

SPECTROSCOPIE DE RMN

CORRIGE

A : PRINCIPES DE RMN

1. Questions générales.....	2
2. Cryoaimant.....	2
3. Impulsion RF.....	4

B : RECEPTION DU SIGNAL RMN

1. Fonctionnement.....	7
2. Préamplificateur.....	8
3. Etages de sortie.....	9
4. Bruit du système.....	9
5. Commutation.....	10
6. Sonde.....	10

C : AMPLIFICATION DE PUISSANCE

1. Transformateur à lignes.....	12
2. Fonctionnement.....	14
3. Ondes guidées.....	15

D : CONTROLE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

1. Organisation générale.....	18
2. Acquisition de la température.....	19
3. Acquisition de la puissance.....	20

E : TRAITEMENT DU SIGNAL RMN

1. Démodulation.....	24
2. Signal FID.....	25
3. Imperfections du démodulateur.....	26
4. Numérisation.....	26

DOCUMENTS REPONSES.....	28
-------------------------	----

Avertissement :

Les grandeurs vectorielles sont représentées indifféremment en gras ou fléchées

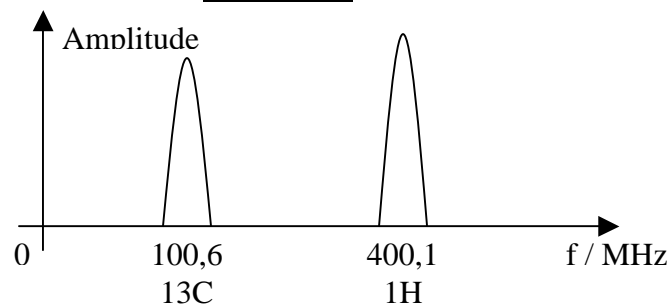
A - PRINCIPES DE RMN

1. Questions générales

A.1 → Voir le document DR_A1

A.2 → $f_0 = \gamma B_0 / 2\pi$ et $f_{1H} = f_0$ donc $B_0 = 2\pi f_{1H} / \gamma$
soit $B_0 = (2\pi \cdot 400,1 \cdot 10^6) / (2\pi \cdot 42,58 \cdot 10^6) = 9,40 \text{ T}$

A.3 → Pour le carbone ^{13}C on a $\gamma = 10,71 \cdot 2\pi \text{ MHz} \cdot \text{T}^{-1}$
d'où $f_0 = 10,71 \cdot 2\pi \cdot 9,40 = 100,6 \text{ MHz}$ et le spectre



A.4 → Bande de fréquences de $f_{1H} = 400,1 \text{ MHz}$: UHF

→ Rappel de la classification des fréquences de 3 MHz à 300 GHz :

3 à 30 MHz	HF	(High Frequencies)
30 à 300 MHz	VHF	(Very High Frequencies)
300 à 3000 MHz	UHF	(Ultra High Frequencies)
3 à 30 GHz	SHF	(Super High Frequencies)
30 à 300 GHz	EHF	(Extremely High Frequencies)

A.5 → Intérêt essentiel d'utiliser un champ statique B_0 élevé pour la RMN : plus grande sensibilité du spectromètre car l'aimantation \mathbf{M} est plus élevée (si ΔE est important alors $N^- \ll N^+$).

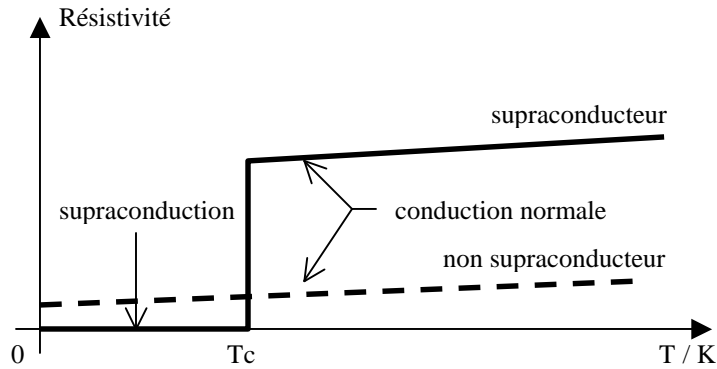
→ Inconvénients : difficulté et coût de production d'un champ statique élevé. Et produire des signaux de puissance de qualité et les traiter est plus difficile aux UHF qu'aux HF.

2. Cryoaimant

A.6 → Supraconductivité : certains conducteurs portés à très basse température (quelques K) subissent une subite augmentation de la conductivité en dessous d'une température critique T_c (voir graphe suivant).

→ La supraconductivité dépend de la température et du champ magnétique environnants. T_c diminue avec B et au delà d'un champ critique B_c le phénomène disparaît (T_c et B_c dépendent du matériau).

CORRIGE



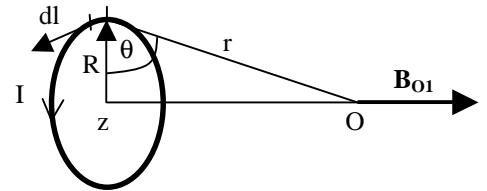
A.7 → On utilise un alliage de terres rares et non du cuivre par exemple : il faut choisir un matériau supraconducteur et de plus il doit le rester dans un champ magnétique élevé.

A.8 → Calcul du champ en O :

D'après l'annexe §2, une spire de diamètre R d'abscisse z, parcourue par un courant I, crée en O un champ

$$B_{O1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{r^2} 2\pi R \cos\theta = \frac{\mu_0}{2} I \frac{R \cos\theta}{r^2}$$

or $\cos\theta = \frac{R}{\sqrt{R^2+z^2}}$ donc $B_{O1} = \frac{\mu_0}{2} I \frac{R}{(R^2+z^2)^{3/2}}$



d'où $B_o = n \int_{R1-L}^{R2+L} B_{O1} dz \cdot dR$ avec n = nb de spires / m²

$$B_o = n \frac{\mu_0}{2} I \int_{R1}^{R2} \int_{-L}^{+L} \frac{1}{(R^2+z^2)^{3/2}} dz \cdot dR = n \frac{\mu_0}{2} I \int_{R1}^{R2} \left[\frac{z}{R^2(R^2+z^2)^{1/2}} \right]_{-L}^{+L} dR$$

$$B_o = n \cdot \mu_0 \cdot I \int_{R1}^{R2} \frac{L}{(R^2+L^2)^{3/2}} dR = n \cdot \mu_0 \cdot I \cdot L \left[\ln \left| R + (R^2+L^2)^{1/2} \right| \right]_{R1}^{R2}$$

$$B_o = n \cdot \mu_0 \cdot I \cdot L \cdot \ln \left| \frac{R2 + (R2^2+L^2)^{1/2}}{R1 + (R1^2+L^2)^{1/2}} \right|$$

soit en posant a = R2 / R1 et b = L / R1

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

A.9 → Calcul du courant I nécessaire pour produire un champ B₀ = 7,0 T :

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

avec n = 1 / d.e = 1 / (1,58.1,37.10⁻³) = 462.10³ spires.m⁻²

L = N.d / 2 = 315.1,58.10⁻³ / 2 = 249 mm

R2 = R1 + c.e = (135 + 42.1,37).10⁻³ = 192 mm

on obtient a = 192 / 135 = 1,42 et b = 249 / 135 = 1,84 d'où $I \approx 253 \text{ A}$

A.10 → Energie magnétique emmagasinée par cette inductance :

$$W_H = L \cdot I^2 / 2 = 28,63 \cdot 253^2 / 2 = 916 \text{ kJ}$$

A.11 → Energie approximative stockée à l'intérieur du solénoïde :

$$W_s = B_o \cdot H \cdot V_s / 2 \text{ avec } H = B_o / \mu_0 \text{ et } V_s = \pi \cdot R1^2 \cdot 2 \cdot L$$

CORRIGE

$$W_s = (1/2) \cdot (7^2 \cdot \pi \cdot 0,135^2 \cdot 2 \cdot 0,249) / (4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}) = \boxed{559 \text{ kJ}}$$

→ on constate que $W_s < W_h$

hypothèses : on a supposé $B_0 = \text{constante}$ et l'énergie hors du solénoïde a été négligée.

A.12 → Longueur du fil : $L_f \cdot d \cdot e = \pi(R_2^2 - R_1^2) \cdot 2 \cdot L$
 donc $L_f = 2\pi(a^2 - 1) \cdot b \cdot R_1^3 / (d \cdot e) = \boxed{2\pi \cdot n \cdot R_1^3 \cdot (a^2 - 1) \cdot b}$
 AN : $L_f = 2\pi \cdot 462 \cdot 10^3 \cdot 0,135^3 \cdot (1,42^2 - 1) \cdot 1,84 = \boxed{13,6 \text{ km}}$

A.13 → Résistance équivalente un fil de cuivre de mêmes dimensions :

$$R = \rho \cdot L_f / (e \cdot d) = \boxed{\rho \cdot L_f \cdot n}$$

AN : $R = 1,72 \cdot 10^{-8} \cdot 13,4 \cdot 10^3 \cdot 462 \cdot 10^3 = \boxed{106 \ \Omega}$

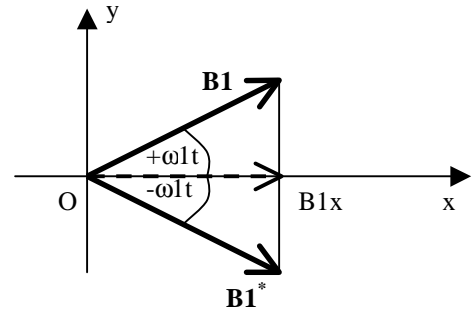
A.14 → Puissance dissipée en chaleur : $\boxed{P_d = R \cdot I^2} = 106 \cdot 253^2 = \boxed{6,8 \text{ MW}}!$

3. Impulsion RF

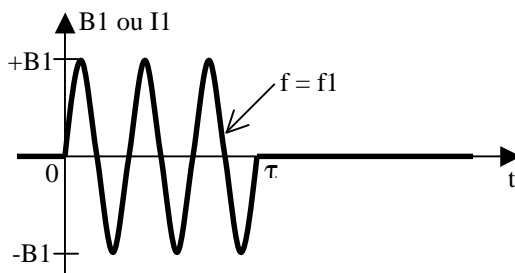
A.15 → $B_1 \perp B_0$ donc la bobine RF doit avoir son axe perpendiculaire à \vec{Oz} et être centrée en O.

A.16 → Si $\mathbf{B1} = B_1 \cdot e^{+j\omega t}$ et $\mathbf{B1}^* = B_1 \cdot e^{-j\omega t}$
 alors $B_{1x} = (\mathbf{B1} + \mathbf{B1}^*) / 2$
 donc un champ linéaire $B_{1x} = B_1 \cos(2\pi f_1 t)$ selon l'axe $O\vec{x}$ peut produire un champ tournant.

Le vecteur $\mathbf{B1}$ tournera à la pulsation ω_1 autour de O dans le plan (x,O,y) dans le sens trigonométrique direct ; son module est égal à $B_1 / 2$



A.17 → Allure d'une impulsion RF pour la RMN :



A.18 → Transformée de Fourier de cette impulsion :

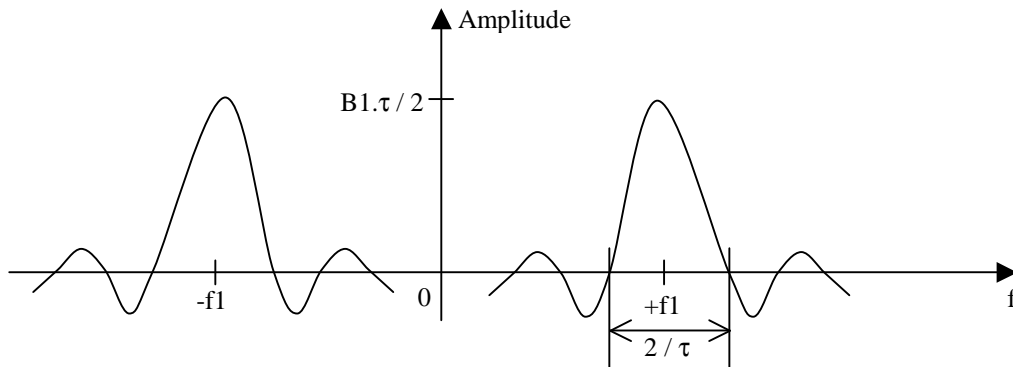
Pour simplifier, on suppose l'impulsion centrée sur O ; alors

$$B_1(t) = B_1 \cdot \text{rect}(t / \tau) \cdot \cos 2\pi \cdot f_1 \cdot t \quad \text{avec } \text{rect}(t / \tau) = 1 \text{ si } -\tau / 2 < t < +\tau / 2 \\ = 0 \text{ sinon}$$

$$\text{d'où } B_1(f) = B_1 \cdot \tau \cdot \frac{\sin \pi \cdot \tau \cdot f}{\pi \cdot \tau \cdot f} * \frac{1}{2} [\delta(f + f_1) + \delta(f - f_1)]$$

$$\text{soit } B_1(f) = \frac{B_1}{2} \tau [\text{sinc}(\pi \tau \cdot (f + f_1)) + \text{sinc}(\pi \tau \cdot (f - f_1))] \quad \text{avec } \text{sinc}(x) = \sin x / x$$

Spectre



A.19 → Influence des paramètres :

f_1 = fréquence du champ tournant ; à régler à la fréquence de Larmor f_0 , c'est la fréquence centrale du domaine spectral à analyser

