

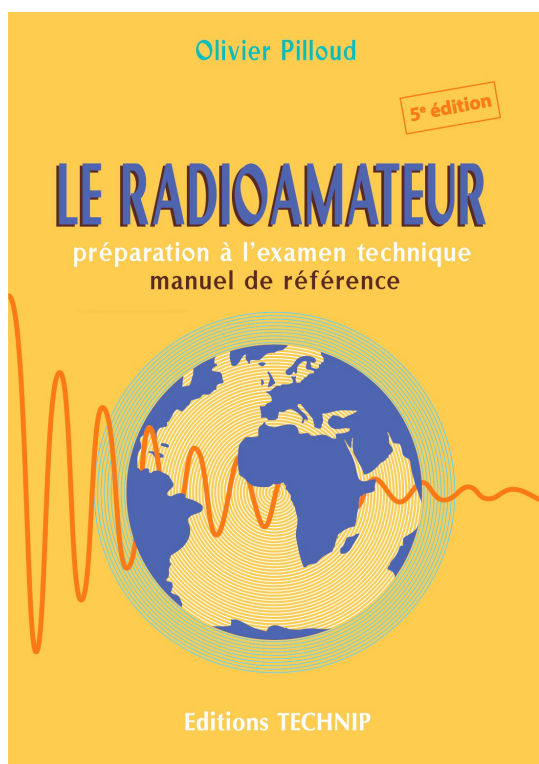
Exemples de problèmes d'examen

Réponses commentées, Olivier PILLOUD, HB9CEM, VE3PSX, AE7AL.
pour le document OFCOM : Exemples de problèmes d'examen 30.10.2023
basé sur la version OFCOM 20.10.2023

Remarque : les réponses proposées dans ce document vont souvent au-delà de ce qui strictement nécessaire ; cela pour deux raisons. Premièrement parce que l'OFCOM nous a précisé que les questions posées n'étaient pas les mêmes que celles publiées, puis deuxièmement, par souci didactique. De cette façon, la simple lecture de ces réponses devrait permettre au candidat de consolider et d'étendre son bagage en vue de l'examen technique.

Note : les problèmes marqués d'une astérisque (*) sont ceux que l'OFCOM considère du niveau de l'examen HB3. Ces questions avec toutes les autres constituent le champ de l'examen de niveau HB9.

Cours : tous les sujets traités dans ce document sont abordés en détail dans le livre :



Le Radio-Amateur préparation à l'examen technique manuel de référence

5^e édition (2023)

Olivier Puis - HB9CEM

Éditions Technique - Paris

ISBN 978-2-7108-1197-8

<http://hb9cem.pilloud.net>

1. Connaissances mathématiques générales et quantités

1.1 * 0,042 A correspond à 42×10^{-3} A, soit 42 mA

Astuce : on peut mettre la calculette en mode « Notation Ingénieur » et entrer 0,042 pour obtenir la réponse (mais ceci ne devrait pas être nécessaire).

1.2 * 0,00042 correspond à 420×10^{-3} A, soit 420 μ A

Astuce : on peut mettre la calculette en mode « Notation Ingénieur » et entrer 0,00042 pour obtenir la réponse (mais ceci ne devrait pas être nécessaire).

1.3 * 100 mW correspondent à 10^{-1} W

Astuce : on peut mettre la calculette en mode « Notation Scientifique » et entrer 100×10^{-3} pour obtenir la réponse (mais ceci ne devrait pas être nécessaire).

1.4 * 4'200'000 Hz correspondent à $4,2 \times 10^6$ Hz

Astuce : on peut mettre la calculette en mode « Notation Ingénieur » et entrer 4200000 pour obtenir la réponse (mais ceci ne devrait pas être nécessaire).

1.5 * L'unité de tension électrique est le Volt (V)

1.6 * L'unité de charge électrique est le Coulomb (C)

Commentaire : Le Coulomb est défini comme 1 Ampère par seconde. On peut donc exprimer la charge électrique en Ampèresecondes (As). Cependant l'unité de charge électrique est le Coulomb (C).

1.7 * L'unité de puissance électrique est le Watt (W)

1.8 * L'unité de résistance électrique est l'Ohm (Ω)

1.9 * 0,22 μ F équivaut à 220 nF

Astuce : on peut mettre la calculette en mode « Notation Ingénieur » et entrer $0,22 \times 10^{-6}$ pour obtenir la réponse 220×10^{-9} (mais ceci ne devrait pas être nécessaire).

