

## Correction d'épreuves de la 48<sup>e</sup> Compétition Nationale des Métiers

# MÉTIER N°16 ELECTRONIQUE

### MODULE A CONCEPTION DE CIRCUITS

## CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

Soumis par :

Louis LEFEBVRE, Expert WorldSkills France

Dominique CHATEAU, Expert Adjoint WorldSkills France

Référence de la correction : WSFR48CNAT-16-CORRECTION-A

Révision de la correction : 01

Date de diffusion : POST COMPETITION

# OBJECTIFS DU MODULE

L'objectif de ce module est de vérifier les connaissances théoriques des compétiteurs et d'évaluer leur capacité à prendre des initiatives techniques lorsque plusieurs choix sont proposés.

## CORRECTION

### TÂCHE 1 – QCM

N°	Explication	A	B	C	D	E
A.1.Q01	Sur ce schéma, les deux parties du montage sont reliées à la terre. Dans ce cas, l'opérateur doit travailler avec des EPI, doit travailler un fer non relié à la terre (risque de court-circuit sinon), peut travailler avec un oscilloscope sans circuit d'isolation galvanique (on parle d'isolation galvanique entre deux circuits lorsqu'il n'y a aucune liaison conductrice entre ces deux circuits) et avec des appareils de mesure portables.		X	X	X	
A.1.Q02	Sur ce schéma, seule l'alimentation est reliée à la terre. Dans ce cas, pour une tension d'alimentation de 30V, l'opérateur peut travailler sans EPI, avec un fer non relié à la terre et des appareils de mesure portables, mais doit travailler avec un oscilloscope à isolation galvanique.	X	X		X	
A.1.Q03	Un gain de 0db signifie que le signal n'est ni amplifié ni atténué, donc que son amplitude reste identique.	X				
A.1.Q04	La fréquence de coupure d'un circuit électronique est la fréquence limite de fonctionnement utile d'un circuit. Pour une fonction passive du premier ordre, elle est définie comme la fréquence à laquelle le signal de sortie a perdu 3 dB (soit environ 70% de son amplitude) par rapport au signal d'entrée. La fréquence de coupure n'a pas de lien avec l'écrêtement (dû aux capacités physiques des composants choisis), et la vibration maximale en réponse à un signal alternatif est atteinte à la fréquence de résonance du circuit (fréquence de résonance qui n'existe pas pour une fonction passive du premier ordre).			X		
A.1.Q05	Le diagramme A.1.D03 est le gain en fonction de la fréquence, est un diagramme de filtre car le signal est atténué pour les fréquences supérieures à $F/F_C$ , et est un diagramme de Bode partiel car un diagramme de Bode complet indiquerait aussi le déphasage de la fonction de transfert en fonction de la fréquence.		X	X	X	
A.1.Q06	Le diagramme A.1.D03 est un diagramme de filtre passe bas, car les fréquences $F < F_C$ ne sont pas ou peu atténuées, tandis que les fréquences $F > F_C$ sont fortement atténuées.	X				
A.1.Q07	Attention : l'axe des abscisses est le rapport $F/F_C$ , et pas directement la fréquence $F$ ! Ainsi, 0.1, 1, 10 et 100 sont des multiples de $F$ , des puissances de 10 de $F$ , donc des indicateurs de décades. La pente est de -20 dB / décade. Le gain de -3 dB est obtenu pour $F/F_C = 1$ , soit $F = F_C$ .					X

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

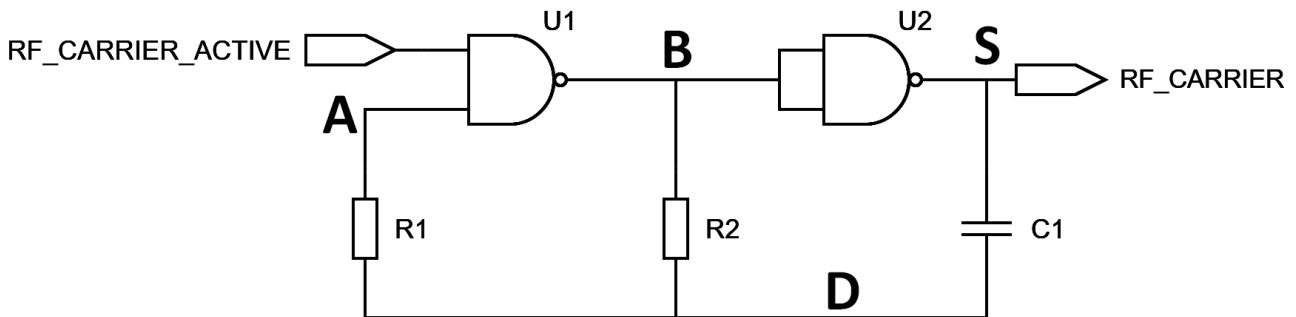
A.1.Q08	Le déphasage est la différence de phase entre le signal de sortie et le signal d'entrée, pas l'inverse.		X			
A.1.Q09				X		
A.1.Q10	La main barrée dans un triangle signifie qu'un équipement ou composant est sensible aux décharges électrostatiques et que des précautions doivent être prises pour sa manipulation. Ce pictogramme indique une condition de protection du matériel, pas du personnel.	X		X	X	
A.1.Q11	La main non barrée dans un triangle encerclé signifie qu'un équipement est composant est sensible aux décharges électrostatiques, mais qu'une ou plusieurs mesures de précautions le sécurisent contre les décharges et qu'il peut être manipulé sans précaution supplémentaire. Ce pictogramme indique une condition de protection du matériel, pas du personnel.	X	X			
A.1.Q12	Le code couleur des résistances permet de déterminer la valeur de la résistance, sa tolérance (le pourcentage de déviation maximal de la valeur nominale) et son coefficient thermique (sa variation de valeur en fonction de la température). La « tension nominale » n'a pas de sens dans le cadre d'une résistance, et l'intensité maximale acceptable n'est pas indiquée par le code couleur.		X	X		X
A.1.Q13	Risque de court-circuit en reliant deux points du circuit normalement non reliés. Risque de choc électrique si la tension entre les deux points du circuit est élevée. Risque de mise à la terre du circuit si la personne touchant les deux points n'est pas isolée du sol. Il peut aussi ne rien se passer du tout.	X	X	X	X	
A.1.Q14			X			
A.1.Q15			X			X
A.1.Q16	Un défaut d'isolement <b>peut</b> (possibilité) provoquer un échauffement des fils d'alimentation, un choc électrique indirect si une personne touche un conducteur en contact avec les fils électriques mal isolés, un arc électrique avec son environnement et, dans les cas les plus graves, la mort d'une personne par électrocution. Par contre, un tel défaut n'entraîne pas de disjonction du secteur, car il faut que l'appareil soit relié à la terre pour cela.	X	X		X	X
A.1.Q17	B0 n'autorise que les travaux d'ordre non électrique (nettoyage, peinture...). B1T n'autorise les travaux BT sous tension que sur instructions et sous la responsabilité d'un chargé de travaux (donc pas de travail autonome). H2V autorise les travaux d'ordre électrique au voisinage de réseaux HT, mais pas sous tension.				X	X
A.1.Q18		X	X	X	X	
A.1.Q19			X			
A.1.Q20	Pour garantir le bon fonctionnement et la fiabilité électrique du circuit, les caractéristiques électriques du composant, sa fréquence de fonctionnement et sa capacité à supporter les contraintes environnementales spécifiques doivent être prises en compte. En complément, la taille physique du composant n'importe pas pour la fiabilité électrique, mais ses propriétés mécaniques peuvent devoir être prises en compte selon le type d'application. On accepte que le compétiteur réponde oui ou non aux propriétés mécaniques, ce choix n'entre pas en considération dans la notation.	X	X		X	

