

A. Analyse du cahier des charges - Eléments de corrigé -

A1. Préambule :

Half Duplex = Alternat (communication dans les 2 sens mais 1 seul sens à la fois).
VHF = 30 MHz / 300MHz

A2. Signal VHF

- 1KHz pour 150 MHz $\Rightarrow 6,66.10^{-6} \rightarrow$ Quartz obligatoire
- $-10^{\circ}\text{c} / 55^{\circ}\text{c} \rightarrow$ composants professionnels voire militaires donc technologie haut de gamme
- impédance VHF 50Ω : c'est l'impédance caractéristique usuelle et optimale des transmissions et donc fondamentale pour les adaptations et les références (dBm par exemple)
- modulation FSK directe : un oscillateur donne 2 fréquences (l'une pour 0, l'autre pour 1) par action directe du signal modulant sur sa fréquence de base

A3. Emission

- Puissance nominale : 37 dBm sur 50Ω , référence 0dBm = 1mW d'où
 $P = 10^{37/10} = 5012 \text{ mW} = \boxed{5,012 \text{ W}}$
- +2dB / -3dB
 $2\text{dB} = 10\log(P_{\text{max}} / 5,012) \rightarrow \boxed{P_{\text{max}} = 7,943 \text{ W}}$
 $-3\text{dB} = 10\log(P_{\text{min}} / 5,012) \rightarrow \boxed{P_{\text{min}} = 2,512\text{W}}$
- 1200 Bauds : ici modulation directe donc binaire, dans ce cas 1baud = 1bit/s
on a un débit d'information de $\boxed{1200 \text{ bits/s}}$
- réjection harmonique $> 70 \text{ dB}$ (essentiellement harmonique 2)
 $-70 = 20\log(V_H / V_F)$ $V_H =$ Amplitude des harmoniques
 $V_F =$ Amplitude du fondamental
soit $\boxed{V_H < 3,2 \cdot 10^{-4} V_F}$
- TOS ou ROS = Taux ou Rapport d'Ondes Stationnaires
 50Ω sur TOS $< 1,5 =$ Adaptation à 50Ω environ (à concurrence d'un ROS $< 1,5$)
 - TOS incorrect (T=taux) car un taux est compris entre 0 et 1
 - or le ROS (R=Rapport) est compris entre 1 et ∞
 - "TOS" = 1,5 \Rightarrow Adaptation satisfaisante, régime d'ondes progressives
- durée d'émission limitée pour éviter de saturer une fréquence en cas de problème (contrainte imposée par la norme RS9)

A4. Réception

$$\text{dBm sur } 50 \Omega \rightarrow \text{dBm} = 10\log(V^2/R / 10^{-3}) \text{ avec } R = 50 \Omega$$
$$\text{soit } V = (R \cdot 10^{\text{dBm}/10} / 10^3)^{0,5}$$

- 107 dBm $\rightarrow 1\mu\text{V}$
- 10 dBm $\rightarrow 70,7 \text{ mV}$

A5. Alimentation

Consommation très réduite: toute la conception doit être régie par la minimisation des consommations (circuits C/MOS, mise en veille, choix des résistances, etc...)

B. Alimentation de la carte µcontrôleur – Eléments de corrigé –

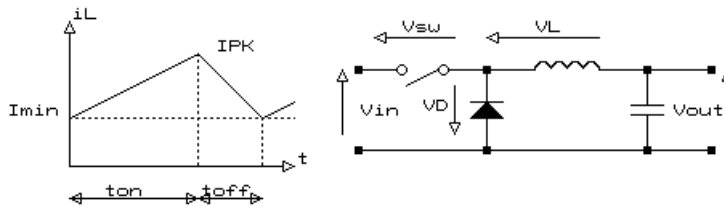
BE. Etude théorique

BE.1. Etude en boucle ouverte

BE.1.1 Conduction continue

BE.1.1.1. voir Document réponse DR1

BE.1.1.2.



a) diode bloquée (t_{on}) $v_L = V_{in} - V_{sw} - V_{out}$

$$i_L = \int \frac{v_L}{L} dt \quad \text{d'où} \quad I_{PK} = \frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{L} t_{on} + I_{min} \quad (a)$$

b) diode conductrice (t_{off}) $v_L = - (V_{out} + V_D)$

$$i_L = \int \frac{v_L}{L} dt \quad \text{d'où} \quad I_{PK} = \frac{V_{out} + V_D}{L} t_{off} + I_{min} \quad (b)$$

c) en absence de pertes

$$I_{PK} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} t_{on} + I_{min} = \frac{V_{out}}{L} t_{off} + I_{min}$$

BE.1.1.3. d'après (a) et (b) $(V_{in} - V_{sw} - V_{out})t_{on} = (V_{out} + V_D)t_{off}$

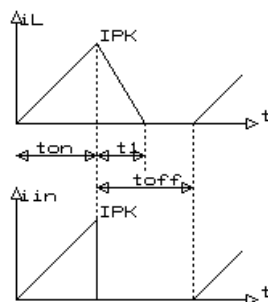
a) soit $V_{out} = \frac{(V_{in} - V_{sw})t_{on} - V_D t_{off}}{t_{on} + t_{off}}$ d'où $V_{out} = (V_{in} - V_{sw} + V_D)\alpha - V_D$

b) $\frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{V_{out} + V_D} = \frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{1}{\alpha} - 1$ d'où $\alpha = \frac{V_{out} + V_D}{V_{in} - V_{sw} + V_D}$

d) en absence de pertes : $V_{out} = \alpha V_{in} \quad (1)$

BE.1.2. Conduction discontinue

BE.1.2.1



BE.1.2.2.

$$I_{PK} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} t_{on} = \frac{V_{out}}{L} t_1 < \frac{V_{out}}{L} t_{off} \quad \text{donc } (V_{in} - V_{out})t_{on} < V_{out} t_{off}$$

et $V_{out} > \alpha V_{in}$

BE.1.2.3.

a) $P_s = V_{out} \cdot I_{out}$ et $P_e = V_{in} \cdot I_{in}$ avec I_{in} = valeur moyenne de i_{in}
en absence de pertes $P_s = P_e$

b) $I_{in} = \frac{I_{PK}}{2} \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}$ soit $I_{in} = \frac{I_{PK}}{2} \alpha$

c) comme $P_s = P_e$ il vient $I_{out} = \frac{V_{in} I_{in}}{V_{out}} = \frac{V_{in} I_{PK}}{2V_{out}} \alpha = \frac{V_{in}}{V_{out}} \frac{V_{in} - V_{out}}{2L} \frac{t_{on}^2}{T}$

soit $I_{out} = \frac{V_{in} (V_{in} - V_{out})}{2LFV_{out}} \alpha^2$

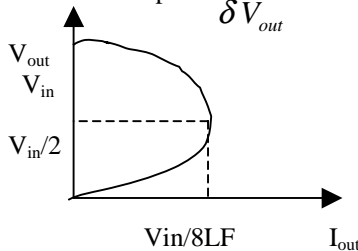
BE1.3 Conduction critique

BE.1.3.1. Les relations de conduction continue et discontinue s'appliquent

$$V_{out} = \alpha V_{in} \text{ et } I_{out} = \frac{V_{in} (V_{in} - V_{out})}{2LFV_{out}} \alpha^2 = \frac{V_{in} (V_{in} - V_{out})}{2LFV_{out}} \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2}$$

soit $I_{out} = \frac{V_{out} (V_{in} - V_{out})}{2LFV_{in}}$ avec $y = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ et $x = \frac{LFI_{out}}{V_{in}}$ $x = \frac{y(1-y)}{2}$ parabole

BE.1.3.2. extremum pour $\frac{\delta I_{out}}{\delta V_{out}} = 0$ soit pour $V_{out} = \frac{V_{in}}{2}$ alors $I_{out} = \frac{V_{in}}{8LF}$



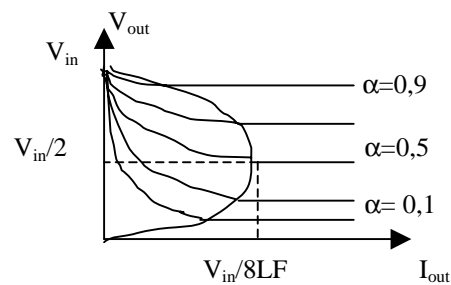
BE.1.4 Caractéristique en boucle ouverte

en conduction continue $V_{out} = \alpha V_{in}$
indépendant de I_{out}

en conduction discontinue :

$$V_{out} = \frac{(\alpha V_{in})^2}{2I_{out} LF + \alpha^2 V_{in}}$$

avec $y = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ et $x = \frac{LFI_{out}}{V_{in}}$ il vient $y = \alpha$ ou $y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{\alpha^2}}$ (hyperbole)



Conclusion : conduction continue : autorégulation

conduction discontinue : une régulation externe est obligatoire

BE.1.5 Valeur critique de l'inductance

BE.1.5.1 Conduction critique : $I_{PK} = 2 I_{out}$

BE.1.5.2 $I_{PK} = \frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{L} t_{on}$ (voir 1.1.2)

BE.1.5.3 Conduction continue : $I_{PK} < 2 I_{out}$ soit $\frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{L} t_{on} < 2 I_{out}$

d'où
$$L > \frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{2 I_{out}} t_{on}$$

BE.2 Fonctionnement en boucle fermée

En 1.4. on a vu la nécessité d'une régulation. Celle ci peut se faire en modifiant la commande de SW et notamment, entre autres solutions :

- par modulation de la largeur d'impulsions (PWM ou MLI)
on travaille avec un signal de commande permanent de période constante et rapport cyclique variable (on peut aussi faire varier la fréquence)
- par salves d'impulsions ou Burst
on travaille avec un signal de commande de période et rapport cyclique fixe mais appliqué par salves à SW (on bloque ou non le générateur d'impulsions à l'aide d'un comparateur)

BA Application Technologique

BA.2 Choix des résistances

BA.2.1 La notice indique, p.2, Comparator Trip Point Voltage = $\boxed{1.25 \text{ V}}$ (idem p.6)

BA.2.2 $V_{out} = V_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ ou $R_2 = R_1 \frac{V_{REF}}{V_{out} - V_{REF}}$

choix de la tolérance : $\boxed{1\% \text{ et } 1/4\text{W si } R_1 = 221\text{k}\Omega, R_2 = 57,6\text{k}\Omega}$ (voir block diagram p.6)

on a alors $V_{out} = 6,046\text{V}$

N.B : 2% peut convenir (moins disponible), en CMS on pourra avoir moins de 1/4W

on peut diminuer la consommation en prenant, par exemple, $R_1 = 953\text{k}\Omega$

d'où $R_2 = 255\text{k}\Omega$ ($V_{out} = 5,922\text{V}$)

ou $R_2 = 249\text{k}\Omega$ ($V_{out} = 6,034\text{V}$)

BA.2.3 Notice p.4 Courbe Max Switch Current vs R_{LIM} et Step Down $V_{in} = 12\text{V}$

→ $\boxed{R_{LIM} \# 160\Omega, 5\%, 1/4\text{W}}$

BA.3 Tolérance sur V_{out}

BA.3.1 La notice, p.2, donne 1,2 et 1,3V soit une tolérance de $\pm 0,05\text{V}$ ou 4%