1.10 * 3,75 MHz équivalent à 3750 kHz

1.11 * L'unité de capacité est le Farad (F)

2. Électricité, Magnétisme et Théorie des Radiocommunications

- 2.1 *** L'unité de puissance électrique est le Watt [W].
L'unité de tension électrique est le Volt [V], l'unité de courant électrique est l'Ampère [A] et l'unité de résistance est l'Ohm [Ω].
- 2.2 *** L'unité de travail électrique est le Joule [J], un Joule vaut 1 Watt · seconde [Ws]. Les multiples de ces unités sont aussi utilisés pour mesurer le travail électrique, par exemple le Watt · heure [Wh] ou le kilowatt · heure [kWh].
- 2.3 *** La chute de tension est la différence de potentiel aux bornes d'un élément ou d'un groupe d'éléments, comme par exemple une ou des résistances.
- 2.4 *** Le sélénium est un matériaux obsolète. Il a été longtemps utilisé pour la fabrication de redresseurs, mais il est maintenant remplacé par le silicium; le germanium est encore utilisé dans certains cas.
- 2.5 *** L'ensemble des matériaux est classé en 3 catégories : les conducteurs, les isolants et entre les deux, les semiconducteurs. Les conducteurs sont les métaux usuels, tels que le cuivre, l'aluminium, l'or, le fer ou des alliages tels le laiton ou le bronze. Les isolants ne conduisent pas le courant électrique, ce sont par exemple les plastiques, le verre, le caoutchouc, la porcelaine, etc. Entre deux les semiconducteurs sont de mauvais conducteurs mais pas assez pour être considérés comme isolants ; citons du plus utilisé au moins fréquent le Silicium (Si) le Germanium (Ge) et le Sélénium (Se). Notons que pour être utiles en électronique, ces matériaux ne sont généralement pas utilisés purs pour améliorer leurs propriétés conductrices (c'est le dopage).
- 2.6 *** Un gros conducteur, soit un conducteur de section importante présentera moins de résistance au passage du courant qu'un conducteur fin, soit de section faible. Quant à la résistivité, elle est une caractéristique du matériau et ne dépend pas de ses dimensions physiques.
- 2.7 *** Lorsque des résistances sont connectées en série, le courant qui les parcourt est identique dans toutes les résistances voir *Figure 2.7* ci-dessous. En effet le courant qui sort de R_1 est le même que celui qui y entre et il n'a d'autre possibilité que d'entrer dans R_2 en sortant de R_1 , puis en sortant de R_2 , d'entrer dans R_3 , avant de retourner vers la source. Dans ces conditions, la tension aux bornes de chaque résistance vaut :

$$U = R \cdot I$$

Ce qui implique que la tension aux bornes de chaque résistance est proportionnelle à sa valeur. Dans l'exemple ci-dessous, pour un courant $I = 1$ mA, la tension aux bornes de R_1 est de 8,2 V, la tension aux bornes de R_2 est de 2,7 V et la tension aux bornes de R_3 est de 47 V.

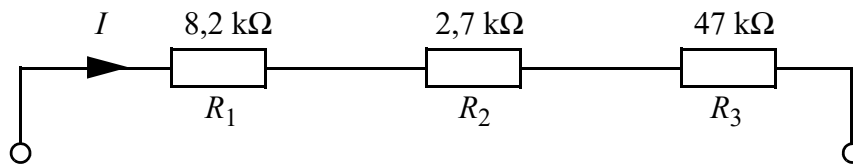


Figure 2.7 Trois résistances en série. Le courant I est le même en tous les points du circuit.

2.8 * La réponse à cette question est donnée ci-dessus à la question 2.7 *

2.9 * La puissance est calculée par la formule : $P = U \cdot I$

Nous savons d'autre part que le courant dans une résistance donnée dépend de la tension à ses bornes :

$$I = \frac{U}{R}$$

Si donc on augmente la tension U aux bornes d'une résistance, le courant I qui la traverse augmente proportionnellement ; la puissance augmente aussi en fonction de ces deux grandeurs.

La puissance dissipée dans une résistance est donnée par :

$$P = \frac{U^2}{R} \text{ et connaissant } P \text{ et } R, \text{ la tension s'obtient par : } U = \sqrt{P \cdot R}$$

Ce qui dans notre cas donne : $U = \sqrt{0,25 \cdot 470} = 10,84 \text{ V}$

Étant bien entendu que $1/4 \text{ W}$ s'écrit $0,25 \text{ W}$.

2.10 * On demande ici comment se comporte le courant dans 4 résistances en parallèle. La **Figure 2.10** répond à cette question. On voit déjà que la tension U se retrouve identique aux bornes de chaque résistance. Dans ce cas, ce qui change est le courant dans chaque résistance, donné par :

$$I = \frac{U}{R}$$

Ce qui implique que le courant est inversement proportionnel à la valeur de la résistance. Pour une tension U de 10 V , le courant dans R_1 est de 100 mA , le courant dans R_2 est de 20 mA , le courant dans R_3 est de 10 mA et dans R_4 de 2 mA .