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

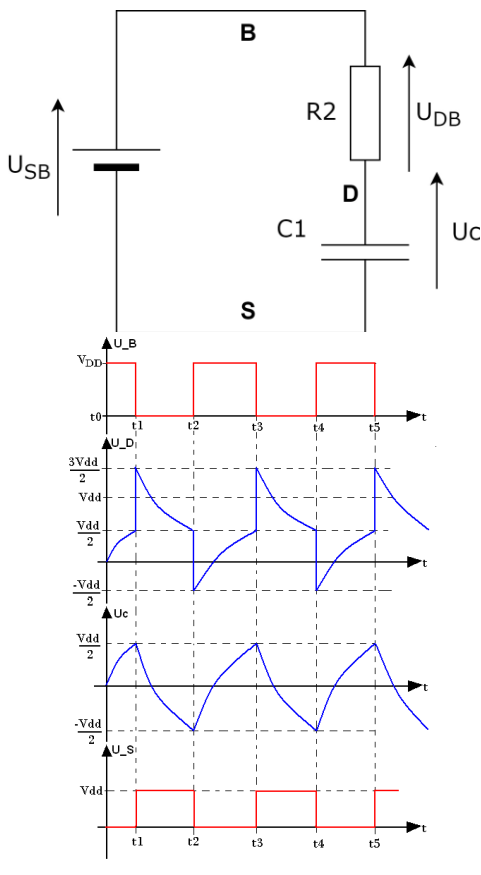
## TÂCHE 2 – GENERATION DE LA PORTEUSE

### Calcul de l'équation d'astable



Soit un oscillateur astable à portes NAND de période  $T = T_{haut(H)} + T_{bas(B)}$  et de rapport cyclique  $\alpha = \frac{T_H}{T_H + T_B}$ . Pour l'analyse, on suppose que RF\_CARRIER\_ACTIVE est toujours positionné à l'état haut (actif).

A la mise sous tension, on suppose que le condensateur est déchargé ( $U_c = 0V$ ) et S à l'état bas, d'où A à l'état bas (0V) et B à l'état haut ( $V_{DD}$ ). Le circuit est équivalent au schéma suivant :



Dans ces conditions, avec  $U_{SB} = V_{DD}$ , le condensateur se charge exponentiellement à travers R2 vers  $V_{DD}$ . Lorsque la charge du condensateur atteint  $U_c = \frac{V_{DD}}{2}$ , le point A atteint la tension de basculement de U1, donc la sortie B passe à l'état bas (0V) d'où S à l'état haut ( $V_{DD}$ ).

Dans ces conditions,  $U_{SB}$  est inversé et vaut désormais  $U_{SB} = -V_{DD}$ . Cependant, C1 conserve sa charge, et donc le sens de sa tension, d'où  $U_{BD} = -U_{SB} + U_c = V_{DD} + \frac{V_{DD}}{2} = \frac{3}{2}V_{DD}$ . Le condensateur, dont la tension est opposée par rapport aux autres potentiels du circuit, se décharge<sup>[1]</sup> alors complètement ( $U_c = 0V$ , soit une décharge de  $\frac{V_{DD}}{2}$ ) puis se recharge en sens inverse jusqu'à  $\frac{V_{DD}}{2}$ , point de basculement de U1 auquel B repasse à l'état haut ( $V_{DD}$ ) et S à l'état bas (0V). Et ainsi de suite.

La question est alors de choisir les composants R2 et C1 afin de paramétrer les vitesses de charge et décharge du condensateur.

<sup>1</sup> Ce n'est pas à proprement parler une « décharge » du condensateur, puisqu'il se charge en sens inverse

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

## Définition de la période de l'astable

Soit la période  $T = T_H + T_B$  un cycle complet d'états haut et bas. On définit la durée d'un état comme la différence de temps entre ses fronts montant et descendant pour l'état haut, et descendant puis montant pour l'état bas :  $T_B = t_3 - t_2$  ;  $T_H = t_2 - t_1$ . Autrement dit, la durée de l'état bas  $T_B$  est la durée de charge du condensateur de  $-\frac{V_{DD}}{2}$  à  $+\frac{V_{DD}}{2}$ , et la durée à l'état haut  $T_H$  est la durée de charge inverse du condensateur de  $+\frac{V_{DD}}{2}$  à  $-\frac{V_{DD}}{2}$ .

Soit l'équation temporelle de la tension d'un condensateur :  $u_c(t) = Ke^{-\frac{t}{\tau}} + K_0$ , avec  $K$  et  $K_0$  des coefficients constants.

### Durée à l'état bas $T_B$ (charge)

Prenons l'état bas entre les instants  $t_2$  et  $t_3$ . En considérant l'instant  $t_2$  comme l'instant temporel initial (c'est-à-dire  $t_2 = 0$  et  $u_c(t_2) = -\frac{V_{DD}}{2}$ ), le condensateur se charge de  $-\frac{V_{DD}}{2}$  à  $+V_{DD}$  (tension de sortie des NAND). On a :

$$\begin{cases} u_c(0_B) = u_c(t_2) = Ke^0 + K_0 = K + K_0 = -\frac{V_{DD}}{2} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} u_c(t) = 0 + K_0 = +V_{DD} \end{cases} \text{ d'où } \begin{cases} K = -\frac{3}{2}V_{DD} \\ K_0 = V_{DD} \end{cases} \text{ d'où } u_c(t) = -\frac{3}{2}V_{DD}e^{-\frac{t}{\tau}} + V_{DD}$$

Bien que le condensateur cherche à se charger jusqu'à  $+V_{DD}$ , le circuit ne lui en laisse pas le temps : les portes NAND basculent à  $\frac{V_{DD}}{2}$ , soit l'instant  $t_3$ . On a ainsi la durée  $T_B$  à l'état bas la durée de charge du condensateur jusqu'à  $\frac{V_{DD}}{2}$  :

$$u_c(T_B) = \frac{V_{DD}}{2} = -\frac{3}{2}V_{DD}e^{-\frac{T_B}{\tau}} + V_{DD} \Leftrightarrow \frac{1}{2} = -\frac{3}{2}e^{-\frac{T_B}{\tau}} + 1 \Leftrightarrow e^{-\frac{T_B}{\tau}} = \frac{1}{3} \Leftrightarrow -\frac{T_B}{\tau} = -\ln(3) \text{ d'où } T_B = \tau \ln(3)$$