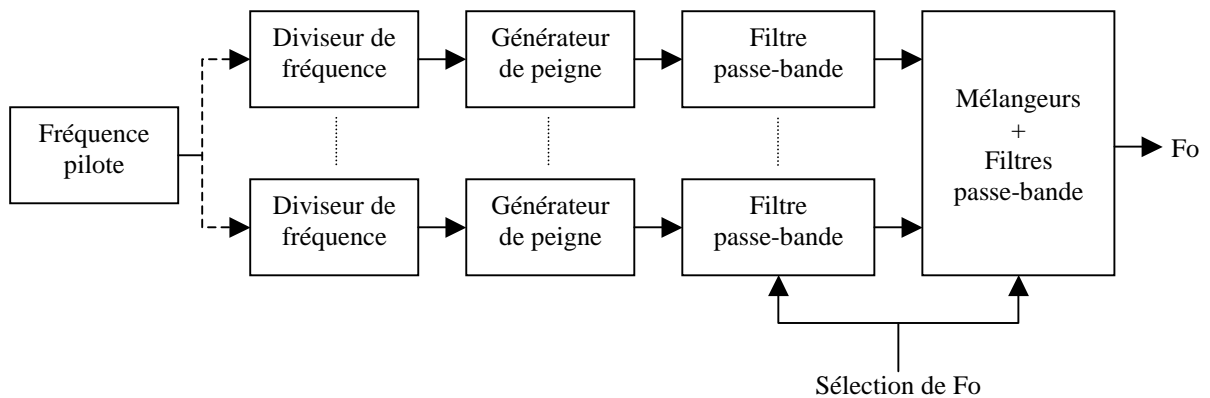
τ = durée de l'impulsion ; détermine la largeur de la bande à analyser (span)

$B1$ = amplitude du champ ; à ajuster en fonction de τ pour obtenir un basculement de l'aimantation de 90° ($\alpha = \gamma B1 \tau$)

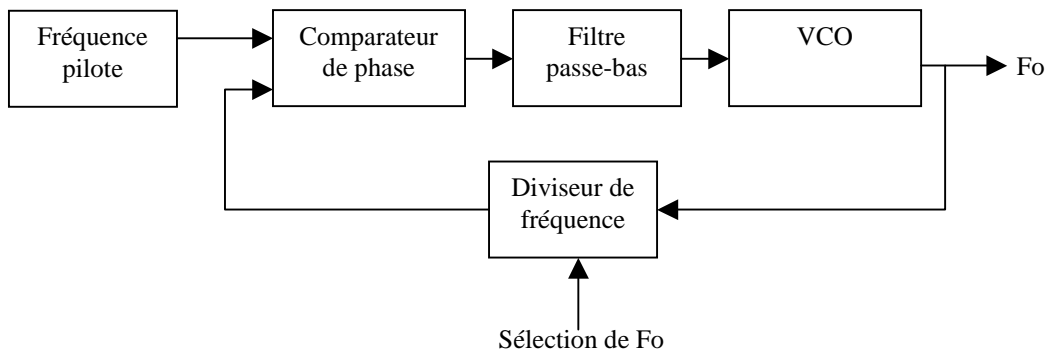
A.20 → Principe des 3 types de synthèses de fréquences :

- Synthèse directe analogique

A partir d'une fréquence de référence, on génère des sous-multiples à l'aide de diviseurs. Des générateurs de peigne produisent des harmoniques. A l'aide de filtres sélectifs commutables on choisit les composantes nécessaires à la synthèse de la fréquence souhaitée après additions ou soustractions (mélangeurs) des fréquences.

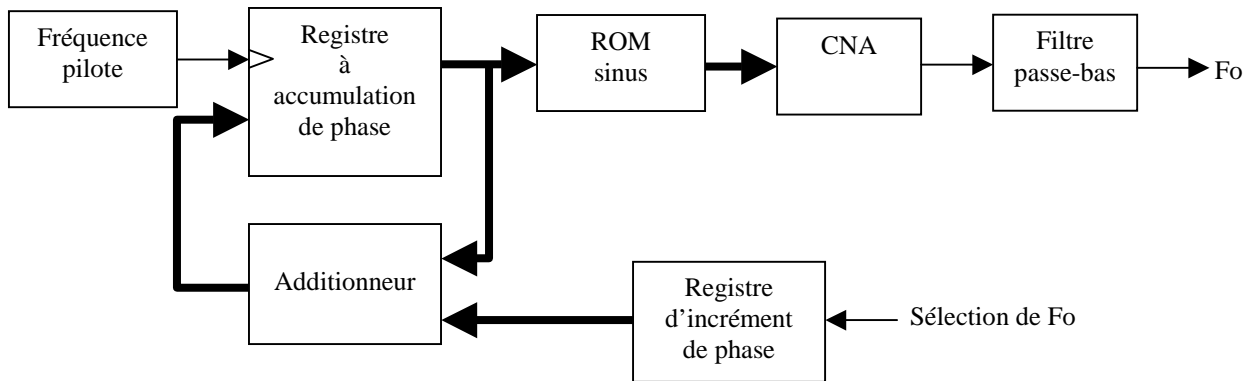


- Synthèse à PLL



CORRIGE

- Synthèse numérique directe ou DDS



Pour la RMN, il faut un signal RF possédant une grande stabilité en fréquence et un bruit de phase très faible. Un contrôle précis de la phase est utile lors d'expériences séquencées.

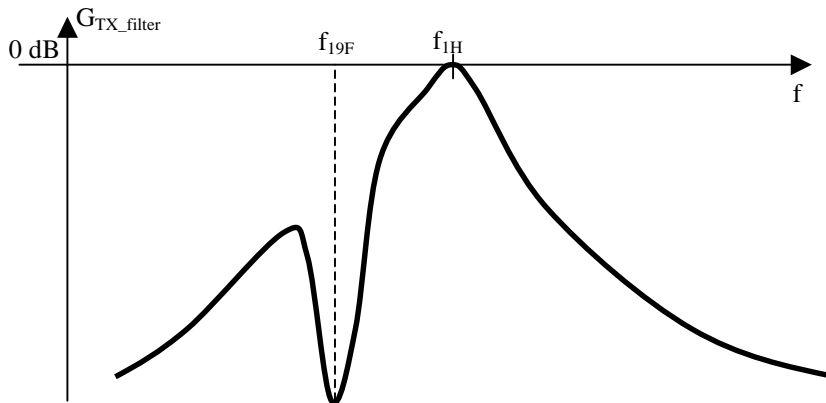
Ce sont donc les synthèses directes analogiques ou numériques (DDS) qui s'imposent.

B - RECEPTION DU SIGNAL RMN

1. Fonctionnement

- B.1** → Allure de la réponse en fréquence du gain de 'Transmitter Filter' :

$$f_{1H} = 400,1 \text{ MHz et } f_{19F} = (40,08 / 42,58) \cdot 400,1 = 376,6 \text{ MHz}$$



- B.2** → Caractéristiques essentielles des éléments 'BP 1H' et 'BS 19F' :

BP 1H = filtre passe-bande

$$f_{max} = 400,1 \text{ MHz ; BP} \ll f_{1H} - f_{19F} = 23 \text{ MHz ; } G_{max} = 0 \text{ dB}$$

BS 19F = filtre réjecteur

$$f_{rej} = 376,6 \text{ MHz ; BP} \ll 23 \text{ MHz ; réjection la plus grande possible.}$$

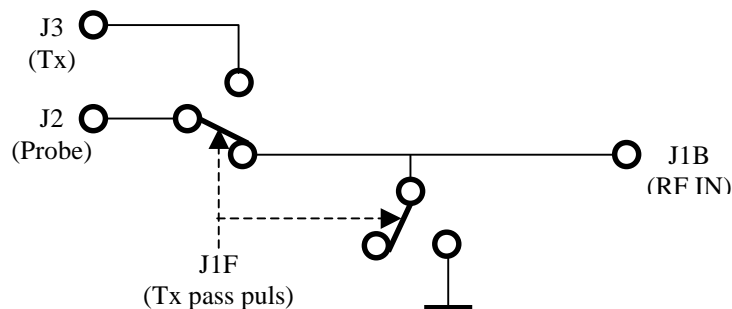
- B.3** → Rôle de l'élément 'BS 1H' avec la charge de 50Ω :

Réalise l'adaptation d'impédance à 50Ω vue du port 'Transmitter IN' lorsqu'on est hors bande passante du filtre BP 1H. Ceci évite des instabilités de l'amplificateur RF de puissance large bande.

- B.4** → Schéma équivalent simplifié de 'T/R Hotswitch' :

En transmission, toutes les diodes conduisent, le signal RF ne pourra pas circuler vers 'RF IN' ni vers la masse car la ligne $\lambda/4$ court-circuitée par D5 / D6 présente à son entrée une impédance très élevée ($\gg 50 \Omega$).

En réception, toutes les diodes sont bloquées.



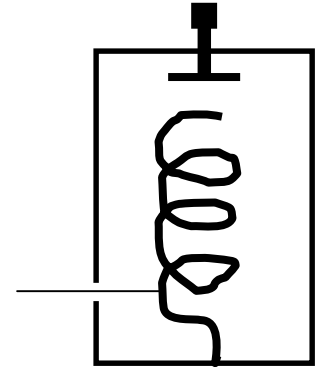
B.5 → ‘Helix Bandpassfilter’ : c’est un filtre hélicoïdal.

Il s’agit d’une ligne $\lambda/4$ raccourcie et enroulée à l’intérieur d’une cavité conductrice (cf vue en coupe). Court-circuitée à sa base, elle forme un circuit résonnant parallèle. Une capacité terminale permet d’ajuster $f_{rés}$. En général une prise intermédiaire ou une boucle magnétique à la base réalisent le couplage.

Ce circuit est un hybride de résonateur LC et ligne $\lambda/4$.

Caractéristiques :

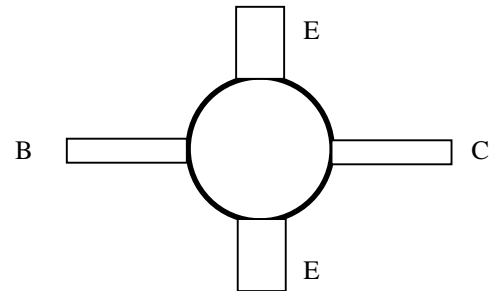
- Q élevé (> 500)
- dimensions réduites et bonne stabilité mécanique
- fréquences d’utilisation : VHF à UHF



2. Préamplificateur

B.6 → T1 et T2 sont des transistors bipolaires large bande petits signaux (amplification faible bruit jusqu’aux UHF).

B.7 → Présence de deux émetteurs sur le symbole : les liaisons entre le silicium et les pattes sont réparties ce qui permet d’abaisser l’impédance d’émetteur – en particulier l’inductance parasite. Ces transistors, utilisés en général en montage EC, présentent donc une faible contre-réaction d’émetteur, donc une meilleure stabilité aux fréquences élevées. Les boîtiers sont prévus pour les circuits à micro-rubans.



B.8 → Calcul des courants de repos I_{C1} et I_{C2} :

Hyp : $I_{b1} \ll I_{c2}$ et $I_{b2} \ll I_{c1}$

$$h_{FE} = 100 \gg 1$$

Dans ces conditions, on a

$$\begin{cases} V_{BE1} + R_{b1} \cdot I_{b1} = R_{e2} \cdot I_{c2} \\ R_{c1} \cdot I_{c1} = V_{DD} - V_{BE2} - R_{e2} \cdot I_{c2} \\ I_{c1} = h_{FE} \cdot I_{b1} \end{cases}$$

soit

$$\begin{cases} -R_{b1} \cdot I_{c1} / h_{FE} + R_{e2} \cdot I_{c2} = V_{BE1} \\ R_{c1} \cdot I_{c1} - R_{e2} \cdot I_{c2} = V_{DD} - V_{BE2} \end{cases}$$

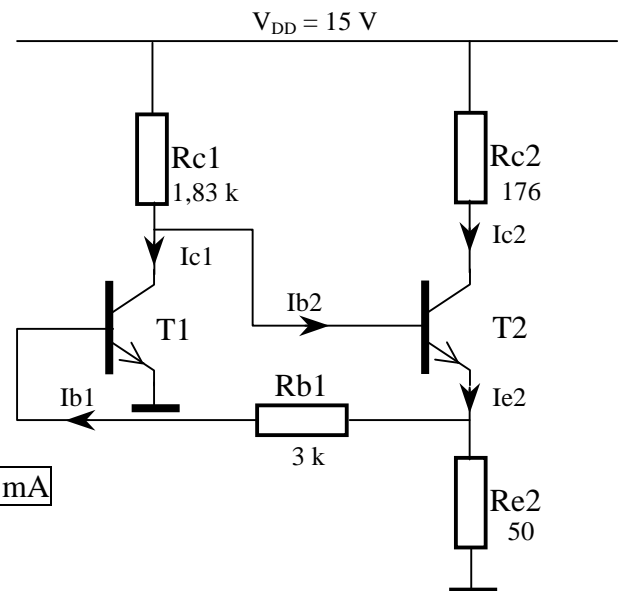
d’où

$$I_{c1} \cdot (R_{c1} + R_{b1} / h_{FE}) = V_{DD} - 2 \cdot V_{BE}$$

AN : $I_{c1} = (15 - 2 \cdot 0,7) / (1,83 + 3 / 100) \cdot 10^3 = \boxed{7,3 \text{ mA}}$

et $I_{c2} = (15 - 0,7 - 1,83 \cdot 7,3) / 50 = \boxed{18,8 \text{ mA}}$

les hypothèses sur les courants sont bien vérifiées.



→ Pour l’étage d’entrée : I_{c1} , assez faible, est choisi pour optimiser le facteur de bruit du préamplificateur.

Pour l’étage de sortie : I_{c2} , plus important, permet une meilleure résistance aux signaux forts (augmentation du point de compression P_{-1dB} , donc de la dynamique).

3. Etages de sortie

B.9 → $R_{\text{bias}} = (V_{\text{DD}} - V_d) / I_d = (15 - 5,5) / 60 \cdot 10^{-3} = \boxed{158 \Omega}$.