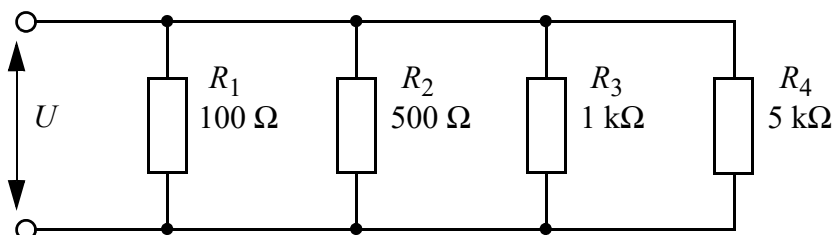


Figure 2.10 Quatre résistances en parallèle. La tension U se retrouve aux bornes de chaque résistance.

2.11 * La réponse à cette question est donnée ci-dessus à la question 2.7 *.

2.12 * Selon la loi des noeuds de Kirchhoff la somme des courants entrants dans le noeud doit être égale à la somme des courants sortants.

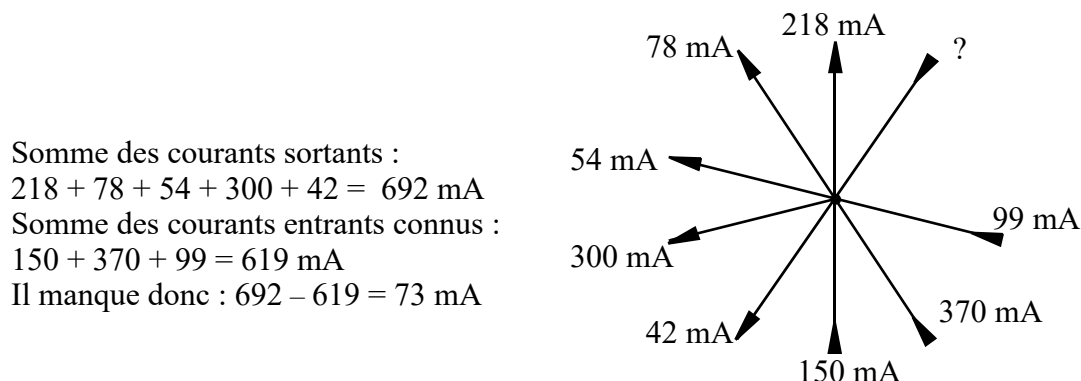


Figure 2.12 Dans le point de jonction de plusieurs conducteurs (noeud), la somme des courants entrants doit être égale à la somme des courants sortants.

2.13 * Dans la version précédente de cette question, il était question d'une ampoule de 9 V, 1 W. Nous avons affaire maintenant à « *affichage optique intégré à un dispositif de radiocommunication* ». Puisque l'ampoule est prévue pour 9 V et que l'on veut la brancher sur une source de 12 V, une résistance branchée en série doit chuter 3 V. Pour que l'ampoule dissipe 1 W, le courant qui la traverse (et qui traverse aussi la résistance) vaut :

$$I = P/U = 1/9 = 0,1111 \text{ A}$$

et la résistance à brancher en série avec l'ampoule vaut :

$$R = U/I = 3/0,1111 = 27 \Omega$$

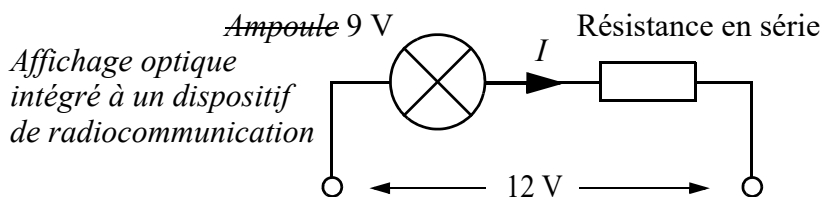


Figure 2.13 La résistance en série avec l'ampoule limite le courant dans l'ampoule à la valeur requise.

2.14 Il est vraisemblable que la ligne fait 2 fois 3,5 m de long pour une longueur totale de fil de 7 m. Il faut calculer la chute de tension dans la ligne et retrancher cette valeur de la tension d'alimentation pour trouver la tension aux bornes de l'émetteur.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} = 0,0175 \cdot \left(\frac{7}{6}\right) = 0,0204 \Omega$$

La chute de tension dans le câble :

$$U = I \cdot R = 20 \cdot 0,0204 = 0,408 \text{ V}$$

La tension aux bornes de l'émetteur est alors de :

$$13,8 - 0,408 = 13,392 \text{ V} \approx 13,4 \text{ V}$$

- 2.15** Dans ce circuit, reproduit ci-dessous, nous voyons d'abord 3 résistances en parallèle, dont nous pouvons calculer la résistance équivalente. Puis 2 résistances sont en série avec ce premier groupe, puis pour finir, un groupe de 2 résistances, dont nous pouvons calculer la résistance équivalente sont en série avec le tout. Tout ce circuit est parcouru par un courant de 1,7 mA.

