ensemble ; on peut en connecter deux ou plus à une sonde. L'entrée Rx du récepteur correspond au connecteur 'to Probehead' et la sortie au connecteur 'RF Out'. Le signal d'émission, de puissance crête jusqu'à 400 W possible, sera appliqué au connecteur 'Transmitter In'. Tous les ports RF sont caractérisés sous 50 Ω.
La transmission de l'impulsion RMN se fera donc de 'Transmitter In' vers 'to Probehead' et la réception du signal de 'to Probehead' vers 'RF Out'.
Tous les filtres sont passifs.

B.1 → Tracer l'allure de la réponse en fréquence du gain de 'Transmitter Filter'.

B.2 → En déduire les caractéristiques essentielles des éléments 'BP 1H' et 'BS 19F' contenus dans 'Transmitter Filter'.

B.3 → Préciser le rôle de l'élément 'BS 1H' avec la charge de 50 Ω contenu dans 'Transmitter Filter'.

B.4 → Donner un schéma équivalent simplifié (avec des commutateurs) de 'T/R Hotswitch' *(figure 3 de DA ; pour simplifier, nous supposerons que D1..D4 conduisent lorsque D1 conduit ; 'Transmitter-pass pulse' = H en phase émission).* Expliquer le rôle de la ligne λ/4.

B.5 → Définir 'Helix Bandpassfilter' ; le décrire physiquement et expliciter son fonctionnement qualitativement. Préciser le domaine d'utilisation (contraintes technologiques) et les performances qu'on peut en attendre.

2. Préamplificateur

Les figures 4 et 7a de DA présentent la structure et les caractéristiques de cet étage.

B.6 → Qualifier les transistors T1 et T2 (type, application).

B.7 → Commenter la présence de deux émetteurs sur le symbole de ces transistors. Tracer un croquis du type de boîtier correspondant et en préciser l'intérêt.

B.8 → Calculer les courants de repos I_{C1} et I_{C2} *(toute hypothèse simplificatrice justifiée est acceptée ; on suppose h_{FE} = 100 et V_{DD} = 15 V).* Pour chacun, donner le critère pertinent justifiant sa valeur.

3. Etages de sortie

La figure 5 de DA présente la structure de ces étages.

B.9 → Calculer la valeur nominale de R_{bias} (entre 3 du MSA-1105 et V_{DD}). Pourquoi a-t-on placé R47 en série avec R49 (100 Ω) ?

B.10 → Dans le tableau *'MSA-1105 Typical Scattering Parameters'* de la documentation technique du MSA1105, noter les valeurs des paramètres - en particulier celles de la dernière colonne - pour f = 400 MHz et f = 5 MHz ; conclure quant au comportement en fréquence de cet amplificateur (gain, impédances, stabilité).

B.11 → Quel est le rôle des atténuateurs résistifs en amont et en aval de IC3 (MSA1105) ? *(On admettra 4 dB d'affaiblissement pour chacun).*

4. Bruit du système

On souhaite caractériser le récepteur à la fréquence f_{1H}. Les schémas structurels et les caractéristiques (relevés de mesures) sont présentés en figures 2 à 8 de DA.
On appellera Gain, Affaiblissement *et* Figure de bruit, *l'*Amplification, *l'*Atténuation *et le* Facteur de bruit *respectivement exprimés en dB.*

B.12 → Donner la définition du facteur de bruit F d'un quadripôle avec les hypothèses correspondantes.

B.13 → Montrer que pour un quadripôle passif le facteur de bruit et l'atténuation ont la même valeur.

On admet que pour n quadripôles en cascade on a

$$F = F1 + \frac{F2-1}{G1} + \ldots + \frac{Fn-1}{G1.G2\ldots Gn-1}$$

avec Gi l'amplification et Fi le facteur de bruit de l'étage i (i = 1..n).

B.14 → Remplir le document DR_B14, sauf les lignes N°1 et 3, en explicitant l'origine de chaque valeur.