Cette résistance dissipe $P_D = 158 \cdot (60 \cdot 10^{-3})^2 = 569 \text{ mW}$

R47 en série avec R49 permet ainsi d'utiliser des résistances de 1/2 W.

B.10 → à $f = 400 \text{ MHz}$

$|S_{11}| = 0,09$ et $|S_{22}| = 0,12$ donc les impédances E / S sont proches de 50Ω et $K > 1$ signifie que l'amplificateur est inconditionnellement stable.

à $f = 5 \text{ MHz}$

$|S_{11}| = 0,26$ et $|S_{22}| = 0,26$ donc les impédances E / S s'éloignent de 50Ω

et $K < 1$ signifie que l'amplificateur est potentiellement instable ;

d'autre part, aux fréquences basses, $|S_{21}|$ augmente donc le gain direct aussi.

B.11 → Rôle des atténuateurs résistifs :

Ils permettent de charger les E / S avec des impédances suffisamment proches de 50Ω ($RL > 8 \text{ dB}$) pour éviter les éventuelles instabilités aux fréquences basses.

4. Bruit du système

B.12 → Facteur de bruit F d'un quadripôle :

$$F = P_{\text{NS}} / G \cdot P_{\text{NE}}$$

avec G = amplification du quadripôle

$P_{\text{NE}} = K \cdot T_0 \cdot B$; puissance de bruit à l'entrée (thermique)

P_{NS} = puissance de bruit à la sortie (thermique + quadripôle)

Hypothèses : amplification linéaire et $T_0 = 290 \text{ K}$

Remarques : on obtient $F = (P_{\text{NS}} \cdot P_{\text{SE}}) / (P_{\text{SS}} \cdot P_{\text{NE}}) = (S/N)_E / (S/N)_S$ puisque $G = P_{\text{SS}} / P_{\text{SE}}$; $F > 1$ donne la dégradation du signal en terme de bruit.

B.13 → Pour un quadripôle passif :

$$G = 1 / A$$

$$P_{\text{NS}} = P_{\text{NE}} \text{ et } P_{\text{SS}} = P_{\text{SE}} / A$$

donc $F = A$: le facteur de bruit et l'atténuation ont la même valeur.

B.14 → Voir le document DR_B14.

B.15 → Voir le document DR_B14 et

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4}$$

ou, puisque $F_1 = 1 / G_1$,

$$F = F_1 \cdot (1 + F_2 - 1 + \frac{F_3 - 1}{G_2}) + f_4 + f_5 \text{ avec } f_4 = \frac{F_4 - 1}{G_2 \cdot G_3} \text{ et } f_5 = \frac{F_5 - 1}{G_2 \cdot G_3 \cdot G_4}$$

donc

$$F_1 \approx \frac{F - f_4 - f_5}{F_2} \text{ car } (F_3 - 1) / G_2 \ll F_2 \text{ soit } F_3 \ll 1,36 \cdot 10^3 + 1$$

et si on considère f_4 et $f_5 \ll 1 < F_1$ donc F

il vient

$$F_1 \approx F / F_2 = 1,76 / 1,36 = \boxed{1,29 \text{ soit } 1,12 \text{ dB}} \text{ et } G_1 = 1 / 1,29 = \underline{0,77}$$

ainsi

$$G_3 = G / G_1 \cdot G_2 \cdot G_4 \cdot G_5 = 631 / (0,77 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 0,4) = \underline{0,13 \text{ soit } -8,7 \text{ dB}} \text{ et}$$

$$F_3 = 1 / 0,13 = \underline{7,7}$$

NB : avec ces valeurs, on vérifie $F = 2,5 \text{ dB}$ et $G = 28,2 \text{ dB}$ (donc hypothèses validées)

5. Commutation

B.16 → Diode PIN :

C'est une jonction PN avec, en sandwich, une zone I (intrinsèque – de haute résistivité). Quand elle est polarisée en direct, les trous et les électrons mettent un certain temps à se combiner. Ce temps τ appelé 'carrier lifetime' (cf. doc. HSMP-3830) correspond à la durée de vie des charges dans la zone I.

→ Spécificités :

Pour des courants RF ($f > 1$ MHz en général), la diode ne se bloque pas durant une période et présente une résistance dynamique faible pour un courant direct I_F pas très élevé.

Aux fréquences basses, elle se comporte comme une diode normale.

B.17 → Voir le document DR_B17.

B.18 → Interconnexion de deux portes de IC1 (broches 1 à 6) :

les sorties des deux portes sont connectées en parallèle => augmentation du courant de sortie disponible.

→ Possible à 3 conditions :

- les deux sorties évoluent selon la même équation logique
- les deux portes appartiennent à un même boîtier
- la technologie est C-MOS.

B.19 → Valeur maximale possible du courant de polarisation de D1 :

$$I_{D1\max} = (V_{cc} - 3.V_F) / R_{33} = (6,0 - 3,0 \cdot 7) / 100 = \boxed{39 \text{ mA}}$$

$$I_{RF\max} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{\max}}{R_c}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 400}{50}} = \boxed{4 \text{ A}}$$

On a $I_{RF\max} > I_{D1\max}$ ce qui est caractéristique du fonctionnement de la diode PIN.

B.20 → Longueur de la ligne $\lambda / 4$:

$$l = \frac{v}{4 \cdot f_{1H}} = \frac{c}{4 \sqrt{\epsilon_r} f_{1H}} = \frac{300 \cdot 10^6}{4 \sqrt{2,1} \cdot 400 \cdot 10^6} = \boxed{12,9 \text{ cm}}$$

6. Sonde

B.21 → Coefficient de qualité Q de L1 à f_{1H} :

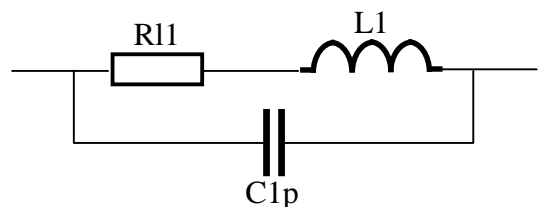
d'après fig. 10 de DA8

$$Q = 2\pi \cdot f_{1H} \cdot L1 / R11 = 2\pi \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 145 \cdot 10^{-9} / 2,08 = \boxed{175}$$

B.22 → Origine des deux valeurs données à L1 :

L1 augmente avec la fréquence lorsqu'on se rapproche de la résonance parallèle due à la capacité répartie entre les spires.

NB : comme les pertes sont fonction de la fréquence il faut paramétrer R11(f).



B.23 → Courant $I_{C2\max}$ et tension $U_{C2\max}$ supportés par C2 :

D'après fig. 11a/b de DA9, on a pour une FEM = 2 V

à $f = 400$ MHz, $I_{C2} = 96,2$ mA et à $f = 100,6$ MHz, $I_{C2} = 159$ mA ;

le cas le plus critique est le second,

donc si $P_{\max} = 130$ W, la FEM crête devient

$$FEM_{\max} = 2\sqrt{2 \cdot P_{\max} \cdot R_c} = 2\sqrt{2 \cdot 130 \cdot 50} = 228 \text{ V}$$

CORRIGE

ainsi $I_{C2\max} = I_{C2} \cdot (FEM_{\max} / FEM) = 0,159.228 / 2 = \boxed{18,1 \text{ A}}$ ou $12,8 \text{ A}_{\text{rms}}$
et puisque $X_{C2} = 1 / (2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 12,6 \cdot 10^{-12}) = 126 \Omega$
 $U_{C2\max} = X_{C2} \cdot I_{C2\max} = 126 \cdot 18,1 = \boxed{2,3 \text{ kV}}$.

B.24 → Choix du modèle de condensateur :

C2 doit supporter

une tension crête supérieure à 2,3 kV,

un courant efficace supérieur à 12,8 A

et ne doit pas perturber le champ magnétique dans la sonde.

Le modèle le mieux adapté à notre application est le $\boxed{\text{CHV1N-45-105}}$.

C - AMPLIFICATION DE PUISSANCE

1. Transformateur à lignes

C.1 → Equations qui décrivent l'association des lignes TL' et TL'' :

$$\begin{cases} V_I = V_{I'} + V_{I''} \\ -I_L = I_{I'} + I_{I''} \\ I_I = I_{I'} = I_{I''} \\ V_L = V_{I'} = V_{I''} \end{cases}$$

C.2 → Matrice hybride [H'] d'un quadripôle (TL') :

$$\begin{bmatrix} V_{I'} \\ I_{I'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h'_{21} & h'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{I'} \\ V_{I'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{I'} \\ V_{I'} \end{bmatrix}$$

Comme $V_I = V_{I'} + V_{I''}$ et $-I_L = I_{I'} + I_{I''}$
et d'autre part $I_I = I_{I'} = I_{I''}$ et $V_L = V_{I'} = V_{I''}$

on peut écrire
$$\begin{bmatrix} V_I \\ -I_L \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} H' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H'' \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_I \\ V_L \end{bmatrix}$$

soit $[H_T] = [H'] + [H'']$ la matrice résultante ou $[H_T] = 2.[H']$ car $[H'] = [H'']$

C.3 → Calcul des paramètres hybrides de TL' :

On a

$$\begin{cases} V_{I'} = V_{I''} \cos \theta - j R_c I_{I''} \sin \theta \\ I_{I'} = -I_{I''} \cos \theta + j (V_{I''} / R_c) \sin \theta \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{I'} = h'_{11}.I_{I'} + h'_{12}.V_{I''} \\ I_{I'} = h'_{21}.I_{I'} + h'_{22}.V_{I''} \end{cases}$$

donc

$$h'_{11} = (V_{I'} / I_{I'})_{V_{I''}=0} = j R_c \tan \theta$$

$$h'_{12} = (V_{I'} / V_{I''})_{I_{I'}=0} = \cos \theta - j R_c \sin \theta \quad (j \tan \theta / R_c) = \cos \theta + \sin^2 \theta / \cos \theta = 1 / \cos \theta$$

$$h'_{21} = (I_{I'} / I_{I'})_{V_{I''}=0} = -1 / \cos \theta$$

$$h'_{22} = (I_{I'} / V_{I''})_{I_{I'}=0} = j \tan \theta / R_c$$

d'où

$$\begin{bmatrix} H' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j R_c \tan \theta & \frac{1}{\cos \theta} \\ \frac{1}{\cos \theta} & j \frac{\tan \theta}{R_c} \end{bmatrix}$$

C.4 → Expression de $Z_I = V_I / I_I$:

Pour TR301, on obtient

$$\begin{cases} V_I = j 2.R_c \tan \theta . I_I + (2 / \cos \theta) . V_L & (1) \\ -I_L = - (2 / \cos \theta) . I_I + j (2 \tan \theta / R_c) . V_L & (2) \\ V_L = R_L . I_L & (3) \end{cases}$$

d'où

$$(1) \text{ et } (3) \Rightarrow V_I / I_I = j 2.R_c \tan \theta + (2 / \cos \theta) . R_L . I_I$$

$$(2) \text{ et } (3) \Rightarrow I_L (1 + j 2 \tan \theta . R_L / R_c) = (2 / \cos \theta) . I_I$$

soit finalement

CORRIGE

$$Z_I = V_I / I_I = j 2.R_c.tan\theta + [(2 / \cos\theta).R_L.2] / [\cos\theta.(1 + j 2.tan\theta.R_L / R_c)]$$

$$Z_I = \frac{4R_L}{\cos^2\theta.(1 + j2\tan\theta.\frac{R_L}{R_c})} + j2R_c.tan\theta$$

C.5 → Conditions sur les lignes pour avoir $Z_I \approx 4 R_L$:

Si $\theta \ll 1$ alors

$$Z_I \approx \frac{4R_L}{1 + j2\theta\frac{R_L}{R_c}} + j2R_c.\theta$$

$$Z_I \approx \frac{4R_L(1-\theta^2) + j2R_c.\theta}{1 + j2\theta\frac{R_L}{R_c}} \approx 4R_L \frac{1 + j\frac{1}{2}\frac{R_c}{R_L}\theta}{1 + j2\frac{R_L}{R_c}\theta}$$

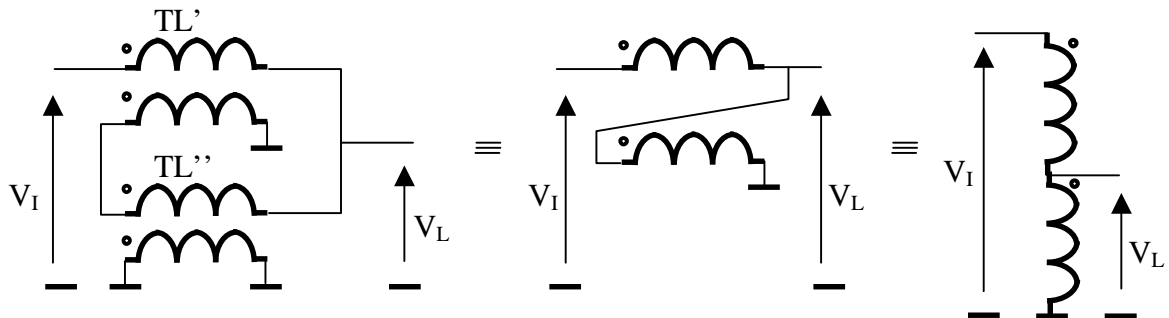
et si en plus $R_c / 2 R_L = 2 R_L / R_c$

soit $R_c = 2 R_L$ alors $Z_I \approx 4 R_L$

AN : $Z_I = 50 \Omega \Rightarrow R_L = 12,5 \Omega$ et $R_c = 25 \Omega$

C.6 → Schéma équivalent avec un transformateur traditionnel :

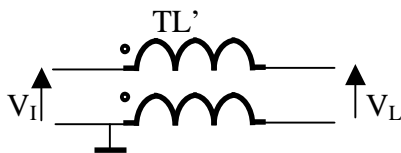
Lorsque la première condition est réalisée, on peut négliger les courants capacitifs dans les lignes et il vient



On obtient le schéma d'un autotransformateur de rapport 1/2 qui réalise $Z_I = 4 R_L$.