### Durée à l'état haut $T_H$ (charge opposée)

De la même façon, prenons l'état haut entre les instants  $t_1$  et  $t_2$ . En considérant l'instant  $t_1$  comme l'instant temporel initial (c'est-à-dire  $t_1 = 0$  et  $u_c(t_1) = \frac{V_{DD}}{2}$ ), le condensateur se charge de  $+\frac{V_{DD}}{2}$  à  $-V_{DD}$ . On a :

$$\begin{cases} u_c(0_H) = u_c(t_1) = Ke^0 + K_0 = K + K_0 = \frac{V_{DD}}{2} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} u_c(t) = 0 + K_0 = -V_{DD} \end{cases} \text{ d'où } \begin{cases} K = \frac{3}{2}V_{DD} \\ K_0 = -V_{DD} \end{cases} \text{ d'où } u_c(t) = \frac{3}{2}V_{DD}e^{-\frac{t}{\tau}} - V_{DD}$$

On remarque que l'équation de charge est l'opposée de l'équation à l'état bas.

Bien que le condensateur cherche à se charger jusqu'à  $-V_{DD}$ , le circuit ne lui en laisse pas le temps : les portes NAND basculent à  $-\frac{V_{DD}}{2}$ , soit l'instant  $t_2$ . On a ainsi la durée  $T_H$  à l'état haut la durée de charge du condensateur jusqu'à  $-\frac{V_{DD}}{2}$  :

$$u_c(T_H) = -\frac{V_{DD}}{2} = \frac{3}{2}V_{DD}e^{-\frac{T_H}{\tau}} - V_{DD} \Leftrightarrow \frac{1}{2} = -\frac{3}{2}e^{-\frac{T_H}{\tau}} + 1, \text{ ce que l'on reconnaît être la même équation que pour } T_B, \text{ d'où } T_H = \tau \ln(3).$$

## CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

## Dimensionnement des composants

Etant donné que les chemins de charge du condensateur sont ici identiques pour les états haut et bas (et donc  $T_H = T_B$ ), notons qu'il est, pour ce schéma, impossible d'obtenir un rapport cyclique différent de 50%. Ce critère du sujet est donc validé par défaut, et seulement indiqué pour que le compétiteur y réfléchisse.

Finalement, on obtient  $T = T_H + T_B = 2\tau \ln(3) = 2\ln(3)R_2C_1$ , d'où  $f_{oscillateur} = \frac{1}{2\ln(3)R_2C_1}$ .

Afin d'obtenir une fréquence de fonctionnement de 250 kHz, en prenant  $R_2$  dans la série E24 1kΩ, par exemple  $R_2 = 1k\Omega$ , on obtient idéalement  $C_1 = \frac{1}{2\ln(3)fR_2} = \frac{1}{2\ln(3)250.10^6} \approx 1.8nF$ . La valeur la plus proche de la série E48 pour les condensateurs est 1.78 nF.

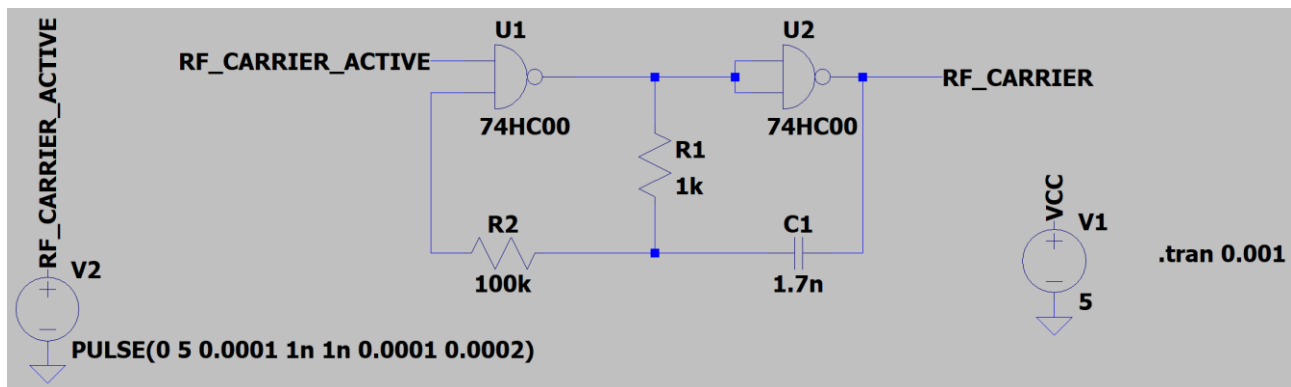
La valeur de la résistance  $R_1$  n'a, pour sa part, pas d'impact : cette résistance sert à recopier la tension D vers A, et doit idéalement tendre vers  $+\infty$  pour faire tendre le courant la traversant vers 0 A.

## Aide à la notation

Calcul de la fréquence :  $f_{oscillateur} = \frac{1}{2\ln(3)R_2C_1}$

Bornes autorisées pour la fréquence obtenue avec les paramètres du compétiteur :  $237.5kHz \leq f_{competeur} \leq 262.5kHz$ .

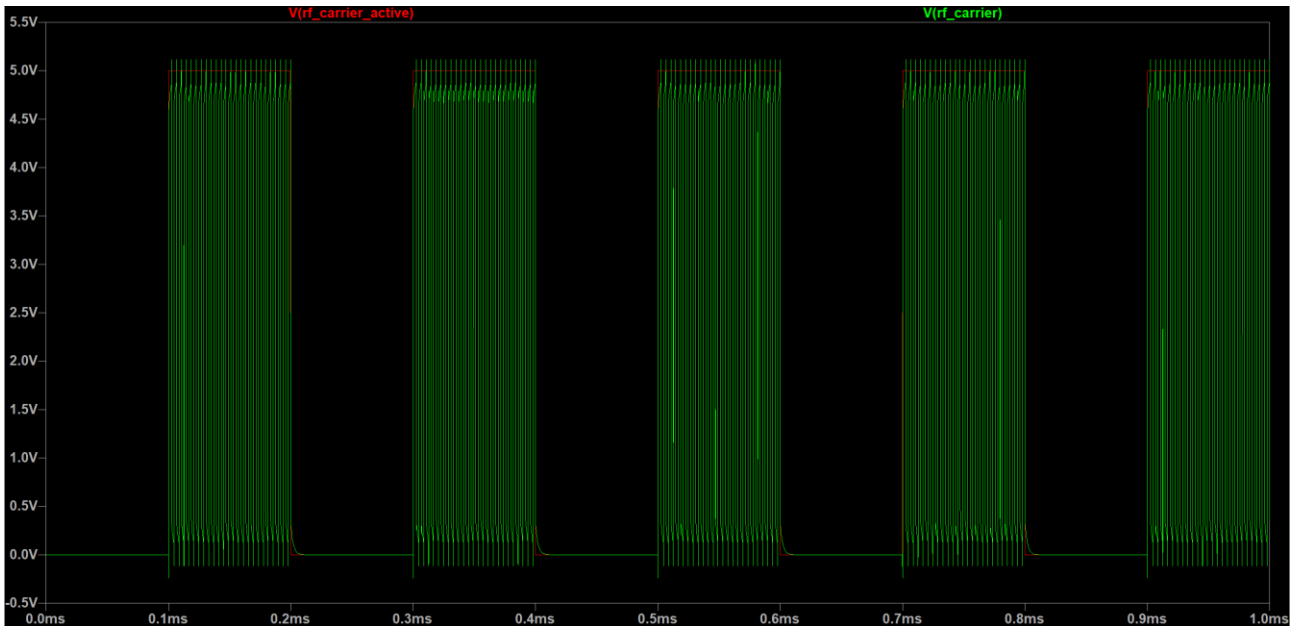
Schéma « 48\_CNAT\_16\_Electronique\_<REGION>-A\_2-simu.asc » :