B.15 → Evaluer F1 et en déduire toutes les valeurs des lignes N°1 et 3 de DR_B14 ; compléter le tableau.

5. Commutation

Entre les divers filtres d'entrée et le préamplificateur se situe un système de commutation à diodes. On utilise essentiellement des diodes PIN. Les schémas structurels correspondants sont donnés en figures 2, 3 et 6 de DA. L'entrée 'Tunning RF In' permet d'appliquer un signal balayé en fréquence afin d'accorder la sonde ; cette fonction ne sera pas abordée.

B.16 → Définir et décrire en quelques mots la diode PIN. Présenter ses spécificités par rapport à une diode standard en termes de performances et conditions d'utilisation.

B.17 → Compléter le document DR_B17 *(pour simplifier, nous supposerons que D1..D4 du commutateur conduit lorsque D1 conduit).*

B.18 → Expliciter l'interconnexion de deux portes de IC1 (broches 1 à 6). Quel en est l'intérêt et à quelles conditions cela est-il possible ?

B.19 → Evaluer la valeur maximale possible du courant de polarisation de D1 du commutateur *(R33 = 100 Ω et Vcc = 6 V)*. Le comparer au courant RF crête dans cette diode et conclure.

B.20 *La ligne λ/4 du commutateur est réalisée avec un câble coaxial 50 Ω en Téflon.* → Dimensionner la longueur de cette ligne.

6. Sonde

*La figure 9 de DA montre le schéma structurel d'une sonde destinée à être connectée à deux canaux Tx / Rx (1H pour le proton et XX pour un autre noyau (13C ici)). La bobine L1 relative à **B1** émet puis reçoit simultanément les impulsions RF des deux canaux.*
Des résultats de simulations sont donnés aux figures 10 et 11 de DA.

B.21 → Evaluer le coefficient de qualité Q de L1 à f_{1H}.

B.22 → Expliquer l'origine des deux valeurs données à L1 dans la simulation et tracer un modèle de simulation plus précis.

B.23 → Evaluer le courant I_{C2max} et la tension U_{C2max} supportés par C2 dans les cas extrêmes *(on admet des puissances de 130 W pour le canal XX et 60 W pour 1H).*

B.24 → Choisir et désigner le modèle de condensateur le mieux adapté à notre application *(voir documents constructeurs).*

C - AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Dans cette partie nous abordons la partie puissance (émission RF). L'amplificateur décrit en figure 14 (et 14a, b et c) de DA est connecté entre une source synthétisée et le commutateur vu en partie B.
Les contraintes sont très fortes :
- *puissance de sortie importante (> 100 W)*
- *réponse en fréquence plate (sur plus de 3 octaves)*
- *bonne linéarité*
- *commutation rapide (tr et tf de l'impulsion RF < 100 ns)*
- *etc.*

On utilise un amplificateur par canal (1H et XX).

1. Transformateur à lignes

On remarque l'utilisation de nombreux transformateurs à lignes coaxiales (TR3xx). Ils ont l'avantage de fonctionner sur 2 à 3 décades (jusqu'aux UHF). Nous allons étudier ici le modèle de TR301 (voir figure 12 de DA).

C.1 → Donner les équations qui décrivent l'association des lignes TL' et TL'' *(on pourra omettre de souligner les grandeurs complexes).*

C.2 → Définir la matrice hybride [H'] d'un quadripôle (TL'). Montrer que la matrice $[H_T]$ de l'ensemble s'exprime simplement à l'aide de [H'] et [H''], les matrices de TL' et TL'' respectivement.

C.3 → Calculer les paramètres hybrides de TL'.

C.4 → En déduire l'expression de $\underline{Z}_I = \underline{V}_I / \underline{I}_I$.

C.5 → Montrer que si deux conditions sur les lignes sont respectées, on a $\underline{Z}_I \approx 4\ R_L$.

C.6 → Donner le schéma équivalent du circuit avec un transformateur traditionnel. Quel est le rôle du tore en ferrite ?

C.7 → A partir de ces résultats (et des structures physiques de ces transformateurs), tracer aussi les modèles équivalents de TR303 et TR304 en précisant leurs fonctions.