Le tore en ferrite sur TL' augmente la valeur de l'inductance de magnétisation ce qui permet d'améliorer le comportement du transformateur aux fréquences basses et ainsi d'augmenter sa bande passante.

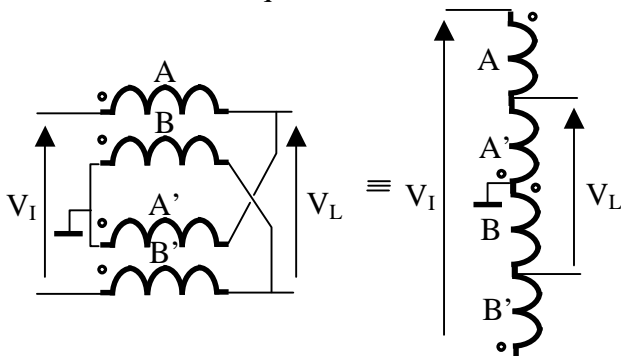
C.7 → Modèle équivalent de TR303 :



C'est un transformateur de rapport 1/1 introduisant une forte impédance de mode commun.

Il permet une liaison asymétrique vers symétrique : c'est un BALUN (BALANCED-UNBALANCED - utilisé à l'envers ici).

→ Modèle équivalent de TR304 :



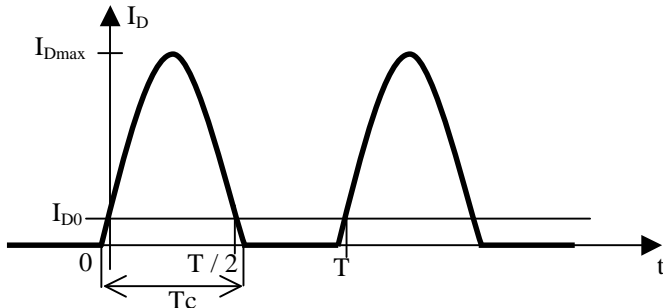
C'est un autotransformateur de rapport 1/2.

Il est symétrique en entrée et en sortie.

C.8 → Voir le document DR_C8.

2. Fonctionnement

C.9 → Classe AB :

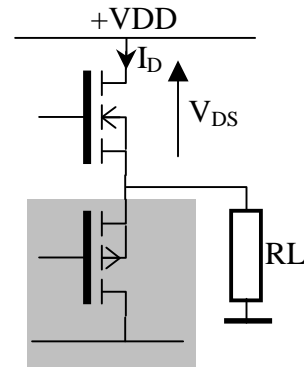
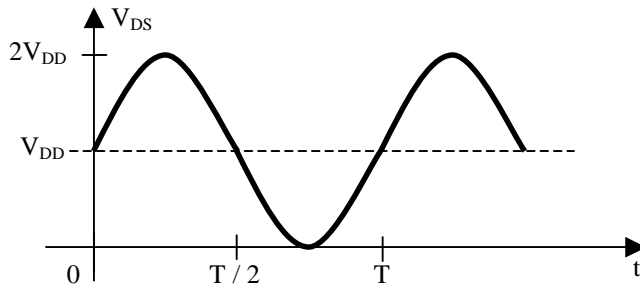


En classe AB, le transistor conduit pendant $T_c > T/2$.
Il existe un courant de repos I_{D0} .

C'est une classe quasi-linéaire en amplification sélective (montage à 1 transistor).

Avec le montage 'Push-Pull' (à 2 transistors) on atteint un bon compromis linéarité / rendement pour l'amplification large bande.

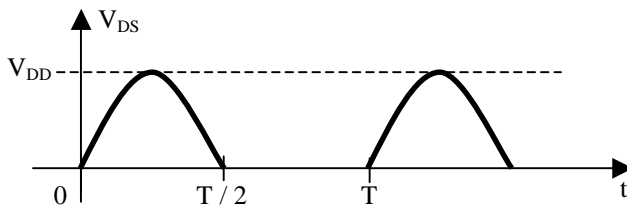
C.10 → Calcul du rendement de Drain maximum :
en classe A



$$P_L = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{RL} = \frac{V_{DD}^2}{4RL} \quad \text{et} \quad P_{alim} = V_{DD} \cdot I_{Dmoy} = \frac{V_{DD}^2}{2 \cdot RL}$$

d'où $\eta_A = P_L / P_{alim} = 50 \%$

en classe B



$$P_L = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{DD}}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{RL} = \frac{V_{DD}^2}{4RL} \quad \text{et}$$

$$P_{alim} = V_{DD} \cdot \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_{DD}(1 - \sin \omega t)}{RL} dt = \frac{V_{DD}^2}{2\pi \cdot RL} [\cos 2\pi ft]_0^{T/2} = \frac{V_{DD}^2}{\pi \cdot RL}$$

d'où $\eta_B = P_L / P_{alim} = \pi / 4 = 78,5 \%$

et pour la classe AB $50 \% < \eta_{AB} < 78,5 \%$

→ Valeurs publiées pour le BLF548 (fig. 9 de DC14) :

$\eta = 32\%$ pour $P_L = 50\text{ W}$ et $\eta = 55\%$ pour $P_L = 150\text{ W}$, en classe B à $f = 500\text{ MHz}$.

On constate que $\eta \rightarrow \eta_{\max} = 78,5\%$ quand $P_L \rightarrow P_{L\max}$ sans l'atteindre. Cet écart est dû essentiellement aux pertes dans le transistor, en particulier quand f augmente.

C.11 → Montages 'Push-Pull' :

On constate que T302 et T303 sont des transistors doubles symétriques dans leurs boîtiers. Ils ont leurs sources à la masse et sont connectés à des transformateurs de signaux symétriques (point milieu à la masse – voir C.7) à leurs entrées et sorties respectives : les signaux sont en opposition de phase.

C.12 → Avantages de ce montage :

Le montage 'Push-Pull' permet d'augmenter les impédances Z_{IN} et Z_L par rapport à celles d'un transistor alors que la mise en parallèle des transistors réduirait celles-ci. Dans notre cas (P_L élevée et VDD moyenne) cela facilite les adaptations d'impédances. D'autre part le mode de fonctionnement différentiel élimine les harmoniques pairs en sortie.

C.13 → Puissance nominale (en mW) en TR301 :

$$P_{TR301} / \text{dBm} = P_{RF\text{ in}} / \text{dBm} - \text{ATT3} / \text{dB} + G_{A301} / \text{dB} - \text{ATT4} / \text{dB} - \text{ILOSS} / \text{dB}$$

$$= +4 - 3 + 14 - 3 - 0,7 = 11,3 \text{ dBm}$$

$$\text{soit } P_{TR301} = 10^{11,3/10} = \boxed{13,5 \text{ mW}}$$

C.14 → Réseau R343-C355-L311 sur T301 :

C'est un réseau de contre-réaction, il permet d'égaliser le gain (réponse en fréquence).

C.15 → Signal BLK2 (Blanking) est au niveau bas :

si BLK2 = L alors

/OA = H et OB = L (voir TC4428, DC19) et sur le

HMC194.. (voir DC22) B = H et A = L d'où RF → RF1 = ON et RF → RF2 = OFF donc SW2 bascule l'entrée de TR301 sur R207 / C204 et inhibe le signal RF.

→ Rôle de R207 et de C204 :

R207 = charge $50\ \Omega$ sur l'entrée de l'ampli. ; évite une éventuelle instabilité de T301,
C204 = condensateur de liaison.

3. Ondes guidées

C.16 → Définition d'un paramètre S :

Entre deux ports i et j d'un quadripôle linéaire on définit, normalisées par rapport à la résistance caractéristique R_c du système,

a = onde de puissance rentrant dans un port et

b = onde de puissance sortant d'un port.

Alors

$S_{ii} = (b_i / a_i)_{b_j=0}$ le coefficient de réflexion du port i (avec le port j adapté)

$S_{ji} = (b_j / a_i)_{b_j=0}$ le coefficient de transmission du port i vers le port j (adapté).

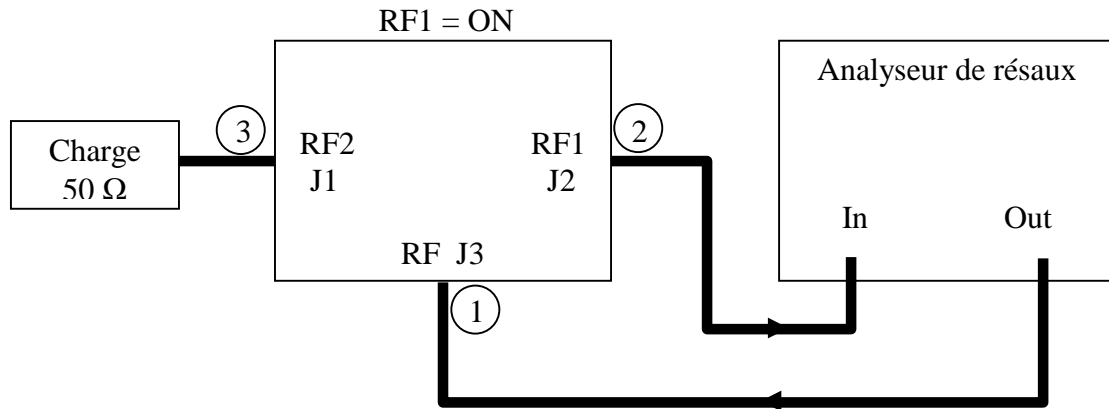
→ Dans notre cas (ports 1, 2 et 3) on obtient :

$$\begin{bmatrix} b1 \\ b2 \\ b3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s11 & s12 & s13 \\ s21 & s22 & s23 \\ s31 & s32 & s33 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a1 \\ a2 \\ a3 \end{bmatrix}$$

CORRIGE

C.17 → Schéma du montage qui a permis de relever les paramètres :

On utilise le circuit d'évaluation du constructeur (voir DC 23) avec un analyseur de réseaux vectoriel, une charge et des cordons 50 Ω et une alimentation stabilisée.
Le montage suivant permet de relever S_{11} et S_{21}



puis on mesure S_{22} et S_{12} en permutant les ports 1 et 2 et les autres paramètres s'obtiennent par permutation circulaire des ports.

Remarque :

THRU CAL sur le circuit permet de calibrer les plans de phases de référence des mesures (après y avoir soudé des connecteurs et des condensateurs de liaisons).

C.18 → Perte d'insertion, isolation et perte de retour :

$$\begin{aligned} \boxed{ILOSS / dB} &= -20 \log|S_{21}| \quad (\text{ou } S_{12}) && \text{Spécifications du constructeur (0..1 GHz)} \\ &= -20 \log(0,948) = \underline{0,46 \text{ dB}} && \underline{0,7 \text{ dB}} (< 0,9) \quad \text{voir DC 20} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \boxed{ISOL / dB} &= -20 \log|S_{23}| \quad (\text{ou } S_{32}) \\ &= -20 \log|S_{31}| \quad (\text{ou } S_{13}) \\ &= -20 \log(0,7 \cdot 10^{-3}) = \underline{43 \text{ dB}} && \underline{50 \text{ dB}} (> 45) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \boxed{RET LOSS / dB} &= -20 \log|S_{11}| \quad (\text{ou } S_{22}) \\ &= -20 \log(0,035) = \underline{29 \text{ dB}} && \underline{21 \text{ dB}} (> 18) \end{aligned}$$

On constate que les paramètres S sont plus optimistes pour ILOSS et RET LOSS que les spécifications typiques mais pas pour ISOL.

C.19 → Commutateur non réfléchitif :

le port OFF est adapté (sommairement).

$$\text{On a } \boxed{|S_{33}| = 0,331} \text{ soit } RET LOSS = 9,5 \text{ dB ou } ROS = (1 + 0,33) / (1 - 0,33) = 2,0.$$

Si le commutateur était réfléchitif, ce port se présenterait alors comme un circuit ouvert soit $S_{33} = +1$.

C.20 → Voir l'abaque de Smith en DR_C20 et

$ROS_{max} = 10$ est caractérisée par le cercle de centre (1,0) et passant par les points 0,1 et 10 sur l'axe des résistances pures. En effet, dans ce cas, on a $ROS = \max(R_L/R_c, R_c/R_L)$ selon que $R_L >$ ou $< R_c$.

C.21 → Equation du lieu à coefficient de qualité Q constant :

$$\text{On a } z_L = \frac{Z_L}{R_c} = r + jx \text{ et } \Gamma = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = \gamma_r + j\gamma_i$$

d'où

$$r-1+jx=(r+1+jx)(\gamma_r+j\gamma_i) \Rightarrow r+jx=\frac{(1-\gamma_r^2-\gamma_i^2)+j2\gamma_i}{(1-\gamma_r)^2+\gamma_i^2}$$

or $Q=\frac{|x|}{r}=\frac{2\gamma_i}{|1-\gamma_r^2-\gamma_i^2|}$

on en déduit $\gamma_r^2+(\gamma_i \pm \frac{1}{Q})^2=1+\frac{1}{Q^2}$;

donc les impédances à Q constant décrivent

les arcs de cercles de rayon $\sqrt{1+\frac{1}{Q^2}}$ et de centre $(0, \pm j\frac{1}{Q})$ tels que $r \geq 0$.

C.22 → Points A et B (charges résistives minimale et maximale) :

voir DR_C20,

ils appartiennent au cercle de $ROS_{\max} = 10$ et sont situés sur l'axe des résistances pures,

donc $Z_A = 0,1$ soit $Z_A = 5,0 \Omega$ et $Z_B = 10$ soit $Z_B = 500 \Omega$.