BA.3.2 $V_{out} = V_{sense} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ et $\frac{\delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{\delta V_{sense}}{V_{sense}} + \frac{\delta (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2} - \frac{\delta R_2}{R_2}$

d'où $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{\Delta V_{sense}}{V_{sense}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} \right)$

A.N : $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = 5,6\%$ soit $\Delta V_{out} = \pm 0,336\text{V}$ $\boxed{5,6 \text{ V} \leq V_{out} \leq 6,34\text{V}}$

BA.4 Choix des condensateurs

BA.4.1 Rôle : compenser les chutes de tension dues aux appels de courant et à la résistance interne de la batterie d'alimentation

Tantale, $V_{max} > 30\text{V}$, 100 ou 220 μF , faible ESR, tolérance non critique et mettre un céramique

10 ou 22nF/ 35V_{mini} en parallèle

BA.4.2 Notice p.2 : $\boxed{f_{osc} = 63 \text{ kHz}}$ (période # 16 μs)

BA.4.3 $\Delta V_3 \# 0,068\text{V}$ période #111 μs que l'on peut arrondir à 110

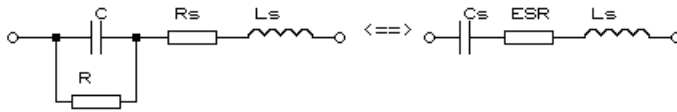
BA.4.4 $\Delta V_2 = \Delta V_3 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \# 14\text{mV}$ (donc entre 1,25 et 1,264V) soit $\boxed{h = 14\text{mV}}$

BA.4.5 Lorsque l'oscillateur est bloqué, C_2 fournit I_{out} , cela dure environ 57 μs (fig 4)

$C_2 \cdot \Delta V_3 = I_{out} \Delta t$ donc $C_2 = \frac{I_{out} \Delta t}{\Delta V_3} \# \frac{10^{-1} \cdot 57 \cdot 10^{-6}}{68 \cdot 10^{-3}} \# 84 \cdot 10^{-6}$

d'où $\boxed{C_2 : 100\mu\text{F}, \text{tolérance } 20\%, 10 \text{ ou } 16\text{V}, \text{faible ESR}}$

BA.4.6.



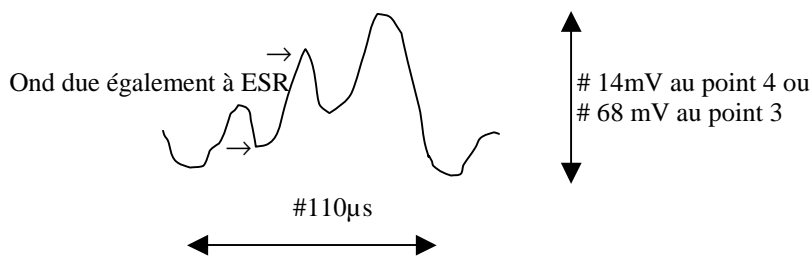
$$Z = jL_s\omega + R_s + \frac{R}{1 + jRC\omega} \quad Z = jL_s\omega + (ESR) + \frac{1}{jC_s\omega}$$

par identification $C_s = C(1 + \frac{1}{(RC\omega)^2})$ et $ESR = R_s + \frac{R}{1 + (RC\omega)^2}$

ESR tend vers R_s si $\omega \rightarrow \infty$ (en absence d'effet de peau)

$$\frac{P}{Q} = \frac{1}{\text{tg}\varphi} = \text{tg}(\frac{\pi}{2} - \varphi) = \text{tg}\delta = \frac{ESR}{L_s\omega - \frac{1}{C_s\omega}} = \frac{(ESR)C_s\omega}{1 - L_sC_s\omega^2}$$

L'ondulation due à l'ESR pendant que l'oscillateur fonctionne va pratiquement doubler



BA.5 Choix de l'inductance L₁

BA.5.1 voir document réponse DR2

BA.5.2 $I_{PK} = \frac{2I_{out}}{\delta}$ d'où $\delta \# 0,5$

BA.5.3 $I_{PK} = \frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{L_1} t_{on}$ (voir 1.1.2) or $I_{PK} = 4 I_{out}$

$L_1 = \frac{V_{in} - V_{sw} - V_{out}}{2I_{out}} t_{on} \delta$ la notice permet d'avoir $t_{on} = 9\mu s$, $V_{sw} \# 0,9V$

d'où $L_1 = \frac{12 - 0,9 - 6}{2 \cdot 10^{-1}} \cdot 9 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5$ soit $L_1 \# 115\mu H$

il s'agit là de la valeur minimale assurant une conduction continue

BA.6 Réalisation de l'inductance

BA.6.1

Perméabilité effective : en présence d'un entrefer ϵ , perméabilité relative d'un circuit équivalent sans

entrefer $\mu_e \# \frac{l}{\epsilon}$ $l =$ longueur de la ligne de force moyenne ($\mu_r \gg 1$)

Longueur effective, Section effective :

circuit magnétique = somme de tronçons élémentaires de longueur l et de section d'aire A

$$l_e = A_e \sum \frac{l}{A} \quad \text{et} \quad A_e = \frac{\sum \frac{l}{A}}{\sum \frac{l}{A^2}}$$

facteur de perméance:

$$c = \frac{\mu_0 10^6}{\sum \frac{l}{A}} \quad \text{en nH}$$

inductance spécifique : inductance d'une spire sur le noyau : $A_L = c \mu_e$ en nH

$$\text{BA.6.2} \quad \Phi_{\max} = L I_{\max} = \frac{n^2 \mu A_e B_{\max} l_e}{l_e n \mu} \quad \text{car} \quad i = \frac{h l_e}{n} = \frac{b l_e}{n \mu}$$

soit $\boxed{L I_{\max} = n B_{\max} A_e}$ (définition même du flux)

$$\text{BA.6.3} \quad s = \frac{I}{J} \quad \text{et} \quad \boxed{S_b \geq \alpha n \frac{I}{J}}$$

$$\text{BA.6.4} \quad \text{des 2 relations précédentes on en déduit} \quad A_e S_b \geq \frac{\alpha L I_{\max} I}{J B_{\max}}$$

BA.6.5 On choisit en général B_{\max} en début du coude de saturation du matériau

Avec $B_{\max} = 0,3\text{T}$, $\alpha = 2,5$, $J = 5 \text{ A/mm}^2$, $I = 0,1\text{A}$, $I_{\max} = 0,4\text{A}$, $L = 220 \cdot 10^{-6}$

$A_e S_b \geq 14,7 \cdot 10^{-12} \text{ Pot FP9x5}$ $A_e = 10 \cdot 10^{-6}$, $S_b = 3,2 \cdot 10^{-6}$

soit $\boxed{A_e S_b = 32 \cdot 10^{-12} \text{ donc convient}}$

$$\text{BA.6.6} \quad \text{si } \varepsilon = 0,11\text{mm}, A_l = 100\text{nH} \quad n^2 = \frac{L}{A_l} = \frac{220 \cdot 10^3}{100} = 2200 \quad \text{d'où} \quad \boxed{n = 47 \text{ spires}}$$

$$\text{vérification : } S_b = 2,5 \cdot 47 \cdot \frac{0,1}{5 \cdot 10^6} = 2,35 \cdot 10^{-6} \quad \text{le bobinage rentre dans la carcasse}$$

L'entrefer se justifie par la composante continue

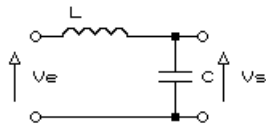
BA.7 Choix de la diode

faible chute de tension

Vitesse

préconisée par la notice du 1107

BA.8 Filtre supplémentaire



BA.8.1 Filtre passe-bas

$$\text{BA.8.2} \quad \frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{1 + LCp^2} \quad \text{d'où} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

L'ondulation comporte 2 fréquences

- l'une fixe à 63kHz

- l'autre variable, fonction de I_{out}

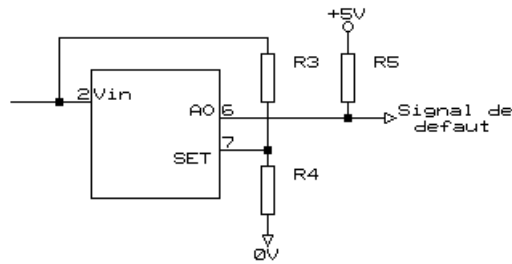
Le filtre LC peut être dimensionné pour atténuer l'ondulation à fréquence fixe

$L = 10\mu\text{H}$ et $C = 10\mu\text{F}$ donne $f_0 \approx 40\text{kHz}$, solution acceptable

soit $\boxed{L = 10\mu\text{H} \text{ à } 50\text{kHz}, C = 10\mu\text{F} \text{ } 10 \text{ ou } 16\text{V}, \text{ tolérances non critiques}}$

BA.9 Détection de batterie faible

BA.9.1



R_5 = résistance de tirage $100k\Omega$ $\frac{1}{4}W$, R_3 et R_4 telles que $V_{in} = V_{REF} \frac{R_3 + R_4}{R_4}$

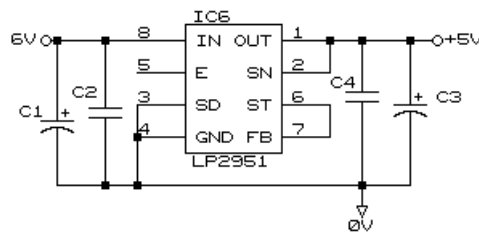
avec $V_{in} = V_{bat\ mini} = 10V$, $V_{REF} = 1,25V$ d'où le choix possible pour une faible consommation:

$$R_3 = 953k\Omega, R_4 = 137k\Omega, 1\%, \frac{1}{4}W$$

BA.9.2 on ajoute une résistance de quelques $M\Omega$ entre SET et AO

BA.10 Régulateur 5V

BA.10.1



Les capacités externes, indispensable à la stabilité des régulateurs linéaires, sont en général préconisées par le constructeur. Ici on peut adopter :

$$C_3, C_1 : 4,7\mu F \text{ ou } 10\mu F / 10V / \text{Tantale } \pm 20\% \text{ ESR} < 1\Omega$$

$$C_4, C_2 : 10nF \text{ céramique} / 10V / \pm 20\%$$

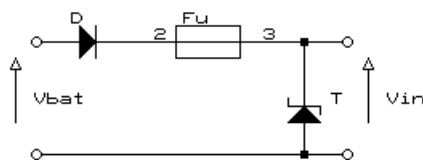
N.B: le condensateur du filtre de la question 8 peut servir de condensateur d'entrée C_1

BA.10.2

1. Régulateur linéaire et non à découpage : meilleures performances, non polluant
2. Très faible dropout voltage (0,37V à 100mA) indispensable ici
3. Faible consommation interne ($I_a = 75\mu A$)

BA11 Schéma structurel général

BA.11.1



D : diode Schottky (faible V_D); Fu : fusible temporisé (aM) $> 0,5A$; T : Transil