C.8 → Justifier l'utilisation des transformateurs et préciser leurs fonctions dans DR_C8 *(on peut admettre Zin $\approx 5\ \Omega$ et $Z_L \approx 10\ \Omega$ pour les transistors UF2820R et UF2840G).*

2. Fonctionnement

C.9 → Pour les étages de puissance on utilise la classe AB ; la définir en illustrant à l'aide d'un chronogramme et préciser ses caractéristiques.

C.10 → Calculer le rendement de Drain théorique maximum d'un transistor en classe A puis en classe B utilisé dans un montage 'Push-Pull' ; en déduire la plage de valeurs pour la classe AB. Comparer aux valeurs publiées pour le BLF548 pour P_L = 50 W et 150 W et commenter.

C.11 → Les étages de puissance de l'amplificateur sont montés en 'Push-Pull' ; qu'est-ce qui permet de l'affirmer ?

C.12 → Donner au moins deux avantages de ce montage dans notre application par rapport à une mise en parallèle des transistors *(bornes homologues communes).*

C.13 *ATT3 et ATT4 sont des atténuateurs 3 dB et* P_{RF_in} *= +4 dBm.*
→ Evaluer la puissance nominale (en mW) en TR301.

C.14 → A quoi sert le réseau R343-C355-L311 sur T301 ?

C.15 → Que se passe-t-il lorsque le signal BLK2 (Blanking) est au niveau bas ? Quel est le rôle de R207 et de C204 ?

3. Ondes guidées

La documentation du commutateur SW2 est donnée dans DC et la figure 13 de DA présente un extrait des paramètres S à 407 MHz.

C.16 → Rappeler la définition d'un paramètre **S** et donner l'équation matricielle de notre cas.

C.17 → Tracer le schéma du montage qui a permis de relever les paramètres du document précité. Expliciter l'instrumentation utilisée et la procédure décrivant le relevé des 9 paramètres.

C.18 → Exprimer la perte d'insertion, l'isolation et la perte de retour en fonction des paramètres **S**. Faire l'application numérique et comparer aux spécifications du constructeur.

C.19 → Le constructeur qualifie ce commutateur de non réflectif ; expliciter cela et vérifier la valeur numérique de la matrice [S] qui permet de l'affirmer. Quelle serait cette valeur pour un commutateur réflectif idéal conforme à son symbole.

Les transistors de puissance supportent en général un ROS maximal à ne pas dépasser. Le constructeur spécifie cette valeur pour des conditions de fonctionnement données (V_{DS}, f, P_L)*. On prendra dans notre exemple* ROS_{max} *= 10 à f = 400 MHz.*

C.20 → Tracer sur l'abaque de Smith en DR_C20 , en le justifiant, le lieu des points délimitant la zone autorisée.

C.21 → Etablir l'équation du lieu à coefficient de qualité Q constant et le caractériser.

C.22 → Représenter les points A et B qui correspondent aux charges résistives minimale et maximale respectivement et donner les valeurs des impédances correspondantes.

C.23 → Représenter les points C et D qui correspondent aux charges avec les parties réactives minimale et maximale respectivement et donner les valeurs des impédances correspondantes avec les capacité et inductance associées.

C.24 → Représenter les points E et F qui correspondent aux charges réactives minimales et maximales (Q_{max}) respectivement et donner les valeurs des impédances correspondantes en précisant la valeur de Q_{max}.

D - CONTROLE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

La carte de contrôle décrite en DA (voir schéma-bloc en figure 15 et schémas structurels extraits en figures 16 et 17) protège l'amplificateur et la sonde contre tout risque de destruction dû à un dépassement de puissance en particulier.

1. Organisation générale

D.1 *Cette carte, essentiellement numérique, utilise un microcontrôleur, des PLD et des DSP.*

→ Définir et caractériser ces trois types de composants.

D.2 → Justifier cette diversité en énonçant les critères de choix ayant impliqué leur sélection dans chacun des cas.