## CONFIDENTIEL – CORRECTION

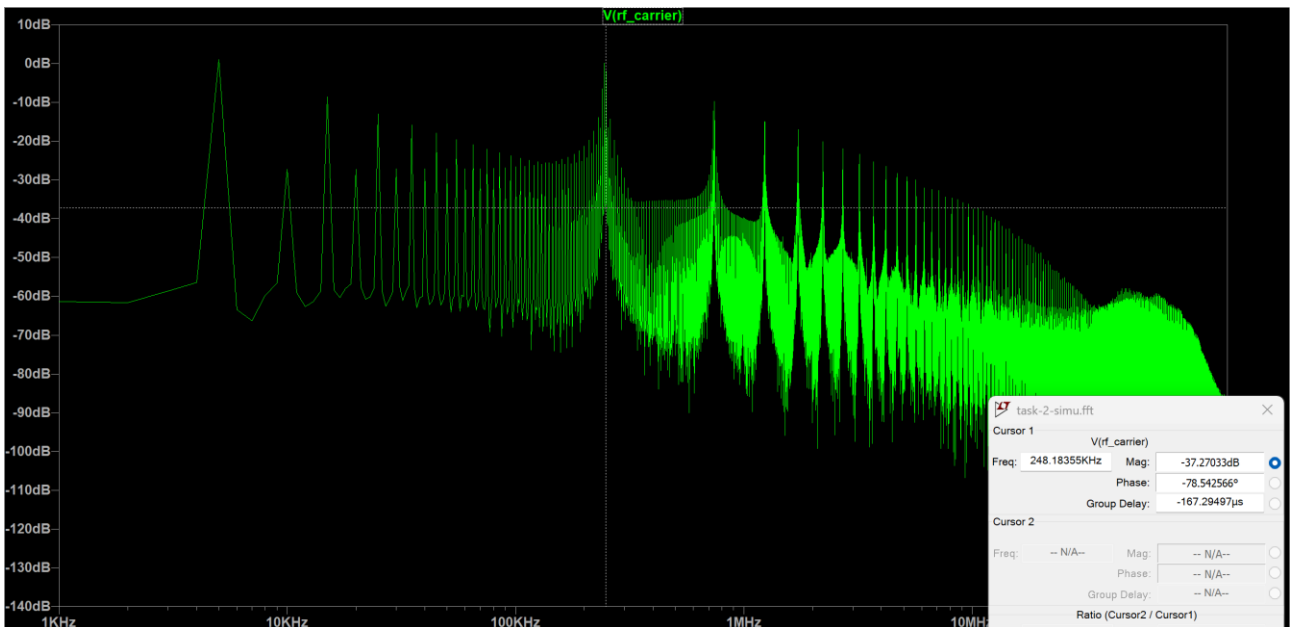
Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

Capture d'écran « 48\_CNAT\_16\_Electronique\_<REGION>-A\_2-RF\_CARRIER-AMPL » :



Capture d'écran « 48\_CNAT\_16\_Electronique\_<REGION>-A\_2-RF\_CARRIER-FREQ » :

La preuve de la fréquence fondamentale du signal de sortie RF\_CARRIER\_ACTIVE peut être apportée par une analyse de Fourier du signal.



## CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

## TÂCHE 3 – GENERATION DU SIGNAL UTILE

### Q01 : Coefficients du réseau 2/2R

Le théorème de Millman donne :

$$U_A \left( \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{0}{2R} + \frac{U_0}{2R} + \frac{U_B}{R}, \text{ soit } \frac{2U_A}{R} = \frac{1}{R} \left( \frac{U_0}{2} + \frac{U_B}{1} \right), \text{ d'où } U_A = \frac{U_0}{4} + \frac{U_B}{2}$$

De la même façon :

$$U_B \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{U_A}{R} + \frac{U_1}{2R} + \frac{U_C}{R}$$

$$\Leftrightarrow 5U_B = 2U_A + U_1 + 2U_C$$

$$\Leftrightarrow 5U_B = 2 \left( \frac{U_0}{4} + \frac{U_B}{2} \right) + U_1 + 2U_C$$

$$\Leftrightarrow 5U_B = \frac{U_0}{2} + U_B + U_1 + 2U_C$$

$$\Leftrightarrow 4U_B = \frac{U_0}{2} + U_1 + 2U_C \text{ d'où } U_B = \frac{U_0}{8} + \frac{U_1}{4} + \frac{U_C}{2}$$

$$U_C \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{U_B}{R} + \frac{U_2}{2R} + \frac{U_D}{R} \text{ d'où } U_C = \frac{U_0}{16} + \frac{U_1}{8} + \frac{U_2}{4} + \frac{U_D}{2}$$

$$U_D \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{R} \right) = \frac{U_C}{R} + \frac{U_3}{2R} + \frac{U_S}{R} \text{ d'où } U_D = \frac{U_0}{32} + \frac{U_1}{16} + \frac{U_2}{8} + \frac{U_3}{4} + \frac{U_S}{2}$$

$$\text{Enfin : } U_S \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{2R} \right) = \frac{U_D}{R} + \frac{U_4}{2R} \Leftrightarrow 3U_S = 2U_D + U_4 = 2 \left( \frac{U_0}{32} + \frac{U_1}{16} + \frac{U_2}{8} + \frac{U_3}{4} \right) + U_S + U_4$$

$$\text{Soit } 2U_S = 2(\dots) + U_4, \text{ d'où } U_S = \frac{U_0}{32} + \frac{U_1}{16} + \frac{U_2}{8} + \frac{U_3}{4} + \frac{U_4}{2}.$$

On peut ainsi simplifier l'équation de ce réseau R/2R :  $U_S = \sum_{n=0}^4 \frac{1}{2^{(4+1)-n}} U_n$  et, en extrapolant cette formule pour un réseau R/2R à  $N$  états :  $U_{S[N]} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2^{N+1-n}} U_n$ .