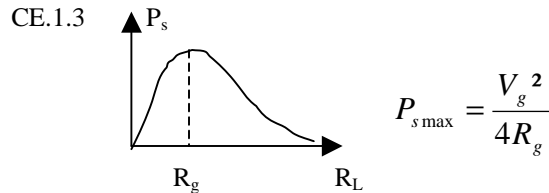
BA.11.2 voir document réponse DR3

C. Adaptation en Puissance – éléments de corrigé-

CE Etude théorique

$$CE.1.1 \quad P_s = \frac{V_s^2}{R_L}, \quad V_s = \frac{V_g R_L}{R_L + R_g} \quad \rightarrow \quad \boxed{P_s = V_g^2 \frac{R_L}{(R_L + R_g)^2}}$$

$$CE.1.2 \quad \frac{\delta P_s}{\delta R_L} = V_g^2 \frac{R_g - R_L}{(R_g + R_L)^3} \quad \text{nulle si } R_g = R_L \text{ d'où un maxi de } P_s$$



CE.2.1

$$p = v_g \cdot i = V_g I \cos \varphi + V_g I \cos(2\omega t - \varphi) = V_g I \cos \varphi (1 + \cos 2\omega t) + V_g I \sin \varphi \sin 2\omega t$$

$$CE.2.2 \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt \quad \text{avec } T = \frac{2\pi}{\omega} \quad \text{soit } P = V_g I \cos \varphi$$

$$CE.2.3 \quad S = V_g I, \quad P = V_g I \cos \varphi, \quad Q = V_g I \sin \varphi$$

$$CE.2.4 \quad \underline{S} = \underline{V}_g \cdot \underline{I}^* \quad (\underline{I}^* \text{ conjugué de } \underline{I}) \quad \text{soit } \boxed{\underline{S} = V_g I \cos \varphi + j V_g I \sin \varphi}$$

ou $\underline{S} = P + jQ$

$$CE.2.5 \quad P_s = R_L |I|^2 = V_g^2 \frac{R_L}{(R_L + R_g)^2 + (X_L + X_g)^2}$$

$$CE.2.6 \quad P_s \text{ est maxi pour } \boxed{\underline{Z}_L = \underline{Z}_g^*} \quad \text{soit } R_L = R_g \text{ et } X_L = -X_g \quad P_{s \max} = \frac{V_g^2}{4R_g}$$

CA. Application technologique

CA.1 Adaptation par circuits en L

CA.1.1 si X_s est capacitive, X_p est inductive et vice versa ($\underline{Z}_s = \underline{Z}_p^*$)

CA.1.2 2 cas de figure possibles ($Z_s = Z_{\text{générateur}}$, $Z_p = Z_{\text{charge}}$ circuit A ou vice versa circuit B)

1) $Z_{s \text{ inductif}} \underline{Z}_s = R_s + jX_s$, avec $X_s = L\omega$ Y_p capacitive $\underline{Y}_p = \frac{1}{R_p} + \frac{j}{X_p}$, avec $X_p = 1/C\omega$

2) $Z_{s \text{ capacitif}} \underline{Z}_s = R_s - jX_s$, avec $X_s = 1/C\omega$ Y_p inductif $\underline{Y}_p = \frac{1}{R_p} - \frac{j}{X_p}$, avec $X_p = L\omega$

Dans les 2 cas $\underline{Z}_s = \left(\frac{1}{\underline{Y}_p}\right)^*$ d'où égalité complexe (égalité parties réelles et égalité parties imaginaires)

$$\text{soit par exemple } R_s + jX_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{X_p R_p^2}{R_p^2 + X_p^2}$$

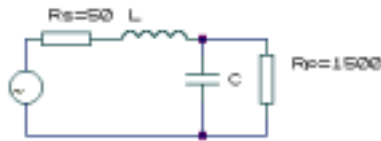
$$\text{égalité des parties réelles} \Rightarrow Q_p = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad \text{ou encore } Q_p^2 = \frac{R_p}{R_s} - 1$$

égalité des parties imaginaires $\Rightarrow Q_s = Q_p = Q$

on doit avoir $R_p/R_s > 1$ d'où, en référence à l'étude théorique (CE) où R_g = résistance du générateur et R_L = résistance de charge, par identification à R_s et R_p :

- si $R_g > R_L$ $R_g = R_p$ Générateur = Branche // \rightarrow circuit B
- si $R_g < R_L$ $R_g = R_s$ Générateur = Branche série \rightarrow circuit A

CA.1.3 $R_g < R_L \rightarrow$ circuit A



$$\omega = 2 \pi \cdot 21,4 \cdot 10^6 \quad Q = \sqrt{\frac{1500}{50} - 1} = 5,385 \quad X_s = QR_s = L\omega = 50 \cdot 5,385$$

$$L = 2,02 \mu\text{H} \rightarrow \text{choix } \boxed{L = 2,2 \mu\text{H}}$$

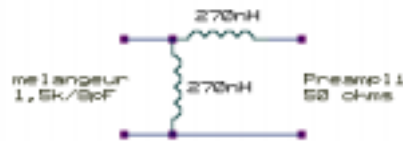
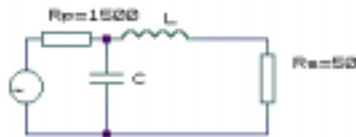
$$X_p = \frac{R_p}{Q} = \frac{1500}{5,385} = \frac{1}{C\omega} \quad C = 26,7 \text{ pF} \rightarrow \text{choix } \boxed{C = 27 \text{ pF}}$$

Filtre de type passe-bas (bloque les harmoniques)

CA.1.4

$R_g > R_L \rightarrow$ circuit B

$$\omega = 2 \pi \cdot 151,65 \cdot 10^6 \quad Q = 5,385 \text{ d'où } L = 0,285 \mu\text{H} \text{ et } C = 3,77 \text{ pF}$$



\rightarrow choix $L = 270 \text{ nH}$, $C = 3,9 \text{ pF}$ Filtre de type passe-bas

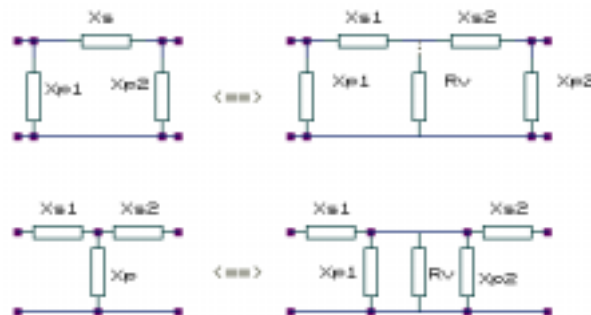
CA.1.5

$8 \text{ pF} > 3,77 \text{ pF}$ soit $4,23 \text{ pF}$ d'excédent : on utilise une bobine en parallèle résonant avec ces

$$4,23 \text{ pF} \quad L_2 = \frac{1}{C\omega^2} = \frac{10^{12}}{4,23 \cdot (2\pi \cdot 151,65 \cdot 10^6)^2} = 0,26 \cdot 10^{-6} \text{ soit } 260 \text{ nH} \text{ choix } 270 \text{ nH}$$

CA.2 Adaptation par circuits en PI

CA.2.1



On réalise, en fait, coté source et coté charge, une adaptation à R_v avec de chaque coté un circuit en L d'où la possibilité, en choisissant R_v , de choisir un Q d'un coté (en général coté charge)

circuit en PI : R_v doit être inférieure à R_{source} et R_{charge}

circuit en Té : R_v doit être supérieure à R_{source} et R_{charge}

Les réactances doivent respecter X_s capacitive, X_p inductive ou vice versa

CA.2.2

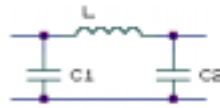


$$Q_L = 12 = \sqrt{\frac{R_L}{R_v} - 1} \quad \text{soit } R_v \neq 10,3\Omega \quad (\text{on vérifie } R_v < R_g)$$

$$X_{p2} = \frac{R_L}{Q_L} = \frac{1500}{12} = 125\Omega \quad \text{et } X_{s2} = Q_L \cdot R_v = 10,3 \cdot 12 = 124\Omega$$

$$Q_g = \sqrt{\frac{R_g}{R_v} - 1} = 1,96 \quad X_{p1} = \frac{R_g}{Q_g} = \frac{50}{1,96} = 25,5\Omega \quad X_{s1} = R_v \cdot Q_g = 10,3 \cdot 1,96 = 20,3\Omega$$

$L\omega = X_{s1} + X_{s2}$ avec $\omega = 2\pi \cdot 21,410^6$ il vient donc $L = 1,07\mu\text{H}$, $C_1 = 292\text{pF}$, $C_2 = 60\text{pF}$
choix : $L = 1\mu\text{H}$, $C_1 = 270\text{pF}$, $C_2 = 68\text{pF}$



CA.2.3

CA.2.3.1



$$\omega = 2\pi \cdot 21,410^6 \quad C_B \text{ et } C_{1A} \text{ même nature donc problème} \rightarrow jL_2\omega - \frac{j}{C_3\omega} = -\frac{j}{C_A\omega} \quad (1)$$

CA.2.3.2

On obtient 2 circuits en L (Cb, L2 et C3, L1) pour lesquels Rv est la résistance série

$$\text{Coté charge } Q_L = \sqrt{\frac{R_L}{R_v} - 1} \quad \text{Coté Source } Q_g = \sqrt{\frac{R_g}{R_v} - 1}$$

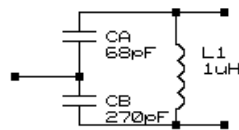
Si $R_v = 10\Omega$ il vient $Q_L = 12,2$ et $Q_g = 2$ d'où

$$L_1\omega = \frac{1500}{12,2} = 123\Omega \quad \text{soit } L_1 = 0,915\text{H} \quad \frac{1}{C_3\omega} = 12,2 \cdot 10 = 122\Omega \quad \text{soit } C_3 = 61\text{pF}$$

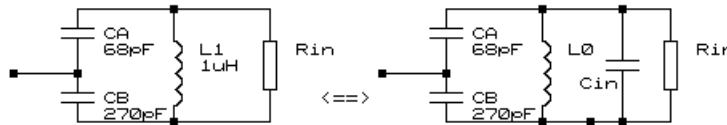
$$\frac{1}{C_B\omega} = \frac{50}{2} = 25\Omega \quad \text{soit } C_B = 297\text{pF} \quad L_2\omega = 2 \cdot 10 = 20\Omega \quad \text{soit } L_2 = 0,15\mu\text{H}$$

$$\text{de (1) on tire } C_A = \frac{C_3}{1 - L_2 C_3 \omega^2} \quad \text{soit } C_A = 73\text{pF}$$

- en négligeant C_{in} : on peut donc choisir $L_1 = 1\mu\text{H}$, $C_B = 270\text{pF}$, $C_A = 68\text{pF}$



- en tenant compte de $C_{in} = 3\text{pF}$ (voir notice)
on peut en identifiant les 2 schémas suivant trouver la valeur de L_0 remplaçant L_1



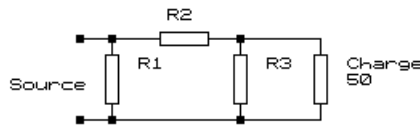
$$Z = jL_1\omega$$

$$Z = \frac{jL_0\omega}{1 - L_0C_{in}\omega^2}$$

soit $L_0 = \frac{L_1}{1 + L_1C_{in}\omega^2}$, avec $L_1 = 0,915\mu\text{H}$ il vient $L_0 = 0,872\mu\text{H}$: on peut choisir $0,82\mu\text{H}$