D.3 → Rappeler en quelques mots les caractéristiques essentielles de la liaison RS485 et du bus I2C. Justifier leur utilisation avec cette carte.

D.4 → Pour réaliser directement la conversion P_{RF} -> V_{DC} (mesure d'une puissance RF), on utilise habituellement un détecteur soit à diode, soit à amplificateur logarithmique. Citer les caractéristiques essentielles de ces solutions.

D.5 → A quelle famille de CAN appartient U21 ? A quelle famille de CAN est apparenté U65 ? Qu'est-ce qui a conduit à ces deux types de convertisseurs dans notre cas ?

D.6 → Donner la relation qui permet au DSP de calculer un nombre proportionnel à la puissance.

→ Quelle opération permet de calculer la désadaptation ?

2. Acquisition de la température

La figure 16 de DA en montre le schéma structurel. Le capteur utilisé est une CTN de 6,8 kΩ (B57045K0682K000). On n'utilise que les entrées 'TEMP 1 INPUT' et 'TEMP 2 INPUT'. Cette fonction permet non seulement de détecter un seuil de température de défaut (entre t_{min} et t_{max}) mais aussi de mesurer la température du radiateur dans cette plage. Le CAN fonctionne ici en mode unipolaire.

D.7 → Calculer la température nominale t_{nom} qui produit V_{AIN0} = 0,5.VREF, la valeur à mi-échelle.

D.8 → Calculer les températures t_{min} et t_{max} qui produisent V_{AIN0} = 0,2.VREF et 0,8.VREF respectivement.

D.9 → Proposer l'organigramme d'un sous-programme 'TEST_CAPTEUR' qui détecte la présence, l'absence ou un défaut (coupure) du câble du capteur de température *(remarquer la présence des contacts JP40 à JP42).*

D.10 → Pour le transfert des données (lecture du CAN), le microcontrôleur est-il maître ou esclave, émetteur ou récepteur ? Préciser les étapes nécessaires à une lecture.

D.11 → Quelle sera la première valeur fournie par le CAN après un RESET ?

D.12 → Que faut-il faire pour stopper la lecture des données ?

D.13 *On souhaite faire en deux lectures successives l'acquisition des entrées 1 et 2 ; on a* V_{AIN0} *= 50 mV et* V_{AIN1} *= 2,52 V. On se place après une mise sous tension et l'adressage est auto-incrémenté.*

→ Remplir le document DR_D13 en explicitant l'origine de chaque valeur.

D.14 → Proposer l'organigramme d'un sous-programme 'ENVOI_BIT' qui permet de transmettre un bit par les broches P1D = SDA et P1C = SCL d'un microcontrôleur qui ne gère pas le bus I2C.

→ Quelles caractéristiques technologiques doivent posséder ces broches ?

→ Caractériser la transmission en termes de rapidité de modulation (débit des moments) et de débit binaire maximaux.

3. Acquisition de la puissance

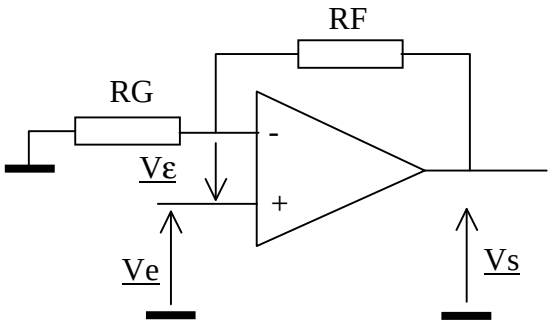
La figure 17 (et 17a, b et c) de DA en montre le schéma structurel. La tension appliquée au connecteur J4 provient du capteur (coupleur directif + détecteur). On n'utilise pas le réglage de la tension de décalage et on suppose que la tension d'entrée est négative.

D.15 → Où faut-il placer les ponts (JPxx) ? Justifier le choix de la valeur de R174 et R176.

D.16 → Calculer les valeurs (absolues) des tensions maximales extrêmes possibles à l'entrée (J4) pour un fonctionnement linéaire de l'acquisition.