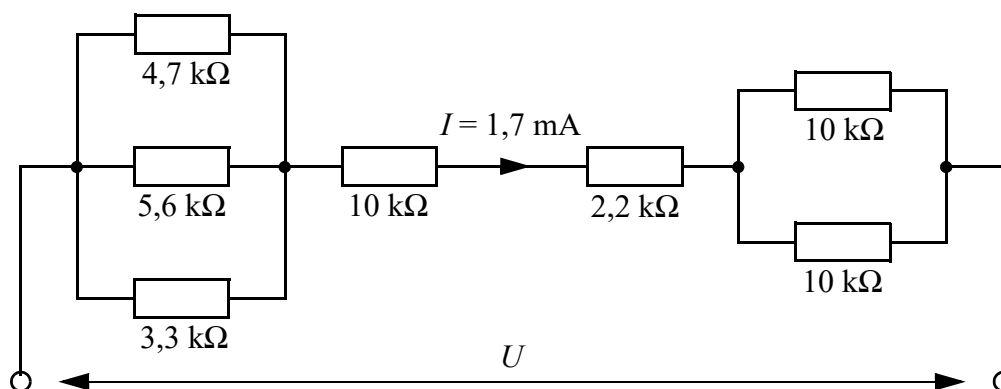


Figure 2.15 a) Quelle est la tension U aux bornes de ce montage ?

En fait, un courant de 1,7 mA entre par la borne de gauche, se divise en 3 courants dans les 3 résistances en parallèle, puis se regroupe pour valoir toujours 1,7 mA pour traverser les résistances de 10 kΩ et de 2,2 kΩ. Il se divise ensuite en deux (parties égales) dans les 2 résistances de 10 kΩ, puis vaut toujours 1,7 mA quand il sort par la borne de droite. Cependant nous pouvons considérablement simplifier les choses en calculant d'abord les valeurs équivalentes de groupes en parallèle puis la valeur équivalente des 4 résistances en série ainsi obtenues.

Groupe de gauche :

$$\frac{1}{R_{tot}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{4700} + \frac{1}{5600} + \frac{1}{3300} = \frac{1}{1440} \quad R_{tot} = 1440 \text{ } \Omega$$

Groupe de droite :

$$\frac{1}{R_{tot}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{10000} + \frac{1}{10000} = \frac{1}{5000} \quad R_{tot} = 5000 \text{ } \Omega$$

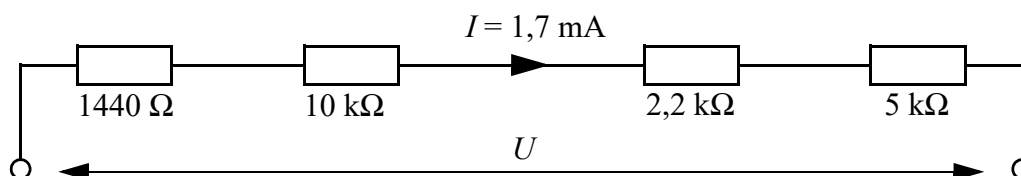


Figure 2.15 b) Version simplifiée du même circuit.

Finalement nous pouvons calculer la résistance équivalente à ces 4 résistances en série :

$$R_{tot} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = 1440 + 10000 + 2200 + 5000 = 18640 \ \Omega$$

et la tension U aux borne de cette résistance de $18640 \ \Omega$ vaut :

$$U = I \cdot R = 0,0017 \cdot 18640 = 31,688 \approx 31,7 \ \text{V}$$

- 2.16** La tension de sortie d'une **source de tension** ne doit (théoriquement) pas varier en charge (lorsqu'elle débite du courant). De même, le courant de sortie d'une **source de courant** doit être constant quelle que soit la tension imposée à ses bornes.

Pour qu'une **source de tension** remplisse ce critère, sa résistance interne doit être aussi faible que possible, en tous cas très faible en regard de la résistance de charge. Pour qu'une **source de courant** remplisse le critère ci-dessus, sa résistance interne doit être aussi élevée que possible, en tous cas très élevée en regard de sa résistance de charge.

- 2.17** La première chose à voir est que ce circuit représente une source de tension réelle, c'est-à-dire une source de FEM (EMF)¹ U_q avec une résistance interne R_i , connectée sur une résistance de charge R_L . La tension aux bornes de la source réelle est représentée par la valeur U_k et le courant débité par la source (et qui traverse la charge) est la grandeur I . Ceci est représenté plus clairement à la **Figure 2.17**.