CA.2.3.3 Atténuateur résistif 50Ω

schéma possible :

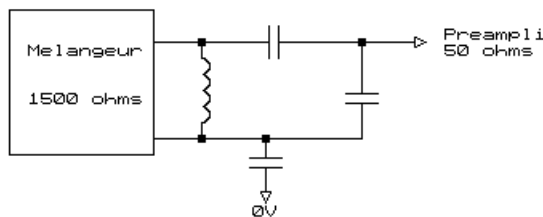


l'adaptation étant symétrique $R_1 = R_3 = R$, en appelant $R_4 = \frac{50R}{50 + R}$ il vient

$$\frac{R_4}{R_4 + R_2} = 0,1 \text{ (atténuation) et } \frac{R(R_2 + R_4)}{R + R_4 + R_2} = 50 \text{ (adaptation)}$$

d'où $R = 61,1\Omega$ et $R_2 = 247,5\Omega$: on peut choisir (série E96) $R_2 = 249\Omega, R_1 = R_3 = 60,4\Omega \text{ } \frac{1}{4}\text{W } 1\%$

CA.2.3.4



CA.2.3.5.1 Gain de conversion : rapport $\frac{IF_{output}}{RF_{input}}$ exprimé en dB ou non

Point de compression à 1dB: point où la saturation fait perdre 1dB par rapport au fonctionnement linéaire théorique

Point d'interception IP3: intersection des 2 courbes de gain

- pour le fondamental
- pour l'harmonique 3

CA.2.3.5.2 voir les 3 repères sur la Fig 14 de la notice ci dessous

- 1) $V_{in} = 0 \text{ dBm} \rightarrow V_s = 13 \text{ dBm}$ soit un gain de 13 dB
- 2) Point de compression à 1 dB : il se situe entre -20 et -25 dBm d'entrée soit -22 dBm
- 3) Point d'interception IP3 : environ 1 dBm en sortie soit $1 - 13 = -12 \text{ dBm}$ en entrée

on retrouve à quelques dB près les indications du tableau

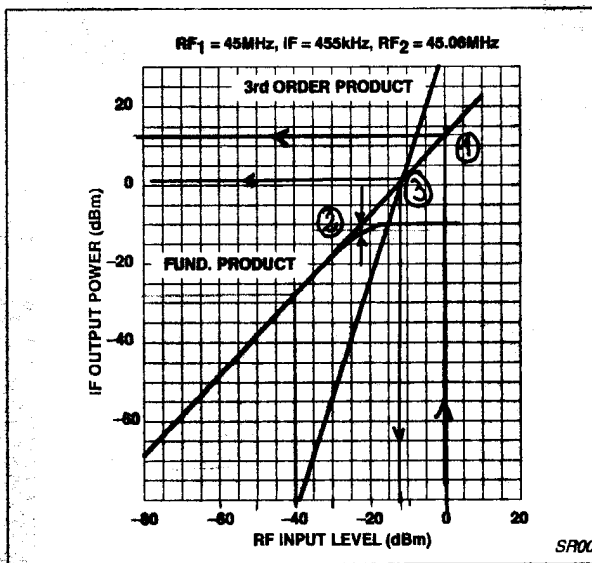
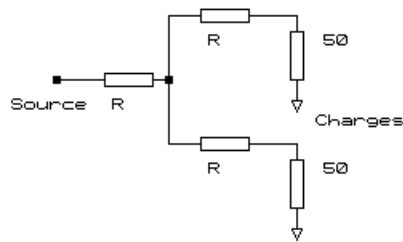


Figure 14. Third-Order Intercept and Compression

CA.2.4



La source voit $R + \frac{50 + R}{2} = 50\Omega$ d'où $R = \frac{50}{3} = 16,7\Omega$

choix: R = 16,5 1% ou 18 Ω 1% ¼W

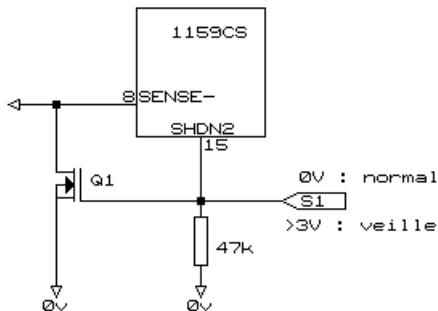
CA.2.5 voir document réponse DR4

D. Circuit de protection

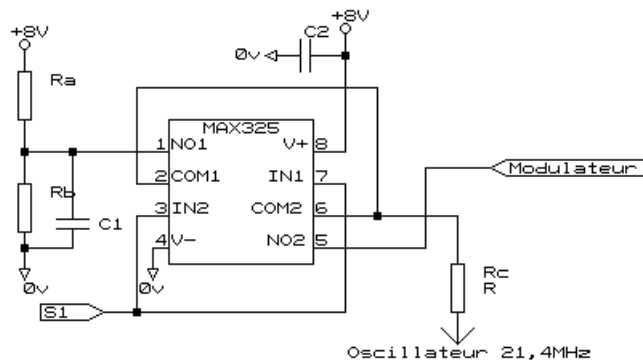
D.1, D.2, D.3 voir document réponse DR5

D.4 Il faut activer la ou les entrées de mise en veille ou shutdown (SHDN) schéma possible ci dessous (avec ou sans Q1)

D.4



D.5



E. Détection de préambule – Eléments de corrigé-

E1. \$A = 1010\$ en binaire donc \$AAAA = \$ suite de 0 et 1 = séquence de rythme
en binaire 1200 bauds = 1200 Bits/s
une période = 2 bits (1 et 0) d'où $F = 600 \text{ Hz}$

E2. Le 567 est monté en détecteur de tonalité

E3. – Fréquence centrale : celle du VCO $F_0 = 1 / (1,1R_T C_T)$
si on choisit $C_T = 10\text{nF}$ alors $R_T = 151,5 \text{ k}\Omega$
Réglage d'environ 5% : $R_T = 147\text{k}\Omega$ fixe + $15\text{k}\Omega$ ajustable
- Largeur de bande
- indépendante de l'amplitude : il faut $V_{in} > 200\text{mV}$
on place un diviseur de tension à l'entrée; on peut adopter $V_{in} \# 1\text{V}$ par ex
- la largeur de bande dépend alors de C_2 (patte 2)
la courbe donne, pour 12%, $F_0 C_2 \# 1500\text{Hz}\mu\text{F}$ d'où choix de $C_2 = 2,2\mu\text{F}$
la courbe permet d'avoir $C_3 = 4,7\mu\text{F}$ (patte 1)
- le 567 est alimenté par le régulateur LP2951 dont l'entrée ON/OFF est pilotée par S1
- un condensateur est nécessaire patte 3 (input) pour éliminer la composante continue :
on prendra $C_1 = 100\text{nF}$ par ex
- une résistance de tirage est nécessaire sur la sortie collecteur ouvert
- on pourra découpler l'alimentation du 567

E5. Une basse fréquence est plus facile à détecter qu'une porteuse à 21,4MHz ou 150 MHz

E6. Séquenceur micro ou macro-programmé fondé sur, par exemple,
- soit une PROM balayée par un compteur (prévoir Condensateur de maintien sur la sortie)
- soit un CPLD piloté par une horloge
- soit un microcontrôleur

F. Modulation / Démodulation directe FSK – Eléments de corrigé -

FE. Etude théorique

FE 1 Information sinusoïdale

$$FE\ 1.1. \quad \theta(t) = 2\pi \int F_M dt = 2\pi \left[\int F_p dt + \int kV_i dt \right] = 2\pi F_p t + 2\pi kV_i \int \cos \omega_i t dt$$

$$\theta(t) = \Omega_p t + m \sin \omega_i t = \Omega_p t + \frac{2\pi kV_i}{\omega_i} \sin \omega_i t \quad \text{avec } \omega_i = 2\pi F_i$$

$$\text{d'où } m = \frac{kV_i}{F_i} \quad (1)$$

FE 1.2. Fréquence instantanée : $F_p + kV_i \cos \omega_i t$

Composante continue : F_p décalée $\rightarrow F'_p = F_p + kV_i$

FE 1.3. Excursion : $kV_i \cos \omega_i t$ dont le maxi est : $kV_i = \Delta F = \pm mF_i$ (voir (1))

FE 1.4. Application

$$m = \frac{kV_i}{F_i} = \frac{\Delta F}{F_i} = \frac{2500}{600} = 4,17$$

$$B = 2(4,17 + 1) \cdot 600 = 6204 \text{ Hz}$$

FE 1.5.1 application de $\cos(a+b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$

FE 1.5.2 il vient

$$v_M(t) = V_p \left[\cos \Omega_p t (J_{0(m)} + \sum 2J_{n(m)} \cos n\omega_i t) - \sin \Omega_p t (\sum 2J_{n(m)} \sin n\omega_i t) \right]$$

d'où un terme $J_0 V_p \cos \Omega_p t \rightarrow$ raie à F_p

$$\text{et } 2V_p J_{n(m)} \cos \Omega_p t \cos n\omega_i t = V_p J_{n(m)} [\cos(\Omega_p + n\omega_i)t + \cos(\Omega_p - n\omega_i)t]$$

calcul identique sur les sin

Avec n pair \rightarrow raies à $F_p \pm 2pF_i$

si n impair on trouve de même des raies à $F_p \pm (2p+1)F_i$

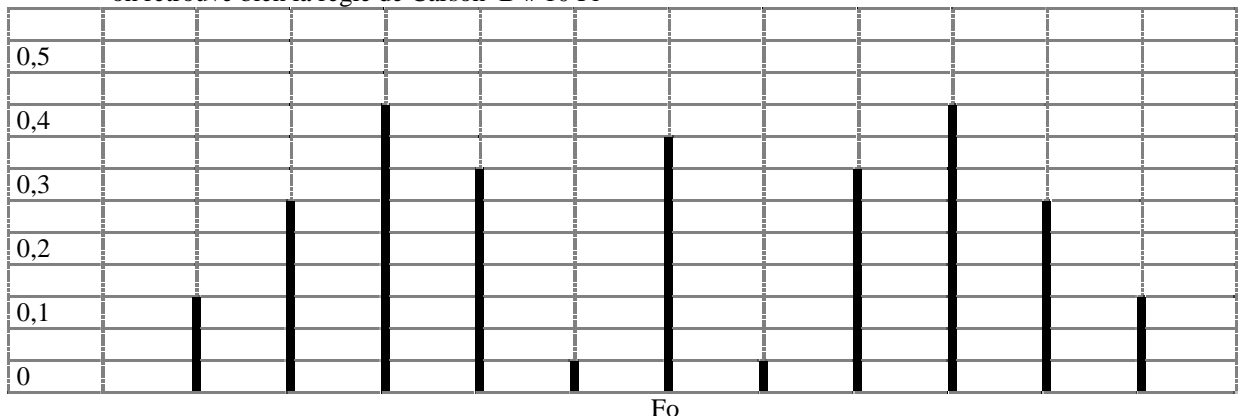
FE 1.5.3 application au dispositif étudié

raies espacées de 600 Hz = F_i et d'amplitude relative :

$$\begin{aligned} F_p &\Rightarrow 0,397 & \pm F_i &\Rightarrow 0,066 \quad (\text{non significative}) \\ & & \pm 2F_i &\Rightarrow 0,364 \\ & & \pm 3F_i &\Rightarrow 0,432 \\ & & \pm 4F_i &\Rightarrow 0,281 \\ & & \pm 5F_i &\Rightarrow 0,132 \quad \text{seules raies significatives} \end{aligned}$$

la raie la plus éloignée est à $\pm F_i$ soit 3 kHz

on retrouve bien la règle de Carson $B \# 10 F_i$



FE 2. Information non sinusoïdale

$$\text{FE 2.1 } \frac{\pm 8,5}{0,6} = 14,2 \text{ soit 14 ou 15 raies concernées (entier le plus proche) de chaque coté de } F_p$$