D.17 → Rappeler les caractéristiques du signal appliqué en J4. Justifier le choix du LT1358 (U63) en précisant les caractéristiques déterminantes dans cette application.

D.18 → Quelle est l'utilité de U66A (74LVC74) ? Caractériser le signal ADC_SYNC.



D.19 → Tracer le schéma-bloc (sens automatique) d'un amplificateur non inverseur selon le schéma ci-dessus. Expliciter l'amplification directe A et l'amplification de retour B.

D.20 → Tracer le schéma-bloc d'un amplificateur inverseur à partir du schéma ci-dessus. Expliciter l'amplification directe A et l'amplification de retour B ; conclure.

On s'intéresse à la compensation en fréquence de U63A. On tiendra compte de la capacité d'entrée C_{IN} (supposée entre l'entrée - et la masse).

D.21 →Montrer que, lorsqu'on considère C_{IN} et que l'on place un condensateur de capacité CF en parallèle avec RF, l'amplification de boucle s'écrit sous la forme

$$\underline{T} = A_0\ B_0 \frac{(1 + j\frac{f}{f_{CBZ}})}{(1 + j\frac{f}{f_{CA}})(1 + j\frac{f}{f_{CBP}})} \quad .$$

→ Calculer les valeurs littérales et numériques des grandeurs caractéristiques *(utiliser les grandeurs nominales relatives à U63A).*

D.22 → Calculer la valeur CF_{opt} de CF pour éliminer le second pôle.

D.23 → Tracer en DR_D23 les diagrammes de Bode de $\underline{T}$(jf) pour CF = 0, CF_{opt} et 1,2 pF. Evaluer dans chaque cas la marge de phase.

On souhaite évaluer la tension de bruit à l'entrée AIN de U65.

D.24 → Tracer le modèle équivalent du 2ème étage (U63B) avec les sources de bruit associées. Calculer, dans la bande passante, les densités spectrales des tensions de bruit e_{NEB} à l'entrée et e_{NSB} à la sortie *(on suppose RG = R178 + P5 = 10 kΩ et C287 = 0).*

D.25 → Evaluer la densité spectrale de la tension de bruit totale e_{NST} en AIN lorsqu'on connecte un générateur de tension en J4. Evaluer la bande équivalente de bruit B_N du système.

D.26 → Evaluer la tension de bruit totale E_{NST} à l'entrée AIN et la comparer à la valeur d'un LSB.

E - TRAITEMENT DU SIGNAL RMN

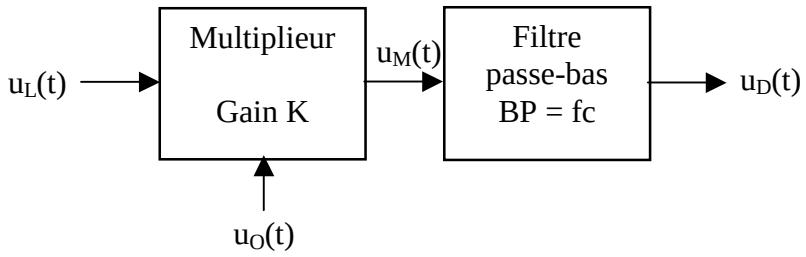
Dans cette partie on étudie le signal RMN issu d'une impulsion RF absorbée par un noyau. Celle-ci est caractérisée par sa fréquence f_1 et sa durée τ (supposée comprise entre 100 μs et 500 ms). Le signal RMN est induit dans la bobine L1 de la sonde et on l'appelle signal FID (Free Induction Decay) ou signal de précession libre. On s'intéresse à son traitement et aux conséquences engendrées par les imperfections du système de traitement.

1. Démodulation

En réalité, il s'agit d'une transposition de fréquence (BF) car il est nécessaire de pouvoir numériser ce signal avec une précision et une dynamique suffisantes.
Le signal FID est de la forme
$u_L(t) = U_L \cos(2\pi f_L t)\, e^{-t/T2}$ avec $t \geq 0$ et $f_L \approx f_1$.