C.23 → Points C et D (charges avec les parties réactives minimale et maximale) :

voir DR_C20,

correspondent aux points de tangence du cercle de $ROS_{\max} = 10$ avec les cercles de réactances $\pm j5,0$,

donc $Z_C = 5,0 - j 5,0$ soit $Z_C = 250 \Omega - j 250 \Omega$ (C = 1,6 pF à 400MHz)

et $Z_D = 5,0 + j 5,0$ soit $Z_D = 250 \Omega + j 250 \Omega$ (L = 99 nH à 400MHz).

C.24 → Points E et F (charges réactives minimales et maximales (Q_{\max})) :

voir DR_C20,

correspondent aux points de tangence du cercle de $ROS_{\max} = 10$ avec les cercles de

$Q = Q_{\max}$ donc de tangentes horizontales,

donc $Z_E = 0,22 - j 0,98$ soit $Z_E = 11 \Omega - j 49 \Omega$

$Z_F = 0,22 + j 0,98$ soit $Z_F = 11 \Omega + j 49 \Omega$

et $Q_{\max} = 4,45$.

D - CONTROLE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE

1. Organisation générale

D.1 → Définitions :

* Microcontrôleur (MCU) :

microprocesseur associé à des périphériques (E / S, mémoires, timer, etc.)

* PLD :

circuit logique programmable ; structure logique avec un nombre fini de portes et de bascules mais configurable par l'utilisateur.

* DSP :

processeur de signal numérique ; processeur intégrant des fonctions spécifiques pour le calcul (multiplication câblée, bus d'opérations parallèle, etc.)

D.2 → Critères de choix :

* DSP :

nécessaire ici pour la puissance de calcul demandée en termes de rapidité et de volume.

* PLD :

doit gérer des fonctions de sécurité ; n'est pas affecté par des problèmes de 'plantage'.

* MCU :

réalise la communication et l'échange de données ; est adapté ici pour sa souplesse de programmation et la gestion des entrées / sorties.

D.3 → Caractéristiques et utilisation et avec cette carte :

* RS485 :

liaison série asynchrone différentielle adaptée au milieu industriel ; débit moyen (> 100 kbits/s) sur distance moyenne (> 1000 m).

Ici la console n'est pas toujours à proximité du spectromètre

* I2C :

bus série local ; échange de données entre circuits sur une même carte ou dans un appareil ; mode synchrone.

Utilisé ici car on dispose de CI facile à mettre en œuvre, seuls 2 fils de liaisons avec le MCU sont nécessaires.

D.4 → Conversion $P_{RF} \rightarrow V_{DC}$ (mesure d'une puissance RF) :

* Détecteur à diode :

circuit passif, très large bande mais faible dynamique (< 40 dB) car on travaille dans la zone quadratique de la caractéristique de la diode.

* Amplificateur logarithmique :

circuit actif, bonnes performances (dynamique élevée (> 90 dB), bande passante limitée – jusqu'aux UHF), offre toujours plus intéressante avec l'essor du marché des CI de télécommunications.

D.5 → Famille des CAN :

* U21 :

CAN à approximations successives ; le plus fréquemment utilisé ; bon compromis entre

son faible coût et ses performances (rapidité moyenne).

* U65 :

CAN dérivé du convertisseur flash, le plus rapide ; nécessaire ici (10 Méch / s).

D.6 → Relation pour le calcul de la puissance :

$$P = \sum_{k=1}^N U_k^2$$

→ Opération pour le calcul de la désadaptation :

la division pour obtenir le coefficient de réflexion.

2. Acquisition de la température

D.7 → Calcul de la température nominale t_{nom} :

$$V_{AIN0} = [R_T / (R_T + R78)].5 V$$

donc pour $V_{AIN0} = 0,5.VREF$ on a $R_T = R78 = 1,62 k\Omega$ car $VREF = 5 V$,

or $R_T = 6,8 k\Omega$ à $t = 25 ^\circ C$

et $R_T = (R_T / R_{25}) R_{25}$ ainsi $R_T / R_{25} = 1,62 / 6,8 = 0,238$

soit d'après le tableau (R/T characteristic = 2903)

$$t_{nom} \approx 60 ^\circ C.$$

D.8 → Calcul de la températures t_{min} :

$$V_{AIN0} = 0,8.VREF \text{ pour } R_T = 0,8.(R_T + R78),$$

soit $R_T = (0,8 / 0,2).1,62 k\Omega = 6,48 k\Omega$

ainsi $R_T / R_{25} = 6,48 / 6,8 = 0,953$

soit d'après le tableau (R/T characteristic = 2903)

$$t_{min} \approx 25 ^\circ C.$$

→ Calcul de la températures t_{max} :

$$V_{AIN0} = 0,2.VREF \text{ pour } R_T = 0,2.(R_T + R78),$$

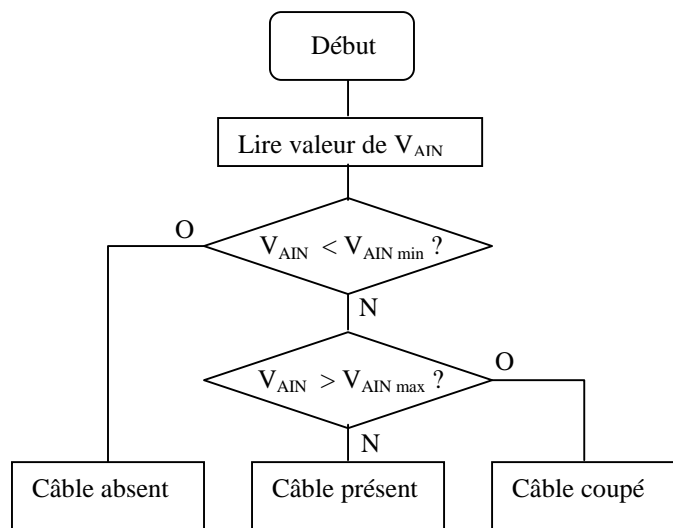
soit $R_T = (0,2 / 0,8).1,62 k\Omega = 405 \Omega$

ainsi $R_T / R_{25} = 0,405 / 6,8 = 59,6.10^{-3}$

soit d'après le tableau (R/T characteristic = 2903)

$$t_{max} \approx 100 ^\circ C.$$

D.9 → Organigramme d'un sous-programme 'TEST_CAPTEUR' :



NB : il est nécessaire que le contact soit en place s'il n'y a pas de capteur.

CORRIGE

D.10 → Le microcontrôleur est toujours maître, c'est lui qui contrôle la communication (produit l'horloge). Il peut être émetteur ou récepteur.

→ Etapes : (voir fig. 16 et 17 de DC 33))

- * transmission de l'adresse à écrire
- * transmission de l'octet de contrôle
- * transmission de l'adresse à lire (début de conversion)
- * réception des données

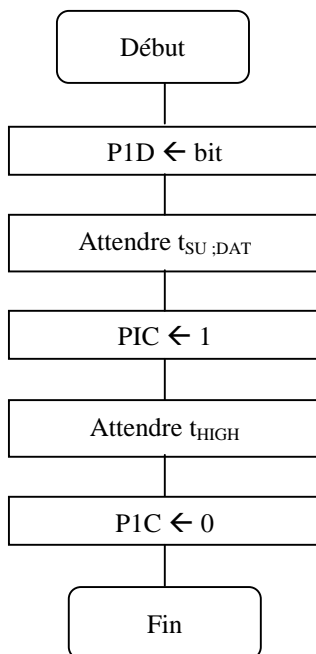
NB : il faut acquitter après chaque mot envoyé.

D.11 → Première valeur fournie par le CAN après un RESET : $\boxed{\$80}$ (voir §7.4 de DC 28)

D.12 → La lecture des données cesse dès que le MCU n'envoie plus d'acquiescement.

D.13 → Voir le document DR_D13.

D.14 → Organigramme d'un sous-programme 'ENVOI_BIT' :
(voir fig. 12 de DC 31)



→ Caractéristiques technologiques de ces broches :
PID et PIC doivent être à 'Drain ouvert' avec résistances de tirage à V_{DD} .

→ Débit binaire maximal :

$$D < f_{SCL} \text{ soit } \boxed{D_{\max} = 100 \text{ kbits/s}}$$

→ Rapidité de modulation maximale (débit des moments) :

$$R < 1 / (t_{SU;DAT} + t_r + t_{HIGH} + t_f + t_{HD;DAT})$$

donc

$$R < 1 / (0,25 + 1,0 + 4,0 + 0,3 + 0) \cdot 10^{-6}$$

$$\text{soit } \boxed{R_{\max} = 180 \text{ kbauds}}$$

3. Acquisition de la puissance

D.15 → Ponts (JP_{XX}) :

On a $V_{ADC_IN} \geq 0$, $V_{J4} < 0$ et U63B inverseur, il faut donc que U63A soit non inverseur donc $\boxed{\text{JP86 et JP87 sont fermés}}$.

$\boxed{\text{JP90 est aussi fermé}}$ car il n'y a pas d'ajustement d'offset.

→ Valeur de R174 et R176 :

$$\boxed{R174 = R176}$$

pour avoir $|A_v| = 1$ (comme pour le cas inverseur) et

$$\boxed{R174 + R176 = R180 = 10 \text{ k}\Omega}$$

pour avoir la même résistance d'entrée en J4 dans les deux cas.

D.16 → Tensions maximales extrêmes possibles à l'entrée (J4) :

AD9200 est câblé selon fig. 19 de DC 44 donc $0 \leq V_{ADC_IN} < 2 \text{ V}$ et

CORRIGE

$$A = \left| \frac{V_{ADC_IN}}{V_{J4}} \right| = 1 \cdot \frac{R_{175}}{P5 + R_{175}} \text{ soit } A_{\min} = 10 / (2,7 + 10) = 0,79 \text{ et } A_{\max} = 10 / 2,7 = 3,70$$

donc $\boxed{|V_{J4}|_{\max} = 0,54 \text{ à } 2,54 \text{ V}}$.

D.17 → Caractéristiques du signal en J4 et choix du LT1358 :

V_{J4} est une impulsion de durée $\geq 100 \mu\text{s}$ avec t_r et $t_f < 100 \text{ ns}$,

→ donc U63 doit avoir un 'slew rate' $> 2 \text{ V} / 0,1 \mu\text{s}$ soit $20 \text{ V} / \mu\text{s}$

et pour une acquisition de 10 Méch / s sur 10 bits il faut un AOP rapide.

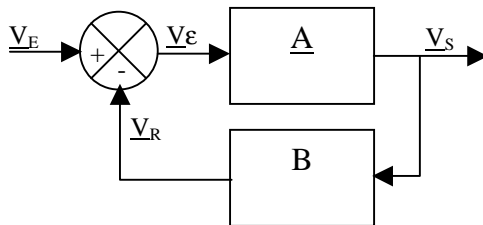
Pour le LT1358 : 'slew rate' $> 300 \text{ V} / \mu\text{s}$ et 'settling time' $\approx 100 \text{ ns}$ à 0,1 % conviennent.

D.18 → Utilité de U66A :

C'est une bascule D montée en diviseur de fréquence par 2 d'où un rapport cyclique de 1/2 nécessaire à l'architecture 'pipe line' du AD9200 qui utilise les 2 fronts d'horloge (voir fig. 31 de DC 45)

→ ADC_SYNC : signal rectangulaire de niveaux 0 et 3,3 V et $f = 20 \text{ MHz}$.

D.19 → Schéma-bloc d'un amplificateur non inverseur :

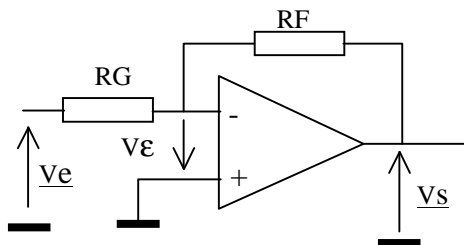


\underline{A} : amplification en BO de l'AOP

$$B = \frac{R_G}{R_G + R_F}$$

D.20 → Schéma-bloc d'un amplificateur inverseur :

avec le schéma suivant, on obtient



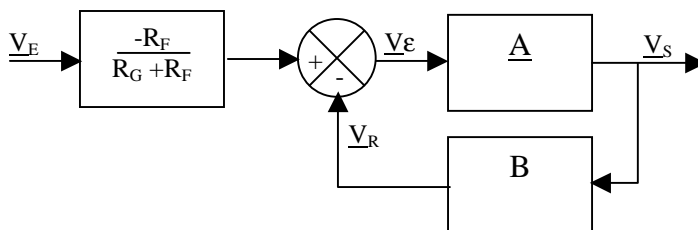
$$(\underline{V_E} + \underline{V_\epsilon}) / R_G = -(\underline{V_E} + \underline{V_S}) / R_F$$

$$\Rightarrow \underline{V_\epsilon} (1 + R_G/R_F) = -\underline{V_S} \cdot R_G/R_F - \underline{V_E}$$

soit

$$\underline{V_\epsilon} = - (R_G / (R_G + R_F)) \cdot \underline{V_S} - (R_F / (R_G + R_F)) \cdot \underline{V_E}$$

d'où le schéma-bloc



Conclusion : le comportement du système sera donc le même dans les deux cas.