NB : seul 15 permet le respect de la norme

FE 2.2 voir tableau joint

FE 2.3 Modulation angulaire = système non linéaire
le principe de superposition ne s'applique pas

FA. Application Technologique

FA1. Modulation directe

FA 1.1. Les diodes varicap permet de transformer une variation de tension en variation de fréquence:

- oscillateur local → on applique une tension continue fixe
- oscillateur modulé → on applique la tension de modulation

FA 1.2. Décomposition en série de Fourier → voir calcul mathématique

fonction impaire → série de sinus et ici que des harmoniques impairs

$$H_3 = 33\% \quad H_5 = 20\% \quad H_7 = 14\%$$

FA 1.3. Décomposition en série de Fourier → voir calcul mathématique

$$T_0 = T/8 \quad H_3 = 11\% \quad H_5 = 3,9\% \quad H_7 = 2\%$$

$$T_0 = T/12 \quad H_3 = 22\% \quad H_5 = 4\% \quad H_7 = 2\%$$

Conclusion : compte tenu du tableau établi à la question 2.2, le signal trapézoïdal avec $T_0 = T/8$ limitera très sensiblement le spectre du signal modulé et notamment à $F_p - 15 F_i$ limite prévue par la norme RS9

FA 1.4. 600 Hz → $T = 1,67 \text{ ms}$

$$T_0 = T/12 = 140 \mu\text{s} \rightarrow 2T_0 = 280 \mu\text{s}$$

$$T_0 = T/8 = 209 \mu\text{s} \rightarrow 2T_0 = 418 \mu\text{s}$$

FA 1.5.1. Rail to Rail → V_s va de $+V_{cc}$ à $-V_{cc}$ sans tension significative de déchet

CMRR → taux de réjection de mode commun

PSRR → taux de réjection série des alimentations

$$\text{Produit "Gain".Bande : à } 50\text{KHz le "Gain" est } \frac{17.10^6}{50.10^3} = 340 \quad (50,6\text{dB})$$

NB : "Gain" anglo-saxon = Amplification française (sans dimension)

FA 1.5.2 voir document réponse

FA 2 Démodulation directe FSK

FA 2.1 Le block diagram de la notice indique filtres passe bande.

On peut supposer - F centrale : Oscillateur local (21,4 MHz),

- largeur de bande légèrement supérieure à $\frac{\Delta\omega}{2\pi}$;

rôle : éliminer les fréquences images (voir question suivante)

$$\text{FA 2.2 } s(t) = v_{(b24)} - v_{(b26)} = S \cos(\omega_0 t \pm \Delta\omega t)$$

$$v_{(b5)} = A \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}) \quad \text{et} \quad v_{(b3)} = A \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4})$$

en effet l'oscillateur local est à quartz et ω_{off} (dispersion des quartz) est très petit

soient P et Q les sorties des mixers

$$v_P = s(t).v_{(b5)} = S \cos(\omega_0 t \pm \Delta\omega t) \cdot A \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4})$$

$$= \frac{SA}{2} \left[\cos(2\omega_0 t \pm \Delta\omega t + \frac{\pi}{4}) + \cos(\pm\Delta\omega t - \frac{\pi}{4}) \right]$$

de même

$$v_Q = s(t).v_{(b3)} = \frac{SA}{2} \left[\cos(2\omega_0 t \pm \Delta\omega t + \frac{\pi}{4}) + \cos(\pm\Delta\omega t - \frac{\pi}{4}) \right]$$

après filtrage (élimination de la pulsation $2\omega_0$ - le filtre de la question FA 2.1 doit en réalité être du type passe-bas-), il reste :

$$v_{(b1)} = \frac{SA}{2} \cos(\pm\Delta\omega t + \frac{\pi}{4}) \quad \text{et} \quad v_{(b7)} = \frac{SA}{2} \cos(\pm\Delta\omega t - \frac{\pi}{4})$$

FA 2.3 $\Delta\omega > 0$

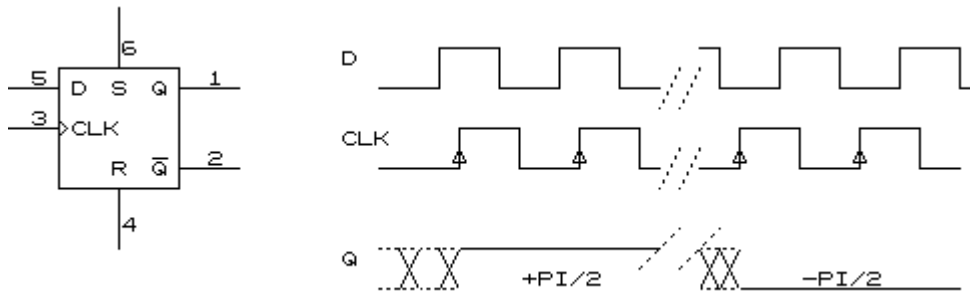
$$v_{(b1)} = \frac{SA}{2} \cos(\Delta\omega t + \frac{\pi}{4}) \quad \text{et} \quad v_{(b7)} = \frac{SA}{2} \cos(\Delta\omega t - \frac{\pi}{4}) \quad (\text{ou l'inverse suivant le câblage des entrées})$$

$$\text{d'où } \varphi_{(b1)} - \varphi_{(b7)} = \frac{\pi}{2}$$

$$\text{de même si } \Delta\omega < 0 \text{ il vient } \varphi_{(b1)} - \varphi_{(b7)} = -\frac{\pi}{2}$$

FA 2.4 Mise en forme pour passer d'un signal analogique à un signal logique

FA 2.5



FA 2.6.1 $151,65 - 21,4 = 130,25$ MHz

FA 2.6.2 donnée démodulée disponible sur le drain de Q3

FA 2.6.3 $\omega_0 = 1/RC$ doit être proche de $2\pi \times 21,4 = 134,46 \cdot 10^6$ pour avoir un déphasage de 45°

si $R = 100\Omega$ et $C = 68\text{pF}$ alors $\omega_0 = 147,06 \cdot 10^6$

la quadrature parfaite a lieu avec $R = 109\Omega$

FA 2.7 C_4, C_{14}, L_4 permettent l'attaque en mode différentiel sans polarisation continue du circuit 6609

FA 2.8 Filtres F_1 et F_3 : passe-bande (F_1 sur 151,65MHz et F_3 sur 21,4MHz)

largeur de bande ≥ 5 kHz ($\pm 2,5$ kHz)

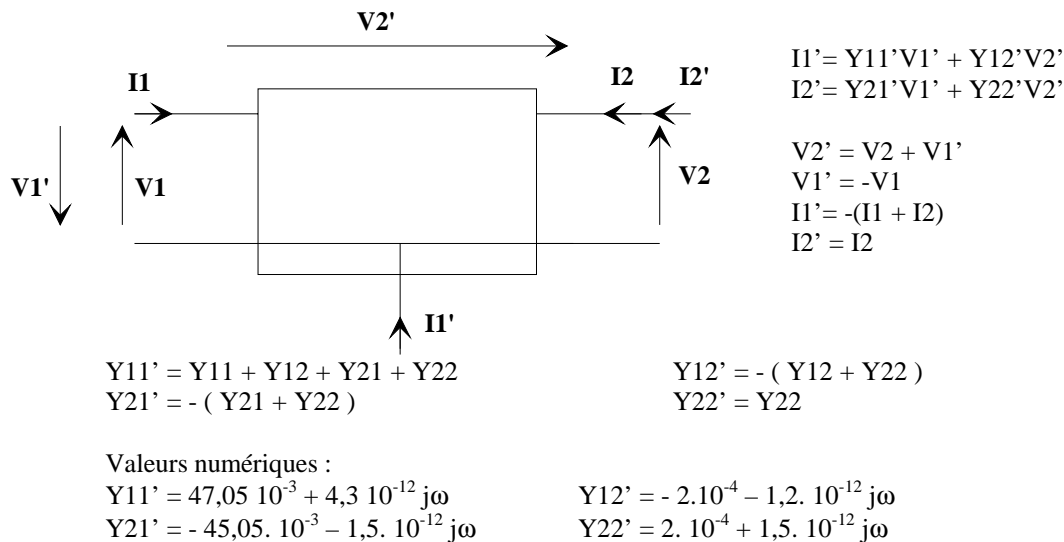
Normes RS9 : $\pm 8,5$ kHz pour la mesure de séparation de canal (cf FE 2)

G- Amplificateur VHF

- G1 : Montage cascode.
Intérêts :- impédance d'entrée assez grande
- pas de capacité de Miller amplification faible 1^{er} transistor
- pas de neutrodynage montage base commune 2^{ème} transistor.

- G2 : T1 est monté en émetteur commun
T2 est monté en base commune

G3 :



G4 : voir document réponse DR9.1

G5 : $Z_{e(SA612)} = 1,5Kohms // 3pF$
Voir document réponse DR9.1

G6 : voir document réponse DR9.2

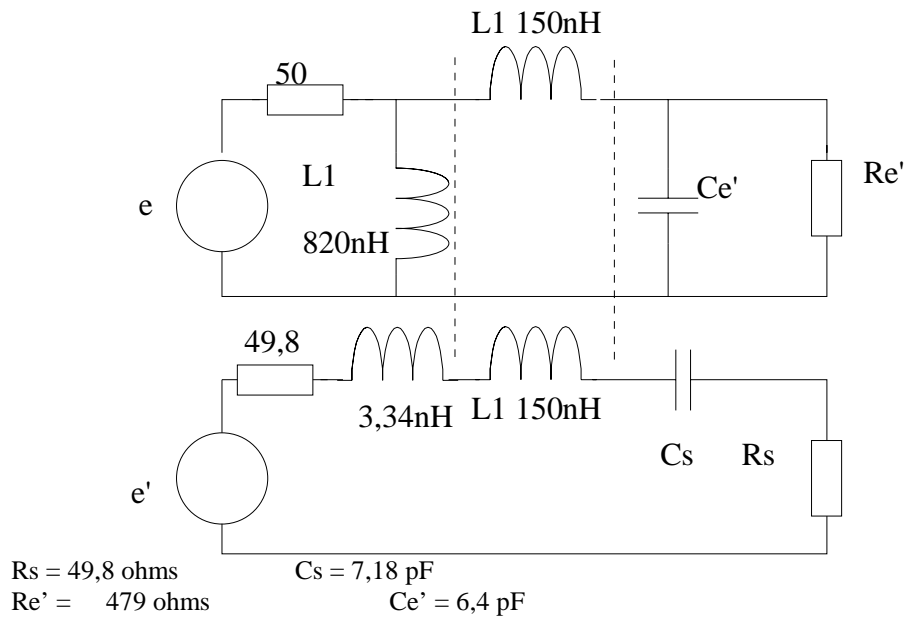
G7 : sur le document réponse on voit que $C_e = 3,3 + 3,1 = 6,4 pF$
 $R_e = 47K // 4,7K // 540 = 479 ohms$

G8 : le rôle d'un circuit de CAG est de garder en sortie d'un amplificateur constant quel que soit le niveau d'entrée (à partir d'un certain niveau jusqu'à un niveau max).