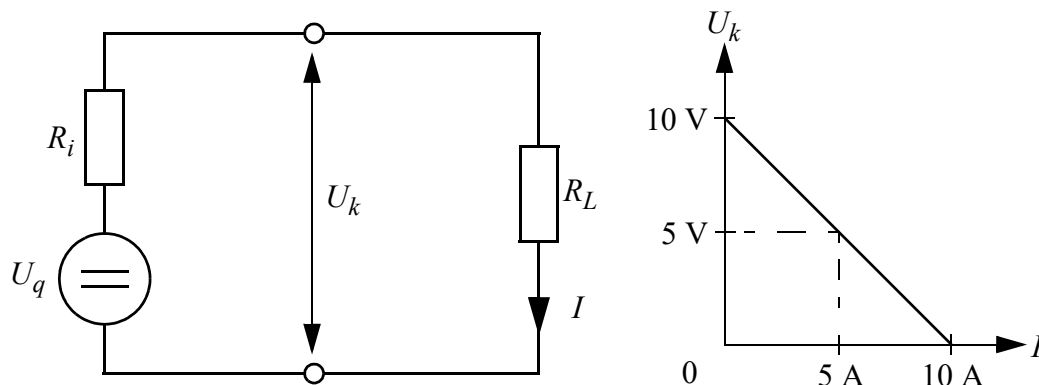


Figure 2.17 Source de tension réelle avec résistance de charge. Graphe de la tension aux bornes de la source en fonction du courant débité.

Le graphe de droite représente la tension de la source en fonction du courant qu'elle débite, c'est-à-dire lorsque R_L varie de zéro à l'infini. Lorsque R_L est de valeur infinie (R_L est supprimée), il n'y a pas de courant qui circule dans le circuit, et la tension U_k est égale à la tension U_q et vaut 10 V ; c'est la première partie de la réponse demandée. Pour une valeur intermédiaire de R_L , la tension à ses bornes est de 5 V pour un courant débité de 5 A. Finalement, tout à droite du graphe, pour une valeur de R_L de zéro Ω (ce qui signifie que la source est court-circuitée), le courant I vaut 10 A.

Dans ce dernier cas, le courant dans la boucle n'est limité que par R_i et vaut 10 A pour

1. FEM : Force ÉlectroMotrice. EMF : *ElectroMotive Force*. Correspond à la tension de la source interne.

une FEM de 10 V. R_i vaut donc :

$$R_i = U/I = 10/10 = 1 \Omega$$

Ce qui est la seconde partie de la réponse demandée.

- 2.18** La **puissance** captée par l'antenne et transmise à l'entrée du récepteur est proportionnelle à la **puissance** de l'émetteur. Pour que la **tension** à l'antenne réceptrice diminue de moitié, la **puissance** doit diminuer d'un facteur¹ 4. Si la puissance de l'émetteur est divisée par 4, la **tension** correspondante est divisée par 2.

Autre approche, utilisant les dB et qui simplifie considérablement le raisonnement :

Une diminution de moitié de la tension correspond à une atténuation de 6 dB. Une diminution de 6 dB de la **puissance** correspond à un facteur 1/4. Il faut donc pour diminuer de moitié la tension que la puissance soit de 1/4 de celle de départ.

Note : il ne faut pas tomber dans le piège d'une proportionnalité entre la puissance et la tension !

- 2.19** La puissance développée à l'entrée d'un récepteur par un émetteur diminue selon le carré de la distance, ce qui implique que la tension mesurable diminue proportionnellement à la distance (voir problème ci-dessus). Le champ électrique est donc de 1 V/m à 20 m, de 0,5 V/m à 40 m, etc.

Note : à une diminution de moitié (1/2) de la tension correspond une diminution de la puissance d'un facteur 1/4 : $P = (U^2/R)$ ou $U = \sqrt{P \cdot R}$

- 2.20** Chaque graduation d'un S-mètre correspond à 6 dB. Pour passer de S9 à S6, il faut donc compter 18 dB. Nous savons par ailleurs que 3 dB correspondent à une diminution de moitié de la puissance. Dans 18 dB il y a 6 diminutions de moitié de la puissance ; après 3 dB de diminution la puissance résiduelle est de 1/2. Après une seconde diminution de moitié de la puissance, il reste 1/4 de la puissance initiale, etc. Le tableau suivant résume la puissance après chacune des 6 diminutions de moitié :

$$\frac{1}{2} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{32} \quad \frac{1}{64}$$

La réponse demandée est donc que la puissance a diminué d'un facteur de 64.

Autre approche :

La diminution de puissance est de 18 dB. En appliquant la formule pour un rapport de puissances :

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10}\right)} = 1 \cdot 10^{\left(\frac{18}{10}\right)} = 63,1 \approx 64$$

1. Puisque $P = U^2/R$

Note : 18 dB correspondent à un rapport de puissance de 64, que ce soit une augmentation ou une diminution de puissance. Si la puissance augmente de 64 fois on peut dire qu'elle a changé de 18 dB, et si elle diminue de 64 fois, on peut alors dire qu'elle a changé de -18 dB. Normalement nous aurions dû utiliser la formule suivante pour ce problème :

$$P_1 = P_2 / \left[10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10} \right)} \right] = 1 / \left[10^{\left(\frac{18}{10} \right)} \right] = 0,01585$$

Note : mais il est difficile de voir que 0,01585 correspond à un facteur de $63,1 \approx 64$.