D'où :

Coefficient	Valeurs acceptées
$k_0$	$\frac{1}{32}, \frac{1}{2^5}, 2^{-5}, 0.03125 (*)$
$k_1$	$\frac{1}{16}, \frac{1}{2^4}, 2^{-4}, 0.0625 (*)$
$k_2$	$\frac{1}{8}, \frac{1}{2^3}, 2^{-3}, 0.125 (*)$
$k_3$	$\frac{1}{4}, \frac{1}{2^2}, 2^{-2}, 0.25 (*)$
$k_4$	$\frac{1}{2}, \frac{1}{2^1}, 2^{-1}, 0.5 (*)$

(\*) Toutes autres notations exactes sont acceptées, mais aucune approximation n'est tolérée.

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.



## Q02 / Q03 : Résolution du convertisseur numérique → analogique, tensions minimale et maximale

La résolution d'un convertisseur numérique → analogique correspond à la plus petite tension possible en sortie du convertisseur. Elle correspond au pas minimum de conversion représenté par la variation du bit de poids faible.

En règle générale, on note  $q_n = \frac{V_{max}}{2^n - 1}$  la résolution (ou quantum) d'un convertisseur numérique → analogique, avec  $V_{max}$  la tension pleine échelle (la tension maximale en sortie du convertisseur) et  $n$  le nombre de bits. Dans cet exercice, la tension pleine échelle n'est pas connue : la tension à l'état haut de chaque bit étant de 5V ( $U_0 = U_1 = \dots = U_4 = 5V$ ), la tension pleine échelle asymptotique est de 5V, or l'équation du réseau R/2R, par la division forcée de chaque bit dans le calcul de la tension de sortie, rend cette tension asymptotique inatteignable. Pour une tension de bits de 5V, on obtient alors  $q_5 = \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{5}{2^5} = \frac{5}{32} = 0.15625 V$ , valeur vérifiable grâce à l'équation du réseau R/2R obtenue en Q01 :  $q_5 = \frac{5}{32} + \frac{0}{16} + \frac{0}{8} + \frac{0}{4} + \frac{0}{2}$ .

Dans cet exercice, la valeur numérique maximale est ainsi  $2^5 - 1 = 31$ , d'où  $V_{max} = 31 \times \frac{5}{32} = 4.84375 V$ . On retrouve alors la cohérence  $q_n = \frac{V_{max}}{2^n - 1}$ .

Grandeur	Valeurs acceptées
$q_5$	$\frac{5}{32}$ , 0.15625 V (*)
$U_{s\_min}$	La tension minimale est la tension de résolution, donc mêmes valeurs que $q_5$
$U_{s\_max}$	$5 \times \frac{31}{32}$ , 4.84375 V (*)

(\*) Toutes autres notations exactes sont acceptées, mais aucune approximation n'est tolérée.

## Q04 : Résolution du convertisseur R/2R à huit entrées

En extrapolant les équations décrites ci-dessus, on obtient :

$$q_n = \frac{V_{ref}}{2^n} \text{ d'où } q_8 = \frac{5V}{2^8} = \frac{5}{256} = 0.01953125 V$$

$$U_{s[N]} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2^{N+1-n}} U_n \text{ d'où } U_{s\_min\_8} = \frac{U_0=5V}{2^8} + \frac{U_1=0V}{2^7} + \frac{U_2=0V}{2^6} + \frac{U_3=0V}{2^5} + \frac{U_4=0V}{2^4} + \frac{U_5=0V}{2^3} + \frac{U_6=0V}{2^2} + \frac{U_7=0V}{2^1}$$

Valeurs acceptées :  $q_8 = \frac{5}{256} V = 0.01953125 V$  et toutes autres notations exactes ; aucune approximation tolérée.

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

### Q05 : Valeur à écrire par la mémoire pour obtenir $U_S = 3.34V$

Pour obtenir la valeur numérique  $S$  approchant au mieux une sortie  $U_S = 3.34V$ , il faut préalablement connaître le poids de chaque bit dans la valeur de sortie :

Bit	Poids dans la tension de sortie
0	$b_0 = \frac{U_0}{2^8} = \frac{5V}{256} = 0.01953125 V$
1	$b_1 = \frac{U_1}{2^7} = \frac{5V}{128} = 0.0390625 V$
2	$b_2 = \frac{U_2}{2^6} = \frac{5V}{64} = 0.078125 V$
3	$b_3 = \frac{U_3}{2^5} = \frac{5V}{32} = 0.15625 V$
4	$b_4 = \frac{U_4}{2^4} = \frac{5V}{16} = 0.3125 V$
5	$b_5 = \frac{U_5}{2^3} = \frac{5V}{8} = 0.625 V$
6	$b_6 = \frac{U_6}{2^2} = \frac{5V}{4} = 1.25 V$
7	$b_7 = \frac{U_7}{2^1} = \frac{5V}{2} = 2.5 V$

Il faut ensuite choisir les bits pour atteindre la valeur souhaitée en commençant par le bit de poids fort, en choisissant les bits pour lesquels la somme des bits précédemment choisis et du bit en cours ne dépasse pas la valeur souhaitée de  $3.34V$  :  $U_S = b_7 + b_5 + b_3 + b_1 + b_0$ , d'où  $S = 0b10101011 = 0xAB = 171$ .

#### Détail :

$b_7 = 2.5V < 3.34V \rightarrow b_7$  pris en compte  
 $b_7 + b_6 = 3.75V > 3.34V \rightarrow b_6$  non pris en compte  
 $b_7 + b_5 = 3.125V < 3.34V \rightarrow b_5$  pris en compte  
 $b_7 + b_5 + b_4 = 3.4375V > 3.34V \rightarrow b_4$  non pris en compte  
 ...

Valeurs acceptées : 171, AB.

### Q06 : Tension $U_S$ si $S = 0x34$

Si  $S = 0x34$ , les bits 2, 4 et 5 sont à l'état haut, d'où  $U_S = \frac{U_2=5V}{2^6} + \frac{U_4=5V}{2^4} + \frac{U_5=5V}{2^3} = \frac{65}{64} = 1.015625 V$ .

Valeurs acceptées :  $\frac{65}{64} V$ , 1.015625 V, 1.0156 V

### Q07 : Tension $U_S$ si $S = 0xFF$

Si  $S = 0xFF$ , les 8 bits sont à l'état haut, et  $U_S$  vaut  $U_S = V_{ref} - q_8 = 5V - \frac{5}{256}V = 4.98046875 V$ .

Autre façon de calculer cette valeur :  $U_S = \frac{5}{2^8} + \frac{5}{2^7} + \frac{5}{2^6} + \frac{5}{2^5} + \frac{5}{2^4} + \frac{5}{2^3} + \frac{5}{2^2} + \frac{5}{2^1} = 4.98046875 V$ .