D.21 → Amplification de boucle :

avec C_{IN} et C_F , B devient

$$B = \frac{\frac{R_G}{1 + R_G \cdot C_{IN} \cdot p}}{\frac{R_G}{1 + R_G \cdot C_{IN} \cdot p} + \frac{R_F}{1 + R_F \cdot C_F \cdot p}} = \frac{R_G \cdot (1 + R_F \cdot C_F \cdot p)}{R_G + R_F \cdot (1 + \frac{R_G \cdot R_F}{R_G + R_F} \cdot (C_{IN} + C_F) \cdot p)}$$

CORRIGE

$$\text{soit } \underline{B} = B_0 \frac{(1 + j \frac{f}{f_{CBZ}})}{(1 + j \frac{f}{f_{CBP}})}$$

$$\text{avec } B_0 = \frac{R_G}{R_G + R_F} = 10 / (10 + 10) = \underline{0,5}$$

$$f_{CBZ} = 1 / 2\pi R_F C_F = 1 / 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} = \underline{13,3 \text{ MHz}}$$

$$f_{CBP} = 1 / 2\pi (R_G // R_F) (C_{IN} + C_F) = 1 / 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot (1,2 + 3,0) \cdot 10^{-12} = \underline{7,58 \text{ MHz}}$$

$$\text{et } \underline{A} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_{CA}}} \text{ avec } \underline{A_0} = 65000 \text{ et } f_{CA} = G_{BW} / A_0 = 25 \cdot 10^6 / 65 \cdot 10^3 = \underline{385 \text{ Hz}} \text{ (cf DC 48);}$$

finalement

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

D.22 → Calcul de CF_{opt} :

$$\text{pour éliminer le second pôle, il faut que } \frac{1}{R_F \cdot CF} = \frac{R_G + R_F}{R_G \cdot R_F \cdot (C_{IN} + CF)}$$

$$\text{soit } \underline{CF_{opt} = C_{IN} \cdot R_G / R_F} = 3,0 \cdot 10 / 10 = \underline{3,0 \text{ pF}}$$

D.23 → Diagrammes de Bode de $\underline{T}(jf)$ pour $CF = 0$, CF_{opt} et $1,2 \text{ pF}$:

voir DR_D23

pour le tracé asymptotique $A_0 = 65000$ soit $20 \log 65000 = 96 \text{ dB}$ et $B_0 = 0,5$ soit -6 dB
donc $T_0 = +90 \text{ dB}$

$$\text{et pour } CF = 0, f_{CBP} = 1 / 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 3,0 \cdot 10^{-12} = \underline{10,6 \text{ MHz}}$$

→ Marges de phase :

dans le domaine qui nous intéresse $f \gg f_{CA}$, donc

$$\varphi \approx \arctg(f / f_{CBZ}) - \arctg(f / f_{CBP}) - 90 \text{ et } m\varphi / ^\circ = \varphi(f \text{ à } T = 0 \text{ dB}) + 180$$

* $CF = 0 \text{ pF}$

$$\varphi \approx 0 - \arctg(10 / 10,6) - 90 = -133^\circ \text{ donc } m\varphi = -133 + 180 = \underline{47^\circ}$$

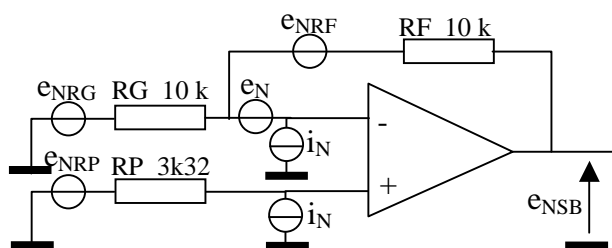
* $CF = 1,2 \text{ pF}$

$$\varphi \approx \arctg(8 / 13,3) - \arctg(8 / 7,6) - 90 = -105^\circ \text{ donc } m\varphi = -105 + 180 = \underline{75^\circ}$$

* $CF = 3,0 \text{ pF}$

$$\varphi \approx -90^\circ \text{ donc } m\varphi = -90 + 180 = \underline{90^\circ}$$

D.24 → Modèle équivalent avec les sources de bruit :



e_N, i_N : densités spectrales de bruit de U63

$e_{NRx}^2 = 4k \cdot T \cdot R_x$: densité spectrale de puissance de bruit thermique dans la résistance R_x

CORRIGE

→ Les puissances s'additionnent, on obtient donc en :

* entrée

$$e_{NEB}^2 = e_N^2 + 4kT \cdot RP + 4kT \frac{RF \cdot RG}{RF + RG} + i_N^2 \cdot RP^2 + i_N^2 \cdot \left(\frac{RF \cdot RG}{RF + RG}\right)^2$$

* sortie

$$e_{NSB} = \left(1 + \frac{RF}{RG}\right) \cdot e_{NEB}$$

AN :

$$e_{NEB}^2 = (8 \cdot 10^{-9})^2 + 1,138 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot (3,32 + 5) \cdot 10^3 \cdot 290 + (0,8 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (5 \cdot 10^3)^2$$
$$= 64 \cdot 10^{-18} + 133 \cdot 10^{-18} + 16 \cdot 10^{-18}$$

$$e_{NEB}^2 = 213 \cdot 10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

soit

$$e_{NEB} = 14,6 \text{ nV} \cdot \text{Hz}^{1/2} \text{ et } e_{NSB} = 2 e_{NEB} = 29 \text{ nV} \cdot \text{Hz}^{1/2}$$

D.25 → Densité spectrale totale e_{NST} en AIN :

avec les deux amplificateurs A et B en cascade (on suppose que chaque étage a le même bruit ramené à son entrée) on obtient

$$e_{NST} = \sqrt{e_{NSB}^2(A) + e_{NSB}^2(B)} \cdot \left(1 + \frac{RF}{RG}\right)$$

$$e_{NST} = \sqrt{(4+1) \cdot 213 \cdot 10^{-18} \cdot 2} = 65 \text{ nV} \cdot \text{Hz}^{1/2}$$

→ Bande équivalente de bruit :

en première approximation

$$B_N \approx 1 / 2\pi \cdot R175 \cdot C287 = 1 / 2\pi \cdot 10 \cdot 103,3 \cdot 9 \cdot 10^{-12} = 4 \text{ MHz}$$

D.26 → Tension de bruit totale à l'entrée AIN :

$$E_{NST} = B_N^{1/2} \cdot e_{NST} \text{ (si on suppose } e_{NST} \text{ constante dans la bande de bruit)}$$

donc

$$E_{NST} = (4 \cdot 10^{-6})^{1/2} \cdot 69 \cdot 10^{-9} = 132 \text{ } \mu\text{V}$$

$$\text{et un LSB vaut } 2 \text{ V} / 2^{10} \approx 2 \text{ mV}$$

La résolution du CAN est donc compatible avec le bruit de l'amplificateur.

Remarque : en réalité E_{NST} est plus importante (on a négligé le bruit en 1/f de U63 et on a supposé une coupure parfaite du filtre du 1^{er} ordre).

E - TRAITEMENT DU SIGNAL RMN

1. Démodulation

1.1 Démodulation simple

E.1 → Calcul de $u_D(t)$:

$$u_M(t) = K \cdot u_L(t) \cdot u_0(t) \\ = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot (\cos 2\pi(f_0 - f_L)t + \cos 2\pi(f_0 + f_L)t)$$

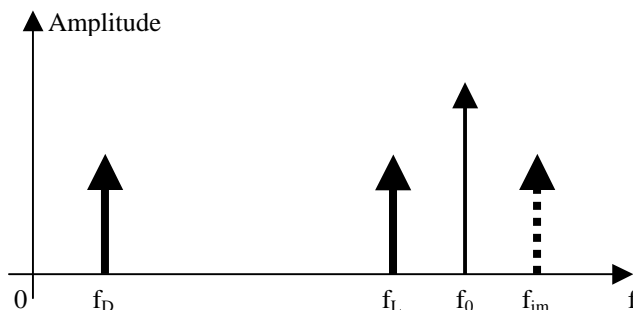
le filtre passe-bas supprime la 2^{ème} composante, donc

$$u_D(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot \cos 2\pi f_D t \text{ avec } f_D = f_0 - f_L$$

→ Valeur pertinente pour f_c :il faut que $f_{Dmax} \ll (f_0 + f_L)_{min} \approx 2f_{0min}$ et $f_{Dmin} > 2 / \tau_{min}$ (lobe principal de l'impulsion)soit $2 / 100 \mu s < f_c \ll 2.100 \text{ MHz}$ (pour le carbone 13C)donc $f_c \approx 100 \text{ kHz}$ peut convenir.

E.2 → Défaut :

c'est la réception d'un éventuel signal à la fréquence image, d'où une incertitude de l'analyse du résultat.



$$f_D = f_0 - f_L = f_{im} - f_0$$

donc

$$f_{im} = f_L + 2 f_D$$

AN :

$$f_L = 400,099 \text{ MHz}$$

$$f_0 = 400,100 \text{ MHz}$$

d'où

$$f_D = 1 \text{ kHz}$$

$$f_{im} = 400,101 \text{ MHz}$$

E.3 → Solution :

Si on éloigne f_0 de f_L , $f_D = f_0 - f_L$ est augmentée ce qui permet de rejeter f_{im} à une valeur hors de la bande de fréquences d'excitation de l'impulsion de RMN.La limitation en fréquence de f_D est imposée par les possibilités (en termes de rapidité) de la numérisation du signal et de son traitement.

1.2 Démodulation en quadrature

E.4 → Calcul de $u_{DI}(t)$, $u_{DQ}(t)$ et $u_D(t)$:

$$u_{MI}(t) = K \cdot u_L(t) \cdot u_0(t) \\ = K \cdot U_L \cdot U_0 \cdot \cos 2\pi f_L t \cdot \cos 2\pi f_0 t$$

comme en E.1, on déduit

$$u_{DI}(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot \cos 2\pi f_D t \text{ avec } f_D = f_0 - f_L ;$$

de façon similaire on a

$$u_{MQ}(t) = K \cdot U_L \cdot U_0 \cdot \cos 2\pi f_L t \cdot \sin 2\pi f_0 t$$

d'où

$$u_{DQ}(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot \sin 2\pi f_D t$$

et

$$u_D(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot (\cos 2\pi f_D t + j \cdot \sin 2\pi f_D t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot e^{j \cdot 2\pi f_D t}$$

Le choix d'une valeur pertinente pour f_c est identique à celui de E.1.

E.5 → Elimination du défaut :

Il n'y a plus le problème de la fréquence image. Comme la condition sur f_D doit satisfaire simultanément la composante réelle et la composante imaginaire, l'ambiguïté de signe est supprimée. Cela se vérifie aussi avec l'écriture de $e^{j \cdot 2\pi f_D t}$.

2. Signal FID

E.6 → Expressions de $u_{DI}(t)$, $u_{DQ}(t)$ et $u_D(t)$:

$$\text{si } u_L(t) = U_L \cos(2\pi f_L t) e^{-t/T_2}$$

il suffit de multiplier chacune des composantes par le terme e^{-t/T_2} commun, ainsi

$$u_{DI}(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot \cos 2\pi f_D t \cdot e^{-t/T_2}$$

$$u_{DQ}(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot \sin 2\pi f_D t \cdot e^{-t/T_2}$$

$$u_D(t) = K \cdot (U_L \cdot U_0 / 2) \cdot e^{j \cdot 2\pi f_D t} \cdot e^{-t/T_2}$$

→ Transformée de Fourier de $u_D(t)$:

$$\underline{U}_D(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_D(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt = K \frac{U_L U_0}{2} \int_0^{+\infty} e^{-[j2\pi(f-f_D) + \frac{1}{T_2}]t} dt = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot \frac{1}{j2\pi(f-f_D) + \frac{1}{T_2}}$$

soit

$$\underline{U}_D(f) = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot \frac{T_2 - j2\pi(f-f_D)T_2^2}{1 + (2\pi(f-f_D)T_2)^2}$$

donc

$$\text{Re}[\underline{U}_D(f)] = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot \frac{T_2}{1 + (2\pi(f-f_D)T_2)^2} \quad \text{et} \quad \text{Im}[\underline{U}_D(f)] = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot \frac{-2\pi(f-f_D)T_2^2}{1 + (2\pi(f-f_D)T_2)^2}$$

$$\rightarrow |\underline{U}_D(f)|^2 = \left(K \frac{U_L U_0}{2} \right)^2 \cdot \frac{T_2^2}{1 + (2\pi(f-f_D)T_2)^2}$$

correspond au spectre de puissance du signal.

E.7 → Spectres normalisés et centrés sur f_D :

voir DR_E7 et

$$* \text{Re}[\underline{U}_D] = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot T_2 \cdot \frac{1}{1+x^2} \quad \text{avec } x = 2\pi(f-f_D) \cdot T_2 \quad \text{et} \quad y = \text{Re}[\underline{U}_D] / (K \cdot U_L \cdot U_0 \cdot T_2 / 2)$$

B_{-6dB} est tel que $x^2 = 1$ soit $f - f_D = \pm 1 / 2\pi T_2$

$$* \text{Im}[\underline{U}_D] = K \frac{U_L U_0}{2} \cdot T_2 \cdot \frac{-x}{1+x^2} \quad \text{ce qui donne des extremums pour } x = \pm 1$$

$$* |U_D|^2 = \left(K \frac{U_L U_0}{2} T_2 \right)^2 \frac{1}{1+x^2} \text{ a les mêmes variations que } \text{Re}[U_D]$$

$$\text{avec } x = 2\pi(f - f_D) \cdot T_2 \text{ et } y = |U_D|^2 / (K \cdot U_L U_0 T_2 / 2)^2.$$

E.8 → Résolution de l'analyse spectrale :

elle dépend de la largeur de la raie, on a $B_{-6dB} = \pm 1 / \pi T_2$ sur l'axe des fréquences relatives à $(f - f_D)$.

Dans l'absolu, la résolution de l'analyse augmente avec T_2 et si celui-ci est fixé il faut augmenter le facteur d'échelle donc aussi f_D .

3. Imperfections du démodulateur

E.9 → Si $u_{MI} = u_L \cdot u_O + U_{MI0}$

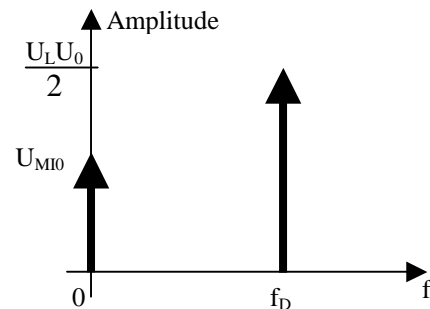
alors

$$u_D(t) = (U_L U_0 / 2) \cdot e^{j2\pi f_D t} + U_{MI0}$$

d'où

$$U_D(f) = (U_L U_0 / 2) \cdot \delta(f - f_D) + U_{MI0} \delta(f)$$

→ Il y a apparition d'une raie à $f = 0$. Pour lever le doute, il suffit de modifier f_0 ; si cette raie reste fixe alors que f_D se décale c'est un défaut.