2.21 Le champ électrique (tension/mètre) a diminué de moitié ce qui correspond à 6 dB (voir aussi problème 2.18). La donnée « Une semaine auparavant » n'est d'aucune utilité.

2.22 Cette question est similaire à la question 2.20 à l'exception que la différence de signal est de 4 points S au lieu de 3. Ce qui fait que le rapport de puissance est de 24 dB, et que le tableau de diminution de la puissance devient :

$$\frac{1}{2} \quad \frac{1}{4} \quad \frac{1}{8} \quad \frac{1}{16} \quad \frac{1}{32} \quad \frac{1}{64} \quad \frac{1}{128} \quad \frac{1}{256}$$

Si la puissance de départ est de 100 W, la puissance la plus faible est de :

$$100/256 = 390,6 \text{ mW} \approx 400 \text{ mW}$$

Autre approche :

La diminution de puissance est de 24 dB. En appliquant la formule pour un rapport de puissances :

$$P_1 = P_2 / \left[10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10} \right)} \right] = 100 / \left[10^{\left(\frac{24}{10} \right)} \right] = 398,1 \text{ mW} \approx 400 \text{ mW}$$

2.23 Chaque point S correspond à 6 dB. Pour passer de S7 à S8,5, il faut une augmentation de 9 dB, ce qui correspond à 3 fois 3 dB, soit 3 doublement de la puissance. Doubler une fois correspond à un facteur 2, doubler une seconde fois à un facteur 4, puis une troisième fois à un facteur 8.

Autre approche :

L'augmentation de puissance est de 9 dB. En appliquant la formule pour un rapport de puissances :

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10} \right)} = 1 \cdot 10^{\left(\frac{9}{10} \right)} = 7,94 \approx 8$$

- 2.24 La puissance diminue selon le carré de la distance, ce qui implique que la tension diminue en proportion de la distance (la tension est inversement proportionnelle à la distance). Ici l'augmentation de la distance correspond à un facteur de :

$$75/50 = 1,5$$

La tension reçue à l'antenne passe donc de $60 \mu\text{V}$ à $60/1,5 = 40 \mu\text{V}$.

- 2.25 La puissance BF de 50 mW est une information inutile, par contre il est utile de savoir que le rapport signal/bruit est le même dans les deux cas. Il est utile de noter qu'il faut que l'émetteur cause une tension 2 fois plus importante sur l'entrée du récepteur, soit 6 dB de plus. Il faut donc que l'émetteur augmente sa puissance de 6 dB également, ce qui correspond à 2 doublings de puissance (3 dB fois 2 = 6 dB), soit une puissance de 200 W .

- 2.26 Voici le schéma de cette installation.

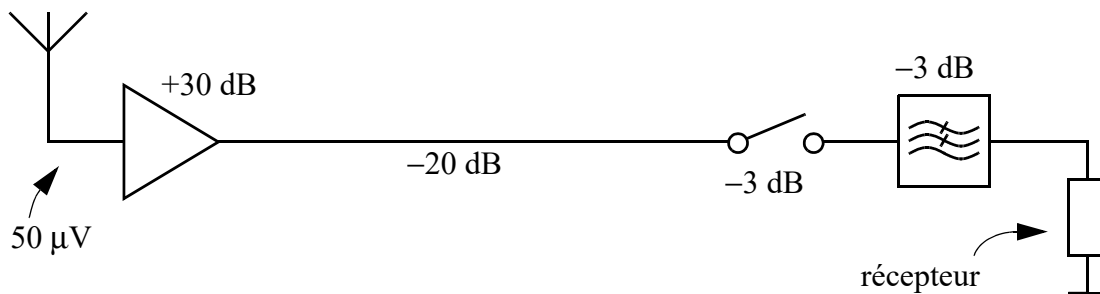


Figure 2.26 Schéma correspondant à l'énoncé de ce problème.

Commentaire : Dans une version précédente de cette question, on parlait d'un filtre apportant une atténuation de 3 dB . On nous parle maintenant d'un « filtre de boucle », ce qui ne veut rien dire dans ce cas.

Le gain total est de : $30 - 20 - 3 - 3 = 4 \text{ dB}$

Maintenant il y a deux possibilités pour résoudre ce problème :

1. Nous savons que 6 dB correspondent à un doublement de la tension, ce qui donnerait ici, $100 \mu\text{V}$. Donc la réponse doit se trouver entre plus de $50 \mu\text{V}$ et moins de $100 \mu\text{V}$. S'il n'y a qu'une seule réponse, parmi celles proposées, qui répond à ce critère, le problème est alors terminé.