Valeurs acceptées :  $\frac{1275}{256} V$ , 4.98046875 V, 4.9805 V

## CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

### Q08 : Tension $U_S$ si $E = 0x2B$

La valeur enregistrée à l'adresse mémoire  $0x2B$  est  $0x83$ , soient les bits 0, 1 et 7 à l'état haut, d'où

$$U_S = \frac{5}{2^8} + \frac{5}{2^2} + \frac{5}{2^1} = \frac{965}{256} = 3.76953125 \text{ V}.$$

Valeurs acceptées :  $\frac{965}{256} \text{ V}$ ,  $3.76953125 \text{ V}$ ,  $3.7695 \text{ V}$

### Q09 : Adresse $E$ pour $U_S = 2.051 \text{ V}$

En reprenant la logique de Q05,  $U_S$  approche  $2.051 \text{ V}$  si  $U_S = b_6 + b_5 + b_3 + b_0$ , soit  $S = 0b01101001 = 0x69$ . D'après la table des allocations mémoire,  $S = 0x69$  pour  $E = 0x35$ .

### Q10 : Adresses $E_{\text{bas}}$ et $E_{\text{haut}}$ permettant $U_S = 1 \text{ V}$ et $U_S = 5 \text{ V}$

Q06 a montré que  $U_S \approx 1.0156 \text{ V}$  pour  $S = 0x34$ , et la tension de référence  $5 \text{ V}$  est atteinte au plus proche pour la valeur maximale de  $S$ , soit  $S = 0xFF$  (Q07). Les adresses attendues sont donc  $E_{\text{bas}} = 0x34$  (la valeur  $0x34$  est à l'adresse  $0x34$ ) et  $E_{\text{haut}} = 0x25$ .

Note : la valeur exacte de  $S$  au plus proche de  $1 \text{ V}$  est  $0x33$  ( $0.996094 \text{ V}$ , erreur de seulement  $0.003906 \text{ V}$  contre  $0.015625 \text{ V}$  pour  $0x34$ ), mais  $0x33$  n'est pas une valeur du tableau. Il est attendu du compétiteur de prendre l'initiative de choisir la valeur la plus proche disponible.

## TÂCHE 4 – MODULATION ET FILTRAGE

### Choix de l'amplificateur opérationnel

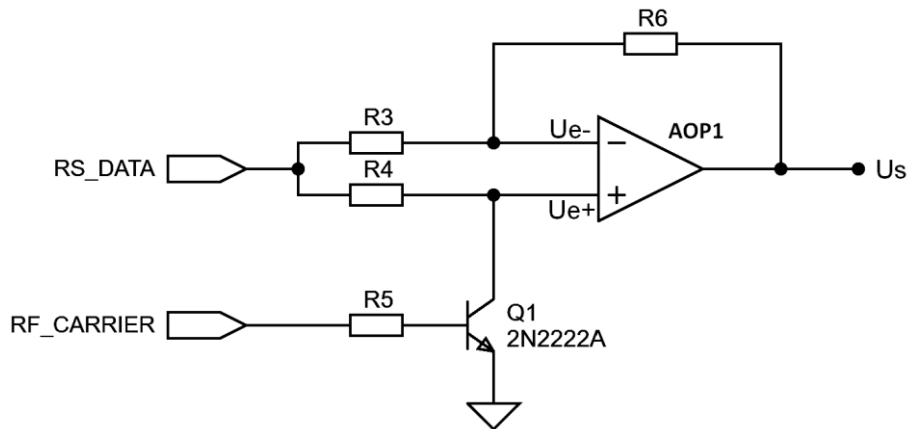
Pour cette tâche, on cherche un amplificateur opérationnel alimenté en  $\pm 5 \text{ V}$  adapté à un circuit de modulation RF de fréquence fondamentale  $250 \text{ kHz}$  (haut produit gain bande passante de vitesse de balayage (*slew rate*)) et d'amplitude crête-à-crête  $10 \text{ V}$ , sans amplification ni atténuation (l'amplification est déjà réalisée par la tâche 3), ni écrêtage (idéalement *rail-to-rail*).

Amplificateur opérationnel	Explication du choix
TLV379	Adapté aux applications basse fréquence, avec un produit gain bande passante à $90 \text{ kHz}$ bien inférieur aux besoins de notre application et une <i>slew rate</i> de $0.03 \text{ V}/\mu\text{s}$ trop faible.
INA210-Q1	Adapté aux applications de contrôle électrotechnique et d'électronique de puissance, non adapté aux contraintes de notre application.
LT1722IS5 (CHOIX)	Adapté aux applications RF, avec une <i>slew rate</i> rapide, un produit gain bande passante de $200 \text{ MHz}$ (supérieur au besoin), une faible distorsion harmonique, une alimentation $\pm 5 \text{ V}$ (alimentation maximale ( $V_{S+} - V_{S-}$ ) $12.6 \text{ V}$ ). Défaut : non <i>rail-to-rail</i>
AD8410A	Adapté aux applications haute tension pour contrôle électrotechnique avec un besoin de très forte amplification.
LMH6401	Performances bien supérieures à notre besoin (produit gain bande passante de $4.5 \text{ GHz}$ , <i>slew rate</i> de $18200 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), mais alimentation maximale ( $V_{S+} - V_{S-}$ ) de $5.5 \text{ V}$ , capacité inférieure au besoin.
LTC6419	Performances bien supérieures à notre besoin (produit gain bande passante de $10 \text{ GHz}$ , <i>slew rate</i> de $3300 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), mais alimentation maximale ( $V_{S+} - V_{S-}$ ) de $5.5 \text{ V}$ , capacité inférieure à notre besoin.

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

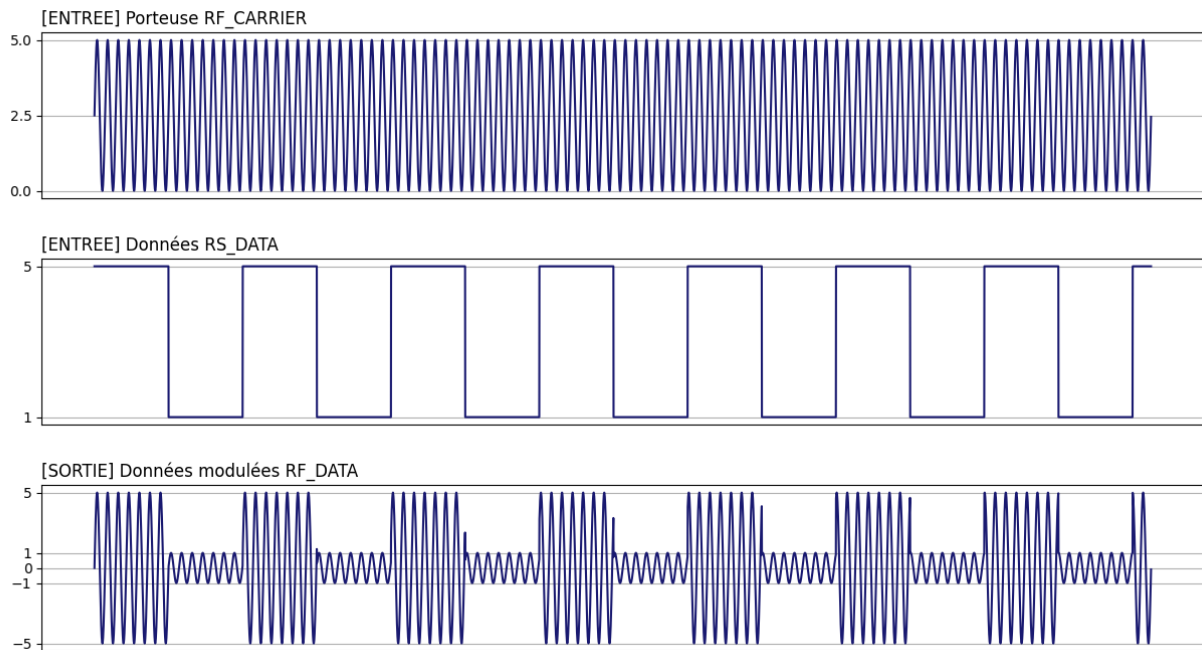
Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