G9 : Diode PIN : zone P zone intrinsèque zone N ;
Capacité parasite très faible. Utilisée en HF comme résistance variable ou comme interrupteur.

G10 : suivant la valeur du courant passant dans la diode PIN, sa résistance en est inversement proportionnelle. Donc si le niveau d'entrée augmente, R diode diminue et donc une partie de plus en plus grande de la puissance reçue est dissipée dans la diode. L'amplificateur amplifie toujours de la même valeur mais une puissance d'entrée atténuée. Si tout va bien la puissance en sortie de l'amplificateur reste constante.

G11 :



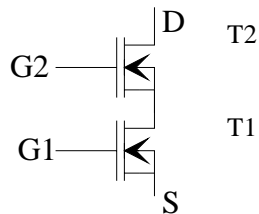
G12 : Ce sont quasiment les mêmes.

G13 :

Puissance reçue	- 115 dbm	-105 dbm	-65dbm
Id	0	5μA	46μa
Rdy	∞	2,6 Kohms	379 ohms

G14 : pour une variation de 300 de la tension d'entrée (ou 10^5 de la puissance d'entrée), la variation de la résistance d'entrée de l'amplificateur est divisée par environ 2 avec une légère désadaptation. Cette CAG est efficace.

G15 :



G16 : nous avons le même montage.

T1 est monté en source commune (émetteur commun pour un MOS). T2 est monté en grille commune (base commune pour un MOS).

G17 : Nous avons aussi un étage cascode.

H – Carte microcontrôleur – éléments de corrigé

H1. Technologie

H1.1. Bus I²C = bus de communication série bidirectionnel à 2 lignes :

- SDA signaux de données
- SCL signaux d'horloge

H1.2. En réalité il y a 2 adressages :

- l'un constructeur A6-A3
- l'autre utilisateur A2-A0

2 circuits peuvent donc avoir la même adresse utilisateur si l'adresse constructeur diffère.

H1.3. Permet d'activer l'oscillateur intégré du PCF8583 (Built-in 32.768kHz oscillator)
 $32768 = 2^{15}$ Quartz d'horlogerie pour utilisation simple avec un compteur de 2^{15} pour obtenir une seconde.

H1.4. Reset Treshold : 4,65 V

H1.5. voir notice Battery-Backup mode et block diagram (utilisation de VBATT et VOUT)

- 1) $V_{cc} < \text{Reset Treshold}$
- 2) $V_{cc} < V_{bat}$

H1.6. voir notice Chip Enable Signal Gating (utilisation de $\overline{\text{CE}}$ out)

en cas de Reset, $\overline{\text{CE}}$ out est invalidé

H1.7. voir notice – Table 1 – (1,6s si OSC SEL/IN en l'air)

H2. – voir aussi document réponse DR10

H2.2. Bus de données : P0.0 à P0.7

H2.3. Multiplexage de bus : circuit 373 et du signal ALE

P0.0 à P0.7 = D0 à D7 ou A0 à A7
P2.0 à P2.7 = A8 à A15

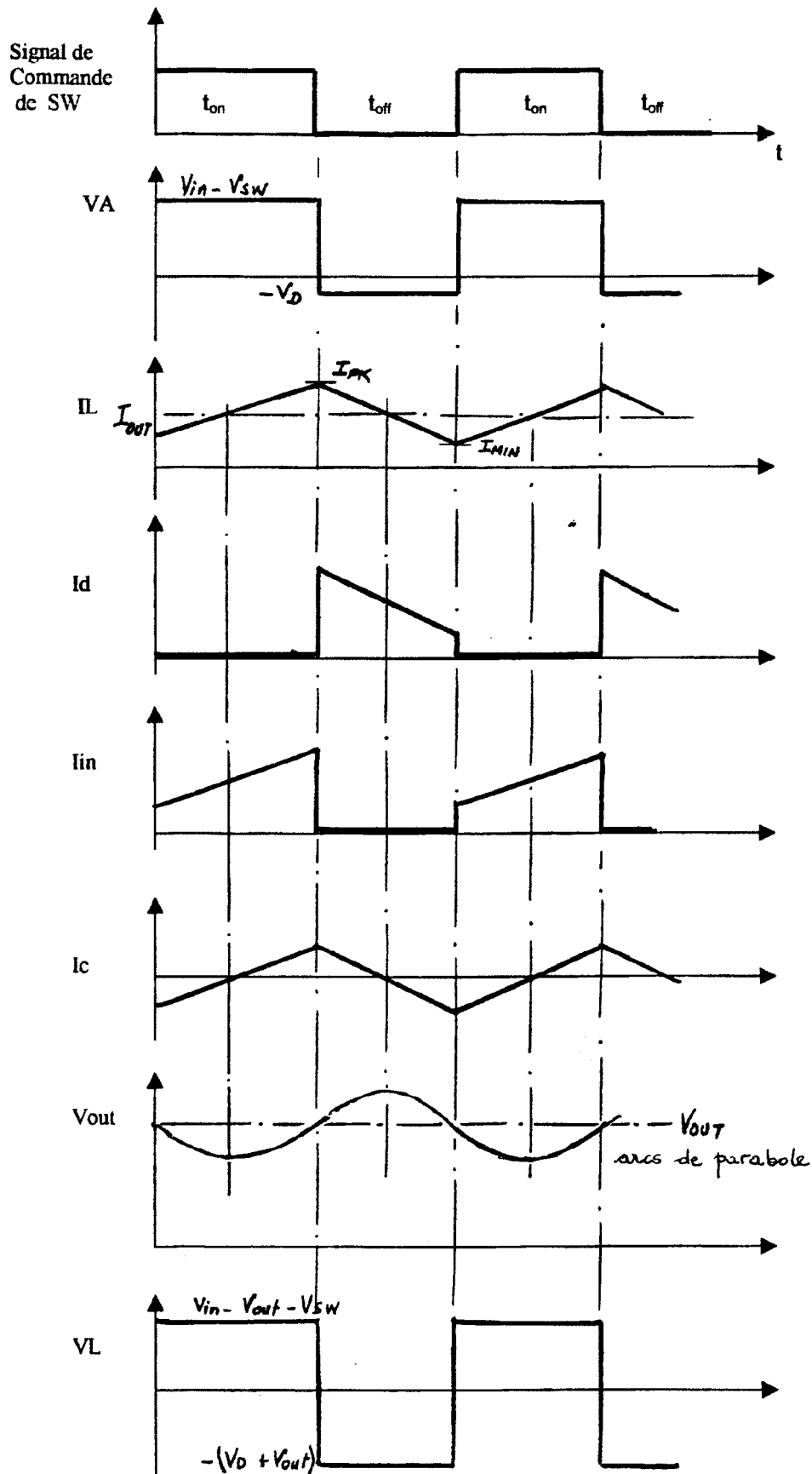
H2.4. ROM : A0 à A14 (32k), $\overline{\text{OE}} = \text{PSEN}$, $\overline{\text{CE}} = \text{ALE} + \text{A15}$ (OU à diodes par ex)

RAM : A0 à A14 (32k), $\overline{\text{CE}} = \overline{\text{RD}}$, $\overline{\text{WE}} = \overline{\text{WR}}$

373 : $\overline{\text{OE}} = \text{A15}$, Latch E = ALE

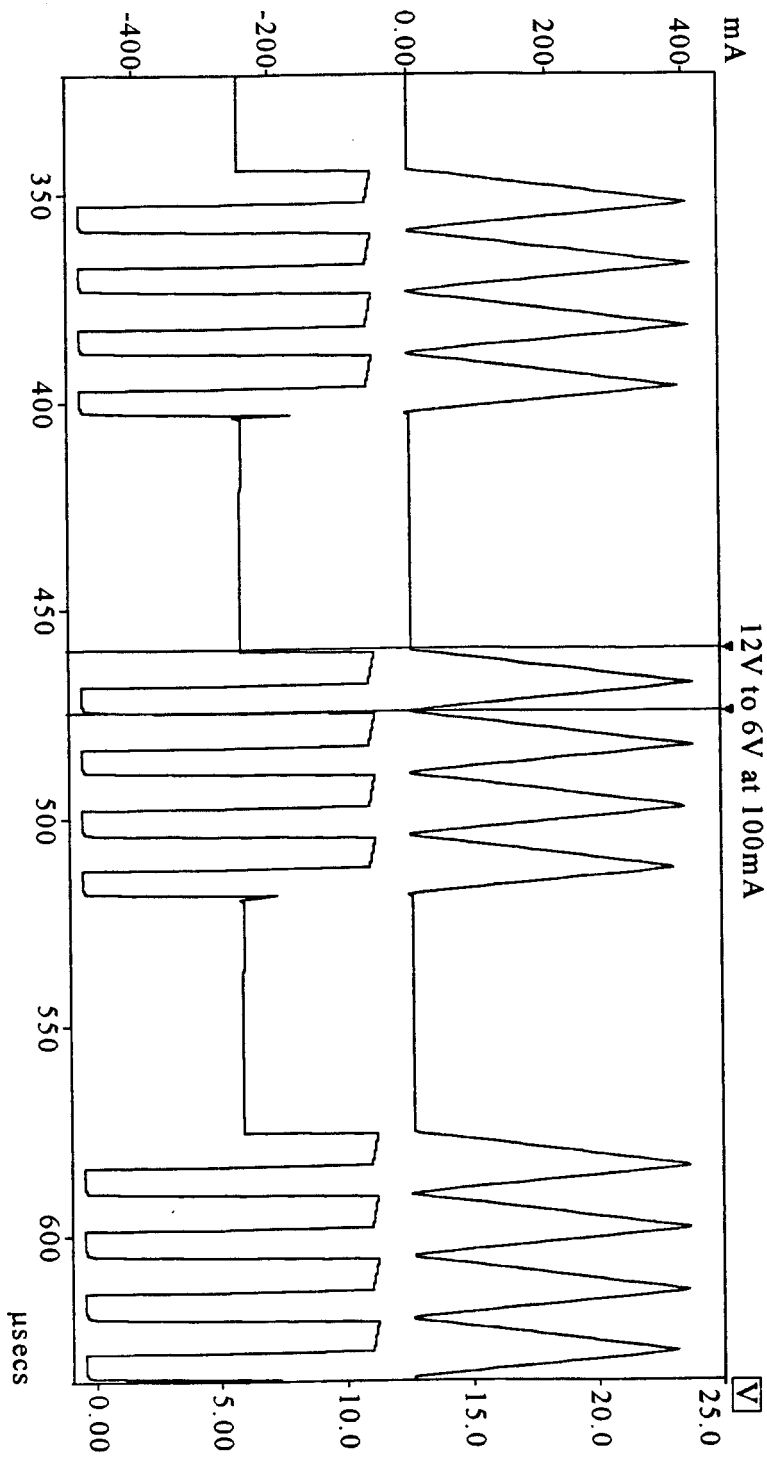
H2.5 à H2.7 : voir document réponse DR10