2. S'il y a un doute quant à la bonne réponse, il faut effectuer le calcul :

$$\text{Partant de : } \textit{Gain} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right)$$

On obtient :

$$U_2 = U_1 \cdot 10^{\left(\frac{\textit{Gain}}{20}\right)} = 0,00005 \cdot 10^{\left(\frac{4}{20}\right)} = 79,2 \mu\text{V}$$

- 2.27** La tension mesurée est de 15 μV aux bornes d'une impédance de 50 Ω . La puissance dans cette impédance est calculée avec la formule habituelle :

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(15 \cdot 10^{-6})^2}{50} = \frac{2,25 \cdot 10^{-10}}{50} = 4,5 \cdot 10^{-12} = 4,5 \text{ pW}$$

- 2.28** La notion de champ électrique est utilisée pour qualifier la rigidité diélectrique d'un condensateur (pour quelle tension l'isolant va-t-il claquer), ou dans le cas d'une antenne d'émission (quel champ électrique est mesurable dans l'environnement proche ou lointain de l'antenne dû au signal qu'elle émet).

Ici il s'agit d'un cas purement théorique de deux fils connectés à une pile de 1 V. Dans le cas a), la tension est de 1 V sur une distance de 1 m, le champ est de 1 V/m. Dans le cas b), la tension est de 1 V sur une distance de 2 m, sur chacun de ces mètres, on a donc 1/2 V soit 0,5 V/m.

- 2.29** Voir la réponse à la question **2.28** ci-dessus. Ici la tension est de 1 V sur une distance de 1/2 m. Elle est donc de 2 V sur 1 m soit 2 V/m.

Autre méthode :

La tension est de 1 V/0,5 m comme nous voulons exprimer ce champ en V/m, il suffit de multiplier cette fraction par 2 pour obtenir 1 m au dénominateur, ce faisant, le numérateur devient 2, pour un résultat de 2 V/m.

- 2.30** La puissance apparente rayonnée (PAR ou ERP) est la puissance d'émission augmentée du gain de l'antenne (et éventuellement diminué des différentes pertes, par exemple dans le coaxial).

Ici de gain est de 6 dBd (dB par rapport à un dipôle) qui correspond à une multiplication par 4 de la puissance, pour une puissance apparente rayonnée de 400 W (voir le problème suivant pour une définition de ERP et de EIRP).

- 2.31** Une puissance ERP est la puissance apparente rayonnée augmentée du gain de l'antenne (par rapport au gain d'un dipôle – attention à ne pas la confondre avec la puissance EIRP qui est référencée à une antenne isotrope – différence de 2,15 dB).

La formule pour le calcul du champ électrique en V/m est :

$$E = \frac{\sqrt{EIRP \cdot 30}}{d} \quad E = \frac{\sqrt{ERP \cdot 49}}{d}$$

selon que l'on a une puissance ERP ou EIRP. la puissance étant exprimée en W et la distance en m. Utilisons ici la seconde formule :

$$E = \frac{\sqrt{100 \cdot 49}}{100} = 0,7 \text{ V/m}$$

- 2.32** Voir le problème ci-dessus pour une définition de ERP et EIRP.

Il faut ici transformer la formule pour obtenir la distance :

$$E = \frac{\sqrt{ERP \cdot 49}}{d} \quad \text{d'où} \quad d = \frac{\sqrt{ERP \cdot 49}}{E} = \frac{\sqrt{100 \cdot 49}}{1} = 70 \text{ m}$$

- 2.33 *** Un enroulement bifilaire est une bobine qui contient 2 fils, telle par exemple que représentée sur le document de l'OFCEM. Examinons la figure ci-dessous qui ne représente qu'une spire. On remarque que le même fil est bobiné une fois dans un sens puis revient dans l'autre sens. Les deux conducteurs sont parcourus par des courants opposés, dont les champs magnétiques s'annulent.

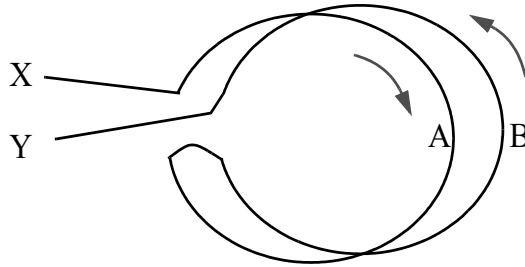


Figure 2.33 Boucle bifilaire. Le courant entrant en X, ressort en Y après avoir parcouru les chemins A puis B.

Sur la **Figure 2.33**, le courant qui entre en X tourne dans un sens dans la boucle A, puis dans le sens opposé dans la boucle B, pour re-sortir en Y. Le champ magnétique engendré par un courant est perpendiculaire à ce dernier, les deux champs magnétiques ainsi engendrés sont donc de sens opposés et s'annulent. Il n'y a donc aucune modification du champ magnétique autour de cette bobine.

- 2.34 *** Nous savons qu'autour d'un conducteur parcouru par un courant se développe un champ magnétique. Ce champ est une conséquence directe du courant. Plus le courant est important, plus le champ magnétique est important, le champ est donc proportionnel au courant.
- 2.35 *** On désire comparer deux fréquences, calculons donc la fréquence correspondant à 12,010 m.

$$f = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{12,010} = 24,979 \text{ MHz}$$

Donc 24,930 MHz est une fréquence plus basse que 24,979 MHz.