E.10 → Remède :

Pour supprimer ce défaut, on peut décaler f_0 de façon à ce qu'aucune raie de l'échantillon ne s'approche de 0 Hz. On remplace alors le filtre passe-bas du démodulateur par un filtre passe-bande.

E.11 → Si $KI \neq KQ$; $KQ = KI + \Delta KI$

alors

$$\begin{aligned} u_D(t) &= \frac{U_L U_0}{2} (KI \cos 2\pi f_D t + jKQ \sin 2\pi f_D t) \\ &= \frac{U_L U_0}{2} [KI (\cos 2\pi f_D t + j \sin 2\pi f_D t) + j\Delta KI \sin 2\pi f_D t] \end{aligned}$$

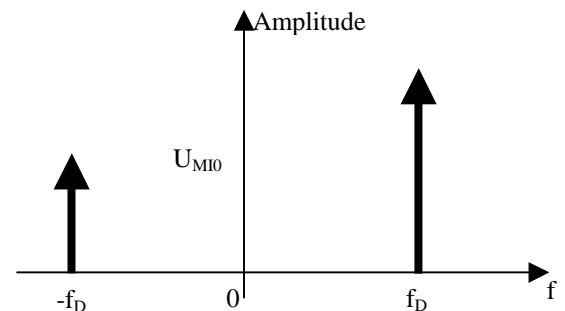
$$u_D(t) = \frac{U_L U_0}{2} [KI e^{j2\pi f_D t} + j\Delta KI \sin 2\pi f_D t]$$

d'où

$$U_D(f) = \frac{U_L U_0}{2} \left[KI \cdot \delta(f - f_D) - \frac{\Delta KI}{2} (\delta(f + f_D) - \delta(f - f_D)) \right]$$

$$U_D(f) = \frac{U_L U_0}{2} \left[(KI + \frac{\Delta KI}{2}) \cdot \delta(f - f_D) - \frac{\Delta KI}{2} \cdot \delta(f + f_D) \right]$$

→ Dans ce cas une raie apparaît à $-f_D$. Pour lever le doute, il suffit de modifier f_0 ; si la symétrie des deux (fréquences des) raies par rapport à 0 est conservée c'est un défaut.



4. Numérisation

E.12 → Dynamique (en dB) des signaux :

Dynamique = $20 \log(\text{amplitude maxi} / \text{amplitude mini})$

donc

$$\text{Dyn}_{\text{ANA}} = 20 \log(3 / 100 \cdot 10^{-6}) = \boxed{89,6 \text{ dB}}$$

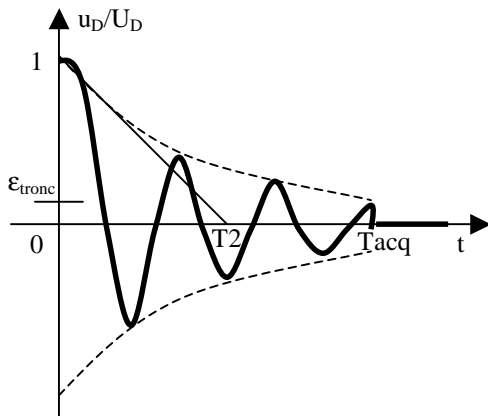
et

$$\text{Dyn}_{\text{NUM}} = 20 \log(1 / 1\text{sb}) = 20 \log 2^{12} = \boxed{72 \text{ dB}}$$

CORRIGE

La résolution du CAN est inférieure à la résolution analogique : on pourrait augmenter le nombre de bits du convertisseur.

E.13 → Allure des signaux FID :



lors de la numérisation il y a un palier de ϵ_{tronc} entre le dernier échantillon et la valeur finale (0).

$$\text{On a : } \epsilon_{\text{tronc}} / \% = 100.e^{-T_{\text{acq}}/T2}$$

soit

$$\epsilon_{\text{tronc}} = 100.e^{-200/40} = \underline{0,67 \%}$$

E.14 → Décomposition de u_D :

$u_D(t)$ devient

$$\underline{u_{D\text{tronc}}(t) = u_D(t) \cdot \text{rect}(t, T2)} \quad \text{avec } \text{rect}(t, T2) = 1 \text{ si } 0 \leq t < T2 \\ = 0 \text{ sinon}$$

on en déduit

$$\underline{U_{D\text{tronc}}(f) = U_D(f) * \text{TF}[\text{rect}(t, T2)]}$$

→ $\text{TF}[\text{rect}(t, T2)]$ est une fonction sinus cardinal donc la troncature introduit des lobes parasites au pied de la raie utile.

E.15 → $\underline{F_e = (T_{\text{acq}} / N)^{-1}} = 2^{16} / 200.10^{-3} = \underline{327,7 \text{ kHz}}$

et

$$\underline{F_{e\text{min}} = 2.f_{D\text{max}}} = \underline{2 \text{ kHz}}$$

E.16 → Définition de l'expression de $U_D(k)$:

$$\underline{U_D(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_D(n) \cdot e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}}$$

le spectre discret est périodique, de période F_e , et il contient N raies par période donc

$$F_e = N \cdot \Delta f$$

donc $\underline{\Delta f = F_e / N = 1 / N \cdot T_e}$ est la résolution en fréquence de U_D discrète

soit

$$\Delta f = 327,7 \text{ kHz} / 2^{16} = \underline{5 \text{ Hz.}}$$

E.17 → Résolution en fréquence de $U_D(f)$ analogique :

Pour $\text{Re}[U_D(f)]$ on a $\underline{B_{-6\text{dB}} = 1 / \pi T2}$ qu'on peut assimiler à la résolution analogique

$$\text{soit } B_{-6\text{dB}} = 1 / \pi \cdot 40.10^{-3} = \underline{7,96 \text{ Hz.}}$$

On a

$$\underline{\Delta f < B_{-6\text{dB}} \text{ ce qui est cohérent.}}$$

CORRIGE

DR_A1

Elément	$^{12}_6C$	$^{13}_6C$	$^{19}_9F$	1_1H	2_1H	$^{14}_7N$	$^{15}_7N$	6_3Li	$^{16}_8O$	$^{31}_{15}P$	$^{32}_{16}S$
Numéro atomique			X	X	X	X	X	X		X	
Nombre de masse		X	X	X			X			X	
Utilisable en RMN	N	O	O	O	O	O	O	O	N	O	N

Mettre une croix dans les cases des 2^{ème} et 3^{ème} lignes qui impliquent O en 4^{ème} ligne.
Mettre O ou N (Oui / Non) dans les cases de la 4^{ème} ligne.

DR_B14

	N°	Amplification	Gain / dB	Facteur de bruit	Figure de bruit /dB
Probehead Filter +Commut.	1	0,77	- 1,12	1,29	1,12
Préamplificateur	2	10^3	30	1,36	1,35
Helix Filter + Att.1	3	0,13	- 8,7	7,7	8,7
Ampli. sortie	4	16	12,0	2,29	3,6
Att.2	5	0,4	- 4	2,5	4
Global		631	28	1,76	2,45

Explicitation :

.....
2. Préamplificateur

d'après la figure 7a de DA7, à 400MHz
 $G_2 = 30 \text{ dB}$ soit 10^3 ($G = 10^{G_{\text{dB}}/10}$)
 et $F_2 = 1,35 \text{ dB}$ soit 1,36

.....
4. Ampli. sortie

d'après DC3, à 500 MHz
 $G_4 = 12 \text{ dB}$ soit 16 et
 $F_4 = 3,6 \text{ dB}$ soit 2,29

.....
5. Att.2

$G_5 / \text{dB} = - A_5 / \text{dB}$ donc $G_5 = - 4\text{dB}$ soit 0,4
 et $F_5 = A_5$

.....
Global

d'après la figure 7b de DA7, à 400MHz
 $G = 28 \text{ dB}$ soit 631
 et $F = 2,45 \text{ dB}$ soit 1,76

CORRIGE

DR_B17

TUNE on/off	REF on/off	Protect. Puls	Récepteur (fig. 2)							Commutation (fig. 3)		
			br.1 de IC2	br.7 de IC2	D1	D2 et D3	D6	D7	D8	D1 à D4	D5	D6
L	L	L	H	H	F	O	F	O	O	O	O	X
L	L	H	H	H	F	O	F	O	F	F	F	X
L	H	L	H	L	F	O	O	F	O	O	O	X
L	H	H	H	L	F	O	O	F	F	F	F	X
H	L	L	L	H	O	F	F	O	O	O	O	X
H	L	H	L	H	O	F	F	O	F	F	F	X
H	H	L	L	L	O	F	O	F	O	O	O	X
H	H	H	L	L	O	F	O	F	F	F	F	X

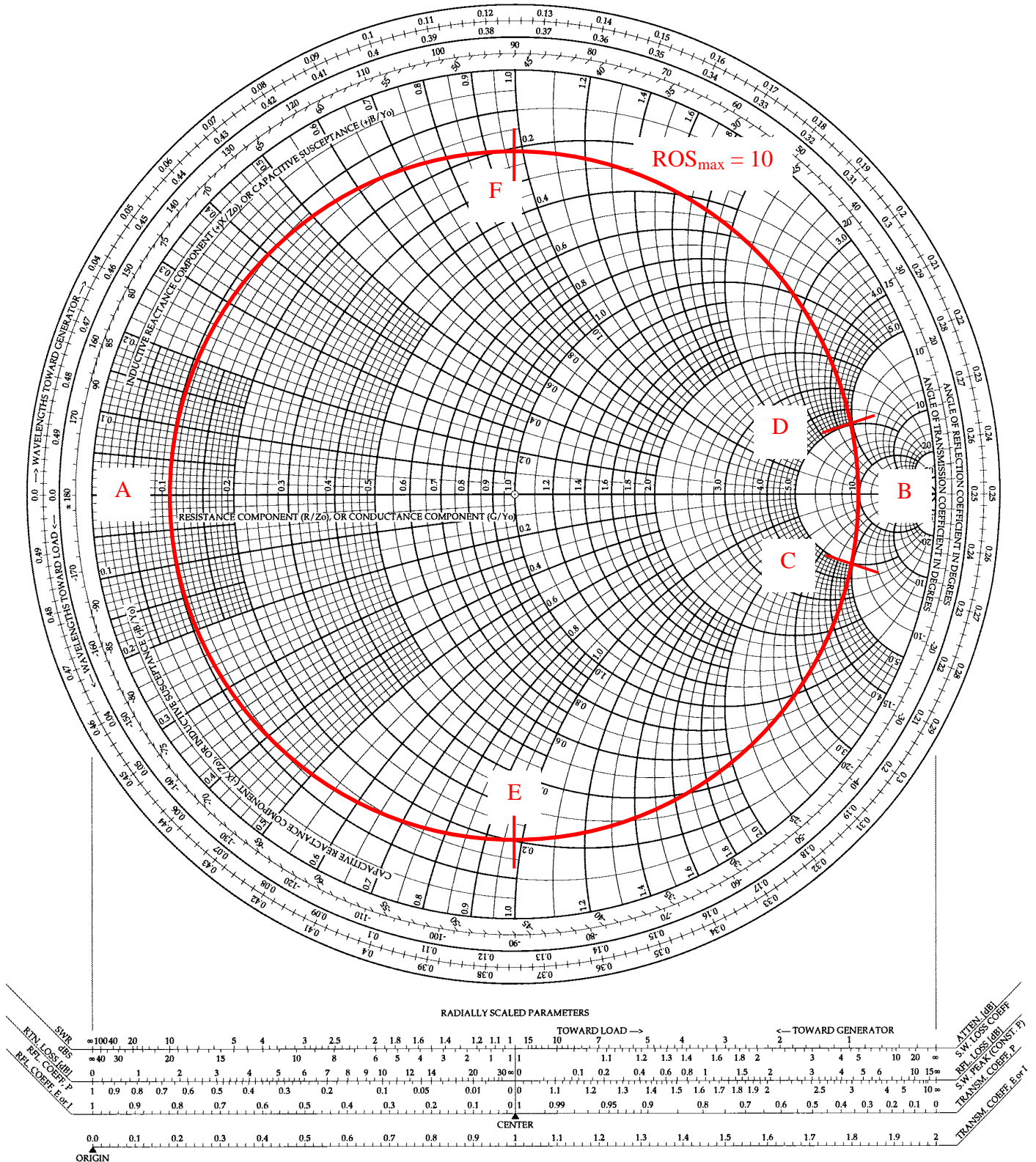
Mettre L ou H pour ICx/y et O ou F (ouvert / fermé) pour Dx

DR_C8

	Fonction	Justification
TR301	Transfo. abaisseur d'impédance 1 / 4	$Z_1 = 50 \Omega$ $Z_L = Z_{in} \text{ de T301} < 50 \Omega (\approx 5 \Omega)$
TR302	Transfo. éleveur d'impédance 4 / 1	$Z_1 = Z_L \text{ de T301} \approx 10 \Omega$ $Z_L \approx 50 \Omega \text{ (TR303)}$
TR303	Transfo. symétriseur d'impédance (sortie) ou Balun 1 / 1	Attaque TR304 symétrique
TR304	Transfo. abaisseur d'impédance 1 / 4 symétrique en E / S	$Z_1 \approx 50 \Omega$ $Z_L = Z_{in} \text{ de T302} < 50 \Omega (\approx 5 \Omega)$
TR310	Transfo. symétriseur d'impédance (entrée) ou Balun 1 / 1	$Z_L = 50 \Omega \text{ asymétrique (J302)}$