Document-Réponse DR1 BE.1.1.1 - Eléments de Corrigé -



Switcher Design2:Chart

Cursor 1	Cursor 2	Delta
474.645µsecs	459.705µsecs	-14.940µsecs
-3.736mA	122.585mA	3.736mA

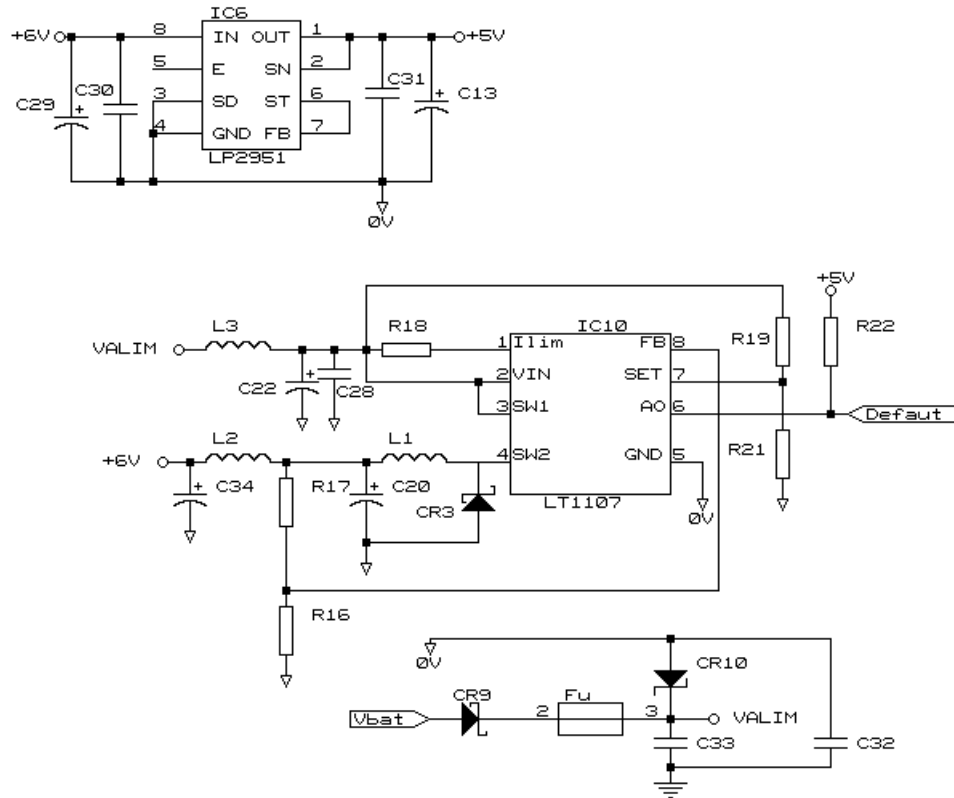


BA.5.1 - DR2 - Eléments de corrigé -

Document-Réponse DR3 BA.11.2 – Eléments de corrigé -

Schéma Structurel général

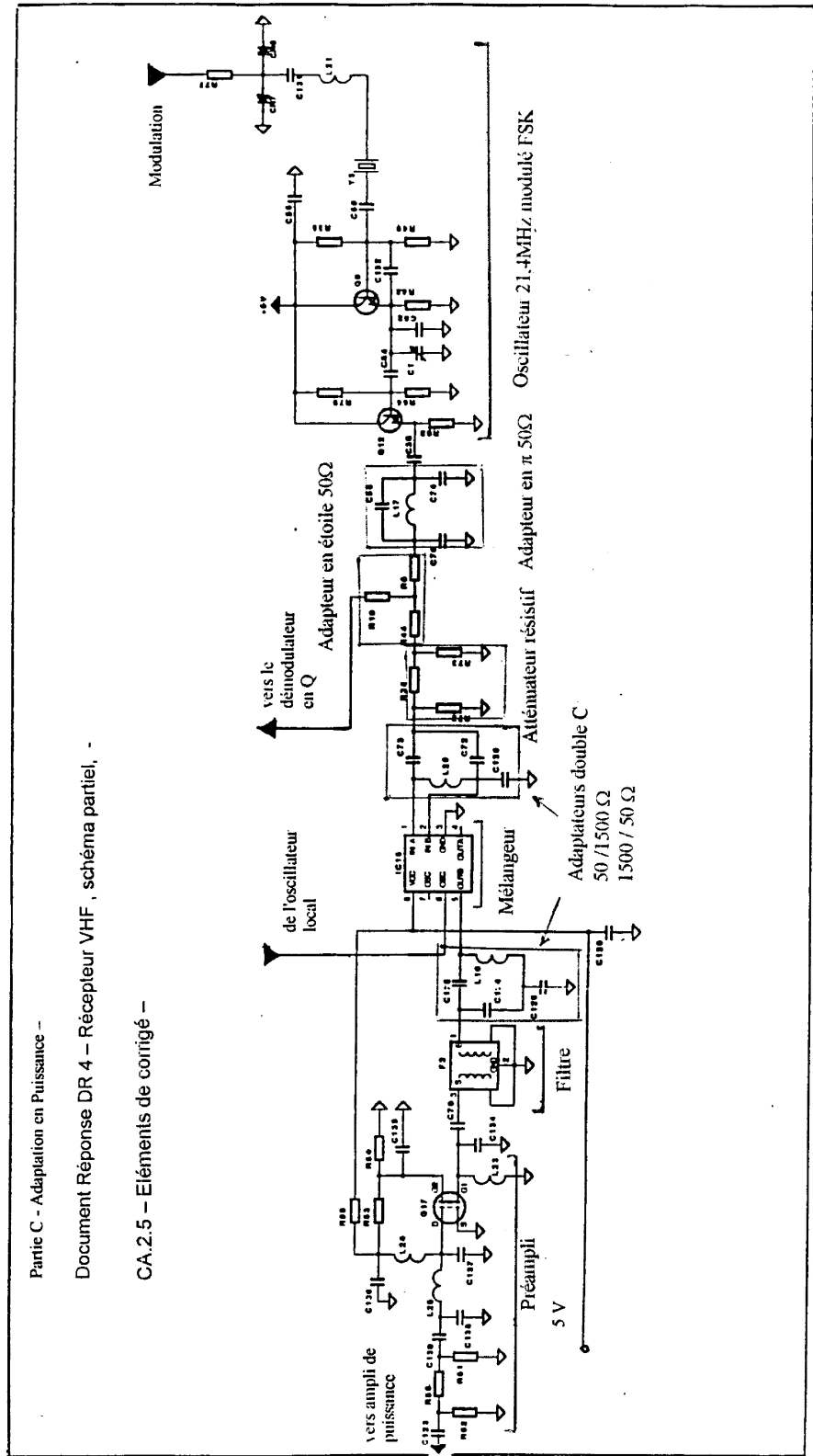
En récapitulant les études précédentes on aboutit à la solution suivante



Nomenclature

IC10	LT1107
IC6	LP2951
R18	160Ω 5% ¼W
R17,R19	953k 1% ¼W
R16	249k 1% ¼W
R22	100k 5% ¼W
R21	137k 1% ¼W
L1	220μH
L2	10μH
L3	non indispensable
C20	100μF, 16V
C22	220μF, 40V
C34	10μF 16V
C28, C30,C31	10nF céramique
C29, C13	10μF 16V
CR3, CR9	Diodes Schottky
CR10	Transil
Fus	> 0,5A, aM
C33,C32	47 nFclasse Y

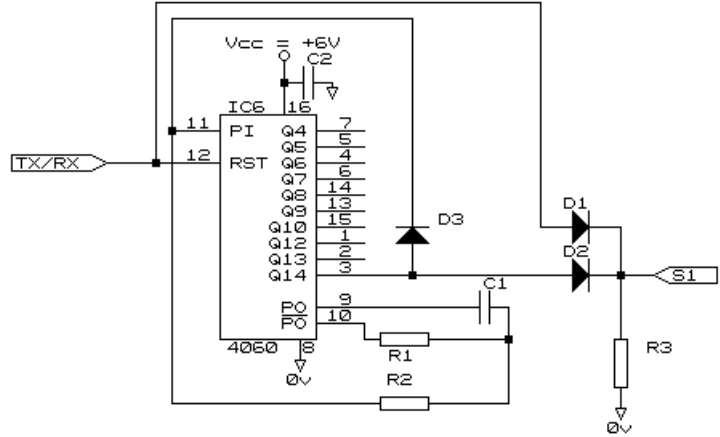
Important : Il sera tenu compte du soin apporté au dessin et à la qualité industrielle du schéma proposé.



Document-Réponse DR5 – D.1, D.2, D.3 – Eléments de corrigé -

Schéma Structurel général

D1.



D2. Q_{14} divide par 2^{14} et front montant à demi période
 si Δt = temporisation souhaitée et F fréquence oscillateur: on a $F = 2^{13}/\Delta t = 2^{13}/10 \approx 820\text{Hz}$
 Or $F = 1 / (2,2R_1C_1)$ d'où en prenant $C_1 = 47\text{nF}$ il vient $R_1 = 11800\Omega$ ($12\text{k}\Omega$) et $R_2 = 10R_1$

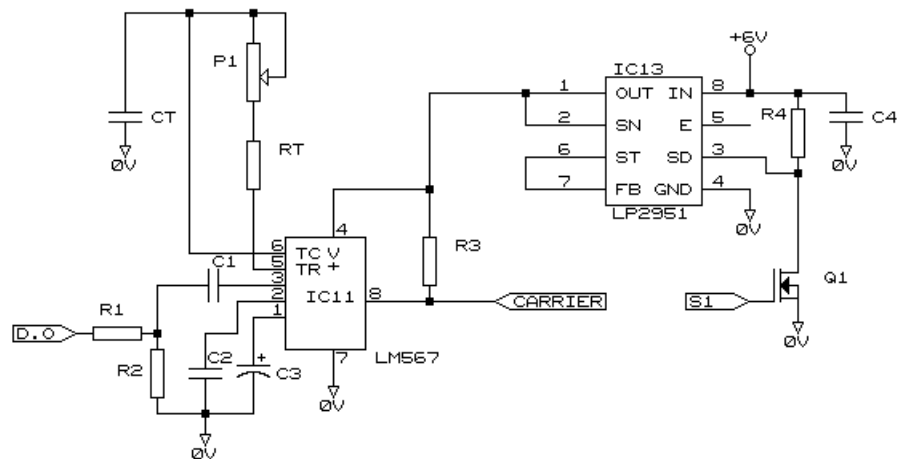
D_3 bloque l'oscillateur dès que $Q_{14} = H$ (1)
 R_3, D_1, D_2 = porte OU à diodes ($R_3 = 100\text{k}\Omega$ non critique) d'où $S_1 = Q_{14} + \text{Tx/Rx}$
 et donc $S_1 = 0$ que si $Q_{14} = 0$ et $\text{Tx/Rx} = 0$ (émission et $\Delta t < 10\text{s}$)

Nomenclature

IC6	HEF4060B
R1	12k 1/4W
R2	120k 1/4W
R3	100k 1/4W
C1	47nF $V_s > 10\text{V}$
C2	100nF céramique (découplage)
D1, D2, D3	diode de signal

Important : Il sera tenu compte du soin apporté au dessin et à la qualité industrielle du schéma proposé.