1.1 Démodulation simple

Le schéma-bloc est le suivant



on suppose ici que $u_L(t) = U_L \cos(2\pi f_L t)$ et $u_O(t) = U_O \cos(2\pi f_O t)$
avec f_L = 400,099 MHz et $f_O = f_1$ = 400,100 MHz.

E.1 → Calculer $u_D(t)$; on notera $f_D = f_O - f_L$. Proposer une valeur pertinente pour fc (non limitée à l'application numérique mais imposée par la RMN).

E.2 → Illustrer à l'aide des spectres de u_L, u_O et u_D (valeurs numériques pour les fréquences) le défaut - inhérent au principe superhétérodyne - de ce système.

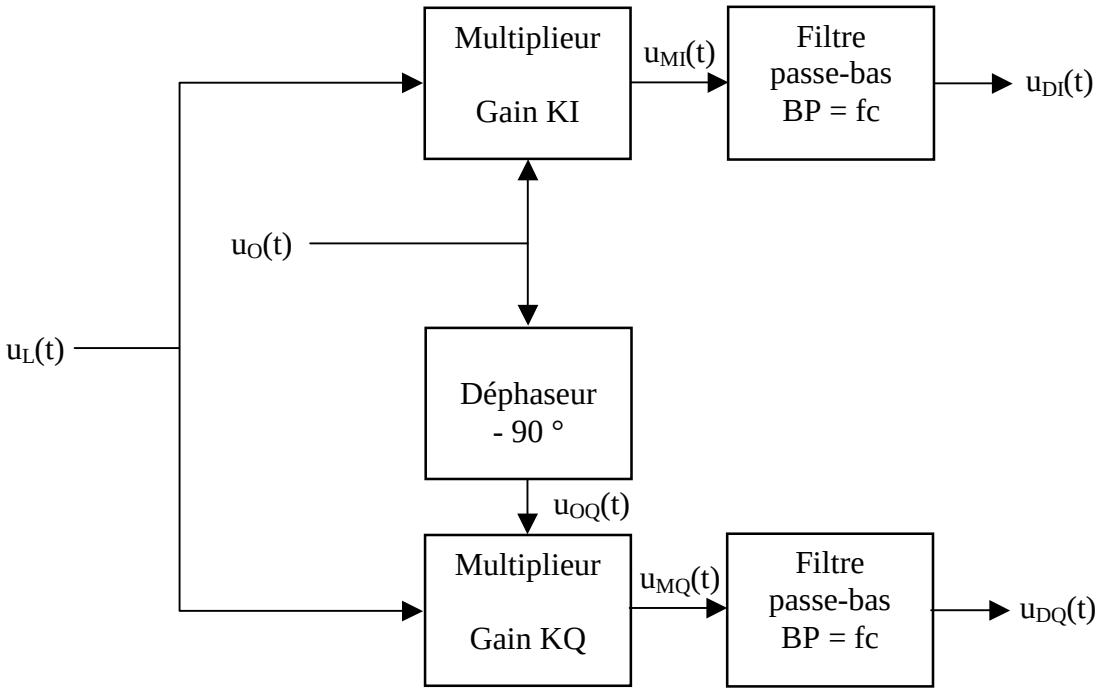
E.3 → Proposer les modifications qu'il faudrait y apporter pour le supprimer. Cette solution doit être réaliste du point de vue technologique.

1.2 Démodulation en quadrature

Une autre solution pour éviter le problème de la démodulation simple est présentée par le système de la page suivante ; $u_L(t)$ et $u_O(t)$ sont les mêmes qu'en §1.1 et KI = KQ = K. Le signal démodulé est représenté par ses composantes réelle et imaginaire et on obtient le signal complexe $\underline{u}_D(t) = u_{DI}(t) + j\, u_{DQ}(t)$. Du point de vue spectral, on appelle $Re(\underline{U}_D(f))$ la raie en absorption et $Im(\underline{U}_D(f))$ la raie en dispersion.