## Dimensionnement des résistances



Soit RS\_DATA un signal carré de valeur minimale 1V et de valeur maximale 5V.  
Soit RF\_CARRIER un signal carré de valeur minimale 0V et valeur maximale 5V.  
RF\_CARRIER est de fréquence bien supérieure à RS\_DATA.

Le fonctionnement souhaité ici est inhabituel de ce que les compétiteurs ont pu étudier en cours, et demande une réflexion sur la logique de fonctionnement en plus du calcul des fonctions de transfert. Le but de ce montage est de produire une sortie dont l'amplitude générale suit le profil de RS\_DATA, mais dont le signal réel est alternatif et produit une symétrie par rapport à 0V.



### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

Le moyen le plus simple pour dimensionner le circuit est d'établir les équations selon les deux états de RF\_CARRIER. Le signal RF\_CARRIER est un signal tout ou rien dont la valeur maximale sature le transistor Q1. Q1 fonctionne donc en mode bloqué / saturé : dans le cas idéal, soit aucun courant ne passe, soit  $U_{e+}$  est tiré à la masse.

On considère l'amplificateur opérationnel comme idéal :  $U_{e+} = U_{e-}$  ;  $i_{e+} = i_{e-} = 0A$

D'après le théorème de Millman, on a :

$$U_{e-} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6} \right) = \frac{RS_{DATA}}{R_3} + \frac{U_S}{R_6}$$

$$\Leftrightarrow U_S = R_6 \left[ U_{e-} \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6} \right) - \frac{RS_{DATA}}{R_3} \right]$$

$$\Leftrightarrow U_S = U_{e-} \left( 1 + \frac{R_6}{R_3} \right) - \frac{R_6}{R_3} RS_{DATA}$$

Si RF\_CARRIER à l'état bas (0V) et que l'amplificateur opérationnel est idéal (donc qu'aucun courant n'y entre), aucun courant ne passe dans  $R_4$  et  $U_{e+} = RS_{DATA}$ .

Si RF\_CARRIER à l'état haut (5V),  $U_{e+}$  est tiré à la masse (0V).

Sachant  $U_{e+} = U_{e-}$  :

- Si RF\_CARRIER à l'état bas :  $U_S = RS_{DATA} \left( 1 + \frac{R_6}{R_3} \right) - \frac{R_6}{R_3} RS_{DATA} = RS_{DATA} \left( 1 + \frac{R_6}{R_3} - \frac{R_6}{R_3} \right)$  d'où  $U_S = RS_{DATA}$
- Si RF\_CARRIER à l'état haut :  $U_S = -\frac{R_6}{R_3} RS_{DATA}$

Ainsi, dans un cas idéal, seules  $R_3$  et  $R_6$  interviennent dans les calculs, et il faut choisir  $R_6 = R_3$  pour répondre au cahier des charges.  $R_4$  et  $R_5$  servent respectivement, pour leur part, à protéger RS\_DATA d'un tirage à la masse, et à protéger électriquement Q1.

A cette étape, il est demandé au compétiteur de prendre une initiative technique quant au choix des valeurs. La seule contrainte (demandée au début du sujet) est que ces valeurs soient dans la série E24. Prendre 10kΩ pour les quatre résistances est un choix usuel judicieux.

### Calcul du filtre passe bas

Soit un filtre RC passif du premier ordre de pulsation de coupure  $\omega_0 = \frac{1}{R_7 C_2}$  et de fréquence de coupure  $f_c = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_7 C_2}$ .

En prenant  $R_7 = 10k\Omega$ , et pour  $f_c = 320kHz$ ,  $C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_7} = \frac{1}{2\pi \cdot 320 \cdot 10^3 \cdot 10^4} \approx 4.974 \times 10^{-11} F \approx 50pF$ .

Dans la série E48, la valeur la plus proche de 50 pF est 51.1 Pf.

Avec cette valeur,  $f_c = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times (51.1 \times 10^{-12})} \approx 311.46kHz$ , acceptable dans les 5% d'erreur autorisés par le sujet.

On accepte  $304kHz \leq f_c \leq 336kHz$ .

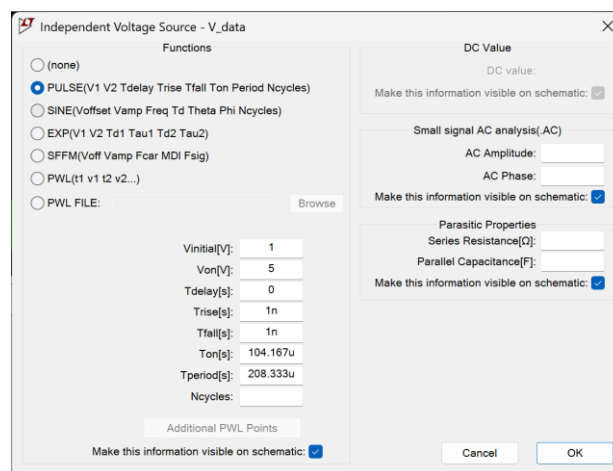
### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