Schéma Structurel général



Le PLL567 est monté en détecteur de tonalité
 Il est alimenté par le LP2951 (faible dropout voltage), ce dernier pouvant être mis en veille (shutdown) par le signal S1 via Q1:
 si S1 niveau haut (réception) → normal
 si S1 niveau bas (émission) → mise en veille

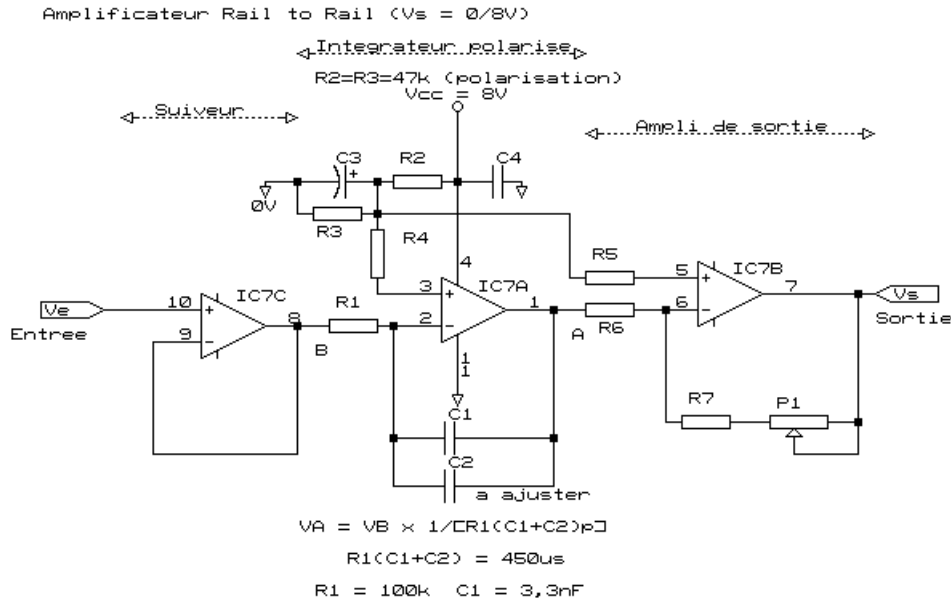
Nomenclature

IC11	PLL567
IC13	LP2951
R1	3.9K 1/4W
R2	1K 1/4W
RT	147K 1/4W
P1	15K linéaire
R3	100K 1/4W
R4	100K 1/4W
C1	100nF
C2	2.2µF
C3	4,7µF
C4	100nF
Q1	MOS N

Important : Il sera tenu compte du soin apporté au dessin et à la qualité industrielle du schéma proposé.

Document-Réponse DR5 – D.1, D.2, D.3 – Eléments de corrigé -

Schéma Structurel général



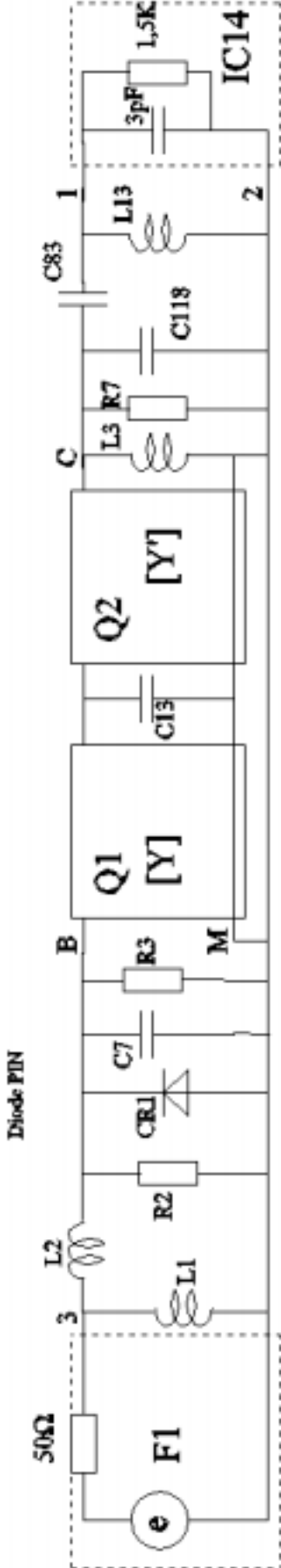
Nomenclature

IC7	LM6144
R2,R3	47k 1/4W
R1	100k 1/4W
C1	3,3nF / $V_s > 10V$
C2	à ajuster
R4	47k 1/4W
R5	12k 1/4W
R6	10k 1/4W
R7	4,7k 1/4W
P1	10k linéaire
C3	10 μ F 25V
C4	100nF / $V_s > 10V$

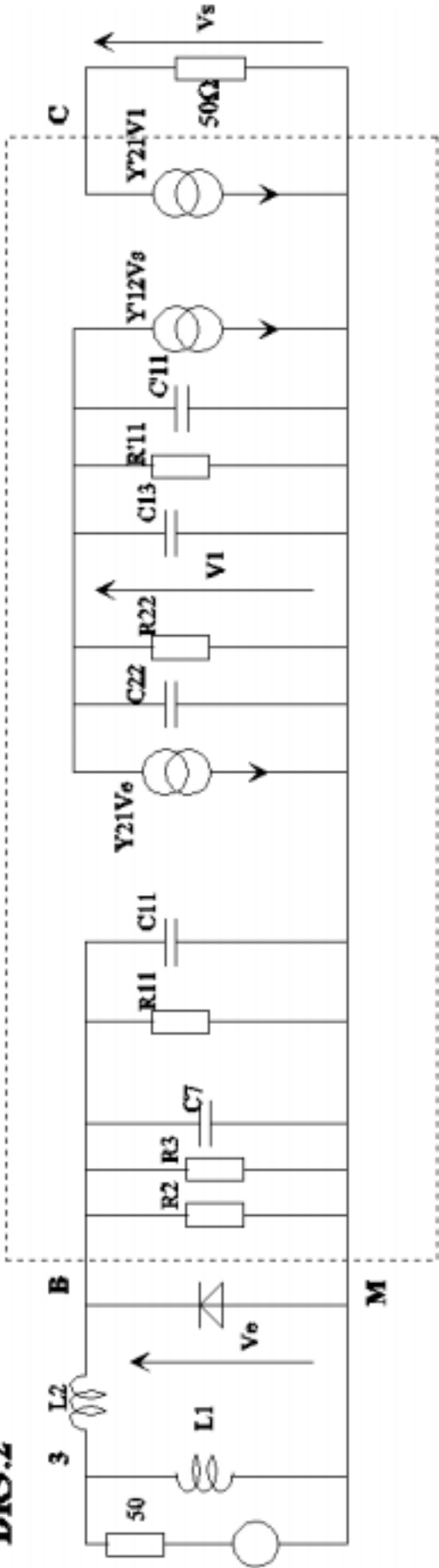
Important : Il sera tenu compte du soin apporté au dessin et à la qualité industrielle du schéma proposé.

DOCUMENT REPONSE : DR9

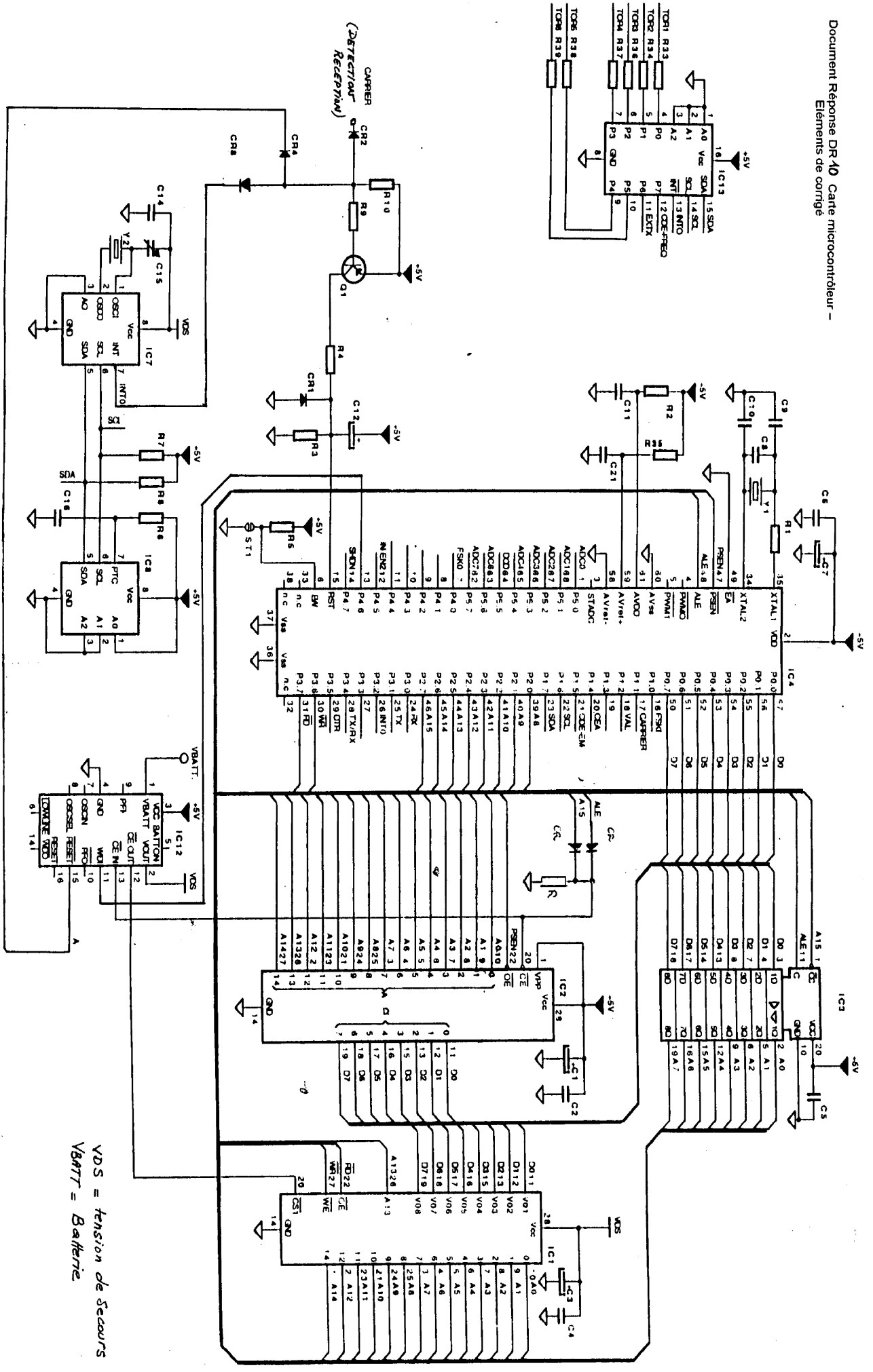
DR9.1



DR9.2



Document Réponse DR-10 Carte microcontrôleur -
Eléments de corrigé



VDS = tension de secours
BATT = Batterie