E.4 → Calculer $u_{DI}(t)$, $u_{DQ}(t)$ et $\underline{u}_D(t)$; on notera $f_D = f_O - f_L$. Proposer une valeur pertinente pour fc.

E.5 → Montrer que le défaut du système précédent a été éliminé.



2. Signal FID

On considère maintenant $u_L(t)$ comme un signal FID.

E.6 → Que deviennent $u_{DI}(t)$, $u_{DQ}(t)$ et $\underline{u}_D(t)$?

→ Calculer $\underline{U}_D(f)$, la transformée de Fourier de $\underline{u}_D(t)$. En déduire $Re(\underline{U}_D(f))$ et $Im(\underline{U}_D(f))$.

→ Calculer $|\underline{U}_D(f)|^2$ et dire à quoi correspond cette grandeur.

E.7 → Tracer les spectres correspondants normalisés et centrés sur f_D en DR_E7 et préciser les normes. Calculer littéralement les valeurs remarquables non normalisées (abscisses, extremums et largeurs de bandes à valeur moitié) et les marquer en normalisé en DR_E7.

E.8 → De quoi dépend la résolution de l'analyse spectrale ; comment peut-on l'améliorer pour séparer deux raies voisines ?

3. Imperfections du démodulateur

Les composants du démodulateur présentent en général des imperfections qui induisent des erreurs (artefacts) dans les spectres représentés. Nous allons ici en aborder certaines pour en montrer les conséquences et trouver des solutions pour éliminer leurs effets.
Pour cette étude, on pourra de nouveau supposer $u_L(t)$ sinusoïdal comme en §1.1.

Le multiplieur de la voie en phase présente une composante continue :
$u_{MI} = u_L \cdot u_O + U_{MI0}$.

E.9 → Calculer $\underline{u}_D(t)$ et en déduire son spectre. Comment peut-on mettre en évidence ce défaut expérimentalement lors d'un essai de RMN ?

E.10 → Quel autre moyen (en dehors de l'annulation de la composante continue) permet de s'affranchir de ce défaut ?

Le multiplieur de la voie en phase présente un défaut de gain : $KI \neq KQ$; $KQ = KI + \Delta KI$.

E.11 → Calculer $\underline{u}_D(t)$ et en déduire son spectre. Comment peut-on mettre en évidence expérimentalement ce défaut ?

4. Numérisation

Les tensions u_{DI} et u_{DQ} sont en réalité numérisées avant d'être mémorisées, traitées et affichées. Leurs valeurs évoluent dans une plage de 100 µV à 3 V et on suppose T2 = 40 ms ; les fréquences du §1.1 sont conservées. On utilise des CAN 12 bits.
On supposera ici que les deux voies sont échantillonnées simultanément à une fréquence Fe sur $N = 2^{16}$ valeurs par voie.

E.12 → Calculer la dynamique (en dB) des signaux d'entrées analogiques. Calculer la dynamique (en dB) des signaux numérisés ; conclure.

E.13 *La numérisation sur une durée finie Tacq = 200 ms introduit une erreur de troncature ε_{tronc} sur le signal (son amplitude n'atteint pas la valeur finale).*
→ Tracer l'allure d'un de ces signaux FID en mettant en évidence ce défaut. En déduire l'expression de ε_{tronc} (en %) ; calculer sa valeur numérique.

E.14 → Décomposer $\underline{u}_D$ en deux signaux afin d'établir la relation qui permet de mettre en évidence l'origine de ce défaut sur son spectre.
→ Quelle est l'incidence de cette troncature sur le spectre ?

E.15 → Calculer Fe et comparer à Fe_{min} autorisée dans le cas du §1.1.

E.16 → A l'aide de la définition de l'expression de $\underline{U}_D(k)$, la transformée de Fourier discrète de $\underline{u}_D(n)$, donner la valeur de la résolution en fréquence de $\underline{U}_D$ discrète.

E.17 → Rappeler la valeur de la résolution en fréquence de $\underline{U}_D(f)$ analogique et la comparer à la valeur ci-dessus.