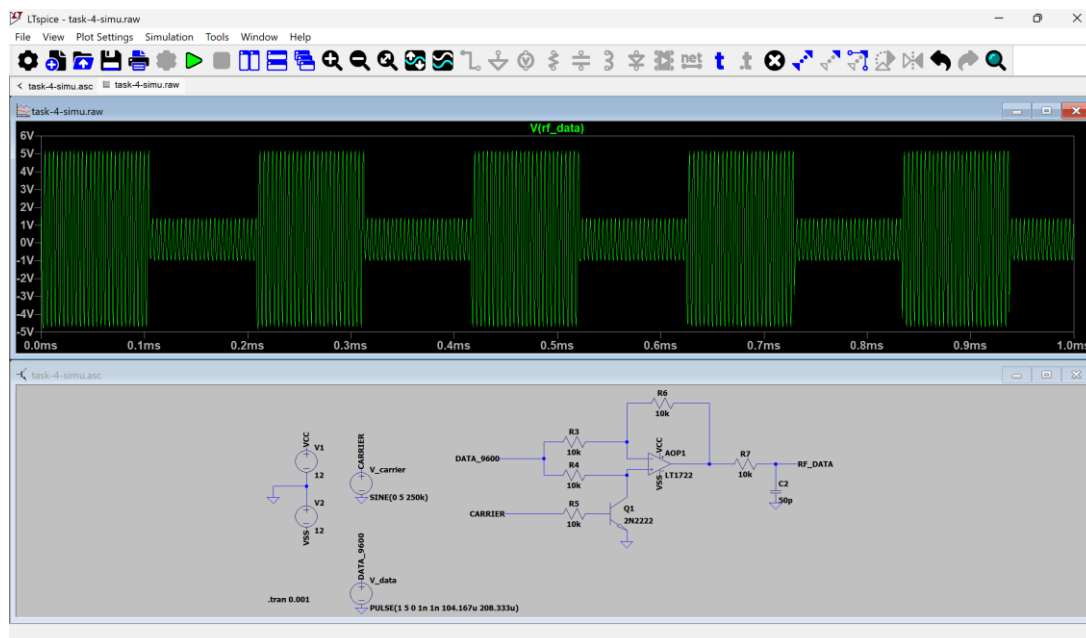
## Simulation du schéma

Le signal RS\_DATA est transmis à une vitesse de 9600 bauds, soit un débit de  $D = 9600 \times \log_2(2) = 9600 \text{ bits/s}$ . LTSpice ne permettant pas la génération simple de signaux carrés périodiques, une façon de simuler le signal RS\_DATA est de générer un signal pulsé alternant entre états hauts et bas, et changeant d'état à la fréquence de 9600 Hz. Ainsi, la durée d'un bit est  $T_{bit} = \frac{1}{f} = \frac{1}{9600} = 0.0001041\bar{6} \text{ s} \approx 104.167\mu\text{s}$ , soit une pulsation de  $104.167\mu\text{s}$  à l'état haut et de période deux fois cette durée (pour avoir un état haut et un état bas).

Instruction LTSpice : PULSE(1 5 0 1n 1n 104.167u 208.333u)



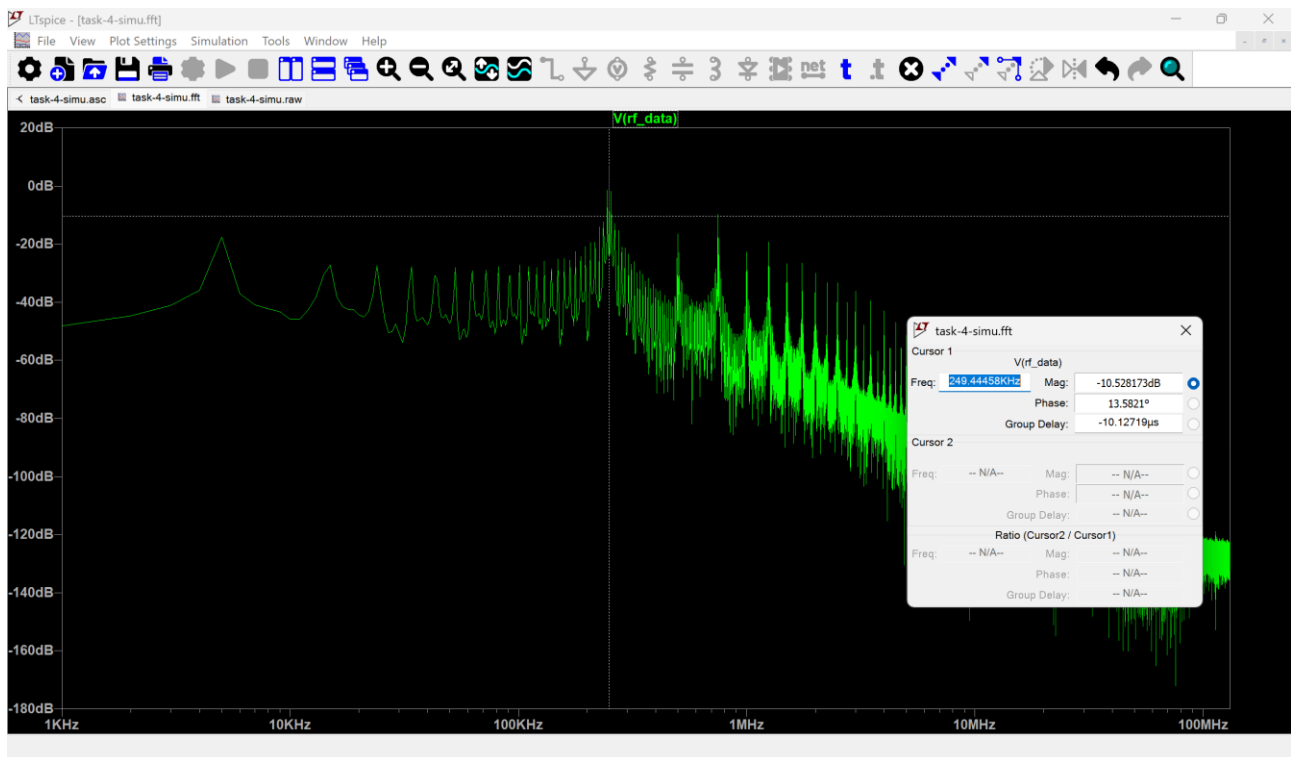
Capture **48\_CNAT\_16\_Electronique\_<REGION>-A\_4-RF\_DATA-AMPL** attendue :



## CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.

Capture **48\_CNAT\_16\_Electronique\_<REGION>-A\_4-RF\_DATA-FREQ** attendue :



Astuce technique : à cette fréquence et pour cet usage, un signal RF\_CARRIER carré est à peu près équivalent à un signal RF\_CARRIER sinusoïdal (idéal pour la modulation). En tâche 2, les compétiteurs ont étudié un astable produisant un signal carré, mais il n'est pas ordonné de le réutiliser ! Le choix est laissé au compétiteur de l'utiliser ou de simuler son propre signal RF\_CARRIER. Dans cette situation, il est judicieux de générer directement un signal sinusoïdal, plus facilement maîtrisable et de fréquence certaine, plutôt que de simuler un signal carré de fréquence 250 kHz. Par contre, le circuit étant conçu pour un signal carré, l'utilisation d'un signal sinusoïdal induit un léger décalage sur la tension de sortie du circuit.

Dans tous les cas, le signal de sortie est déformé et ressemble plus à un signal triangulaire, en dents de scie ou en vagues qu'à un signal carré ou sinusoïdal. Cette déformation est tolérée et n'est pas prise en compte dans la notation.

On accepte un signal à l'état haut compris entre 4.5 et 5.5 V, son symétrique entre -4.5 et -5.5 V, et un signal à l'état bas entre 0.8 et 1.4 V et son symétrique entre -0.8 et -1.4 V.

### CONFIDENTIEL – CORRECTION

Ce document contient la correction d'un sujet de compétition. Il est strictement confidentiel et ne doit pas être divulgué aux compétiteurs avant la fin de la compétition.