- 2.36 *** La bande dite des 15 m s'étend de 21 MHz à 21,45 MHz. Seule la fréquence de 21376 kHz correspond donc à la bande des 15 m. 3777 kHz se trouve dans la bande des 80 m, 14323 kHz sont dans la bande des 20 m et 18092 kHz sont dans la bande des 17 m.

Note : la bande dite des 15 m s'étend en réalité de :

$$\frac{300}{21} = 14,29 \text{ m} \quad \text{à} \quad \frac{300}{21,45} = 13,99 \text{ m}$$

Il en va de même des autres bandes dont les valeurs sont arrondies à des nombres ayant des origines plus historiques que mathématiques.

- 2.37 *** Les formules les plus pratiques pour passer d'une fréquence à une longueur d'onde et vice-versa sont (dans le cas où la fréquence est exprimée en MHz uniquement) :

$$\lambda = \frac{300}{f} \quad f = \frac{300}{\lambda} \quad \text{Où } \lambda \text{ représente la longueur d'onde.}$$

Dans le cas d'une longueur d'onde de 2 m, la fréquence correspondante est :

$$f = \frac{300}{2} = 150 \text{ MHz}$$

Note : cette formule simplifiée découle du fait que la vitesse de la lumière et la fréquence ont les deux été divisées ici par 1 million ($1 \cdot 10^6$) ; voir aussi réponse **2.39** ci-dessous.

- 2.38 *** Dans un champ électromagnétique, le champ électrique (E) et le champ magnétique (H) sont toujours perpendiculaires.

- 2.39 *** Si l'on considère la réponse à la question **2.37** ci-dessus, nous pourrions convertir 50 Hz en MHz, ce qui donne $50 \cdot 10^{-6}$ MHz, ou 0,000050 MHz, et calculer :

$$\lambda = \frac{300}{0,000050} = 6000000 \text{ m} = 6000 \text{ km}$$

Cependant il est ici préférable d'appliquer la formule générique, soit :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6}{50} = 6 \cdot 10^6 \text{ m} = 6000 \text{ km}$$

Où c est la vitesse de la lumière, soit 300'000 km/s ou 300'000'000 m/s.

- 2.40 *** Un voltmètre ordinaire indique la tension efficace d'un signal sinusoïdal (il y a quelques voltmètres calibrés différemment). Pour passer de la tension efficace à la tension de pointe (tension de crête) il faut multiplier par $\sqrt{2} = 1,4142$.

$$\hat{U} = U_{eff} \cdot \sqrt{2} = 80 \cdot 1,4142 = 113,14 \text{ V}$$

- 2.41** En a) et d) I et U augmentent et diminuent en même temps. Cela correspond à deux signaux en phase (déphasage de 0°). En c) quand l'un des signaux est au maximum, l'autre est à zéro et inversement. Cela correspond à un déphasage de 90° . En b) quand la tension monte, le courant descend, quand la tension passe par un maximum, le courant passe par un minimum. Ces signaux sont en opposition de phase (déphasage de 180°).

2.42 * Voir la *Table 2.42* ci-dessous.

Table 2.42 Nomenclature de la sinusoïde

a	Alternance positive
b	Alternance négative
c	Cycle ou période
d	Valeur pointe à pointe
e	Valeur de pointe positive
f	Valeur de pointe négative
g	Valeur efficace
h	Valeur efficace

2.43 Puisque le câble est proprement terminé, il n'est pas le siège d'ondes stationnaires. La valeur des terminaisons est de 50Ω . Le problème revient donc à calculer le courant de pointe dans cette résistance.

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{120}{50}} = 1,5492 \text{ A}_{eff}$$

mais comme on demande le courant de crête:

$$\hat{I} = \sqrt{2} \cdot 1,5492 = 2,19 \text{ A}$$

2.44 Ce problème est identique au précédent mais avec des valeurs différentes :

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{250}{60}} = 2,041 \text{ A}_{eff}$$

mais comme on demande le courant de crête:

$$\hat{I} = \sqrt{2} \cdot 2,041 = 2,89 \text{ A}$$

2.45 Puisque le câble est correctement terminé, ce que nous calculons est la valeur de cette résistance de terminaison.

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{207^2}{714} = \frac{42849}{714} = 60 \Omega$$

2.46 Une résistance de 120Ω dissipe 300 W , quelle est la tension aux bornes de cette résistance :

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{300 \cdot 120} = 189,74 \text{ V}$$

Comme on nous demande la tension de crête :

$$\hat{U} = U_{eff} \cdot \sqrt{2} = 189,74 \cdot 1,414 = 268,33 \text{ V}$$

Remarque : une résistance est toujours ohmique.

2.47 Voyons d'abord un petit schéma de ce circuit.