The Complete Smith Chart

Black Magic Design



CORRIGE

DR_D13

	msb							lsb	msb							lsb		
S	1	0	0	1	0	0	0	A	0	X	0	0	0	1	0	0	A	P
c1	Mot 1							c2	Mot 2							c3	c4	

	msb							lsb	msb							lsb		
S	1	0	0	1	0	0	0	A	1	0	0	0	0	0	0	0	A	...
c5	Mot 3							c6	Mot 4							c7		

	msb							lsb	msb							lsb		
...	0	0	0	0	0	0	1	A	1	0	0	0	0	0	0	1	1	P
	Mot 5							c8	Mot 6							c9	c10	

X : état indifférent

Explicitation des 'Mot i' et cases cj :

Mot 1 : adressage du PCF8591

.....000 0

∨ ↑ pour écrire

↑ A2 A1 A0 = 000

c1 ← S (start condition)

c2 ← A (acquittement du PCF8591)

Mot 2 : mot de contrôle pour le PCF8591

0X 00 0 1 00

∨ ↑ ↑ canal 0

↑ autoincrémentation

entrées unipolaires

c3 ← A (acquittement du PCF8591)

c4 ← P (stop condition)

Mot 3 : adressage du PCF8591

Comme Mot 1 mais lsb = 1 pour lire

Lance la conversion du CAN

Mot 4 : lecture du 1^{er} octet = \$80 (valeur initiale)

c7 ← A (acquittement du MCU)

Mot 5 : lecture du 2^{eme} octet → canal 0

$V_{AIN0} = 50 \text{ mV}$

On a $V_{lsb} = (V_{REF} - V_{AGND}) / 256 = 5 / 256 = 19,53 \text{ mV}$ (fig. 11 de DC 29)

Donc $N = (V_{AIN} - V_{AGND}) / V_{lsb} = (50 - 0) / 19,53 = 2,56$ soit $N = 3$

c8 ← A (acquittement du MCU)

Mot 6 : lecture du 3^{eme} octet → canal 1

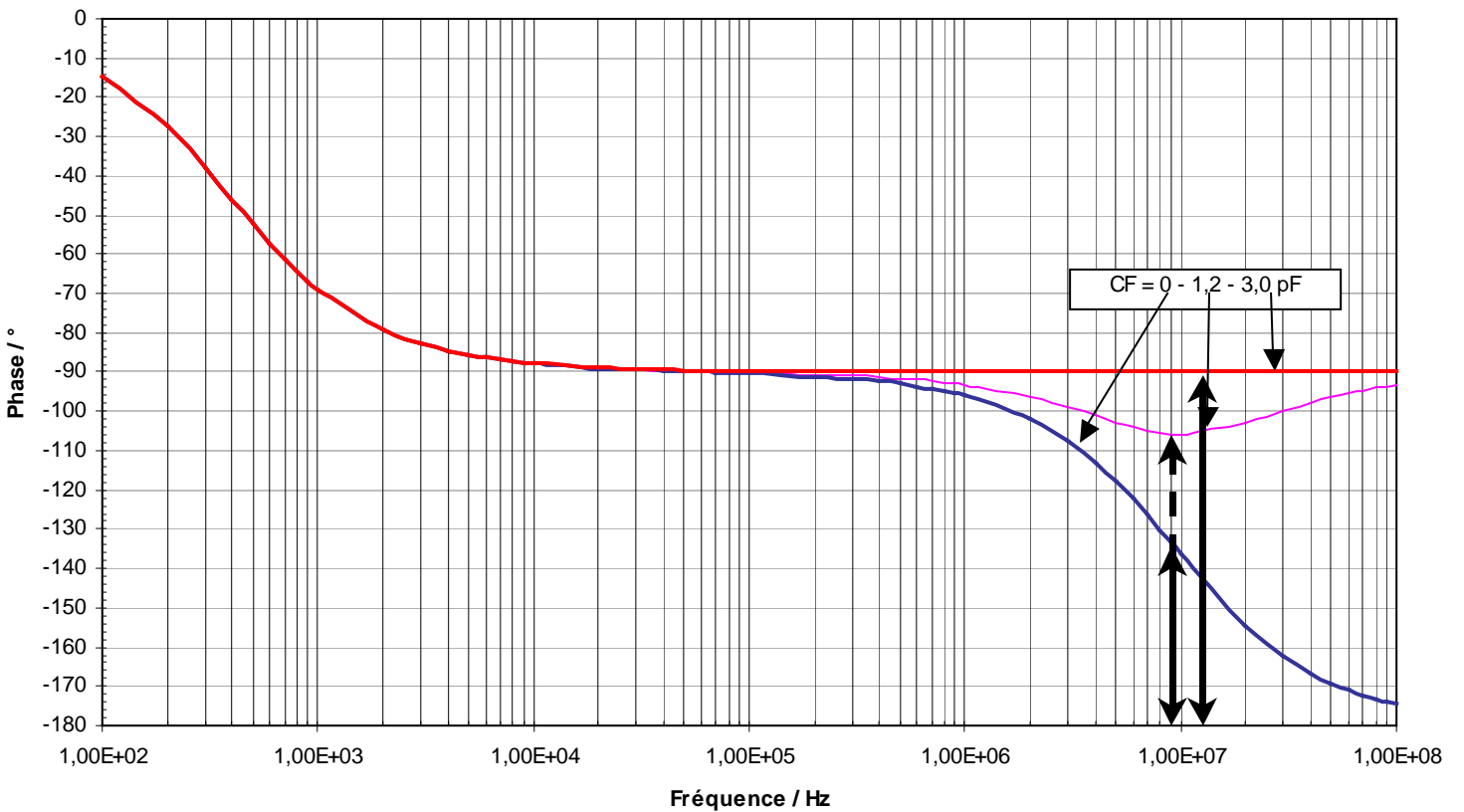
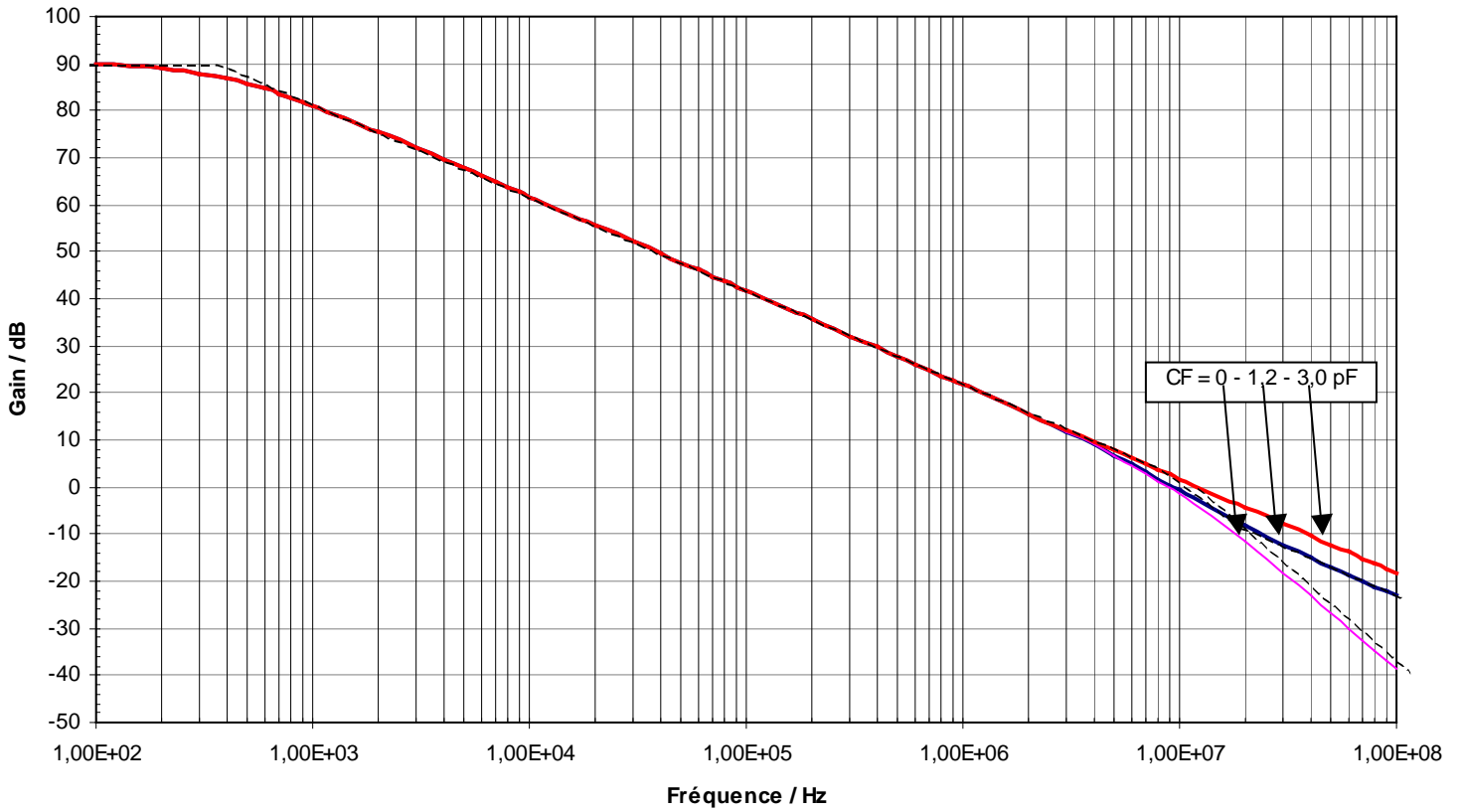
$V_{AIN0} = 2,52 \text{ V}$

Donc $N = (2520 - 0) / 19,53 = 129$

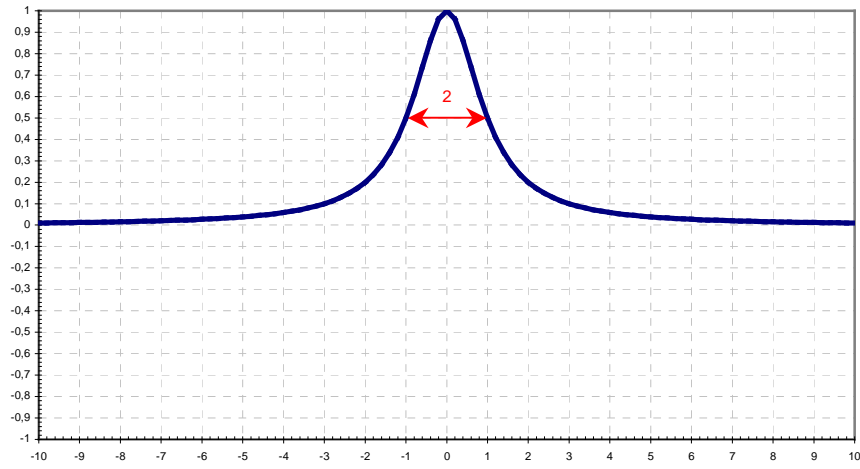
c9, c10 ← 1, P = stop conditions

CORRIGE

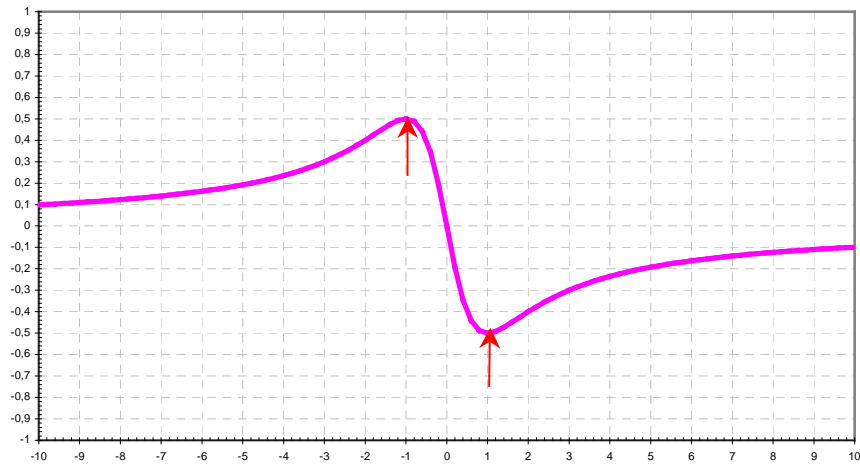
DR_D23



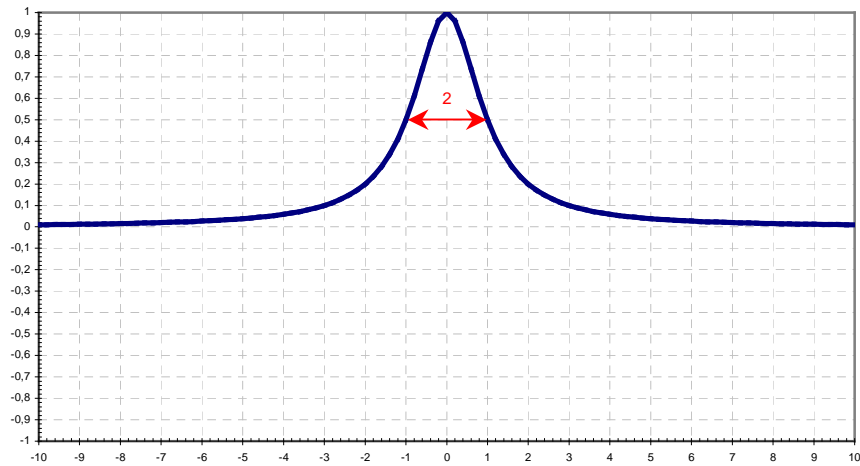
DR_E7



Spectre normalisé de $\text{Re}(\underline{U}_D)$ - Raie d'absorption



Spectre normalisé de $\text{Im}(\underline{U}_D)$ - Raie de dispersion



Spectre normalisé de $|\underline{U}_D|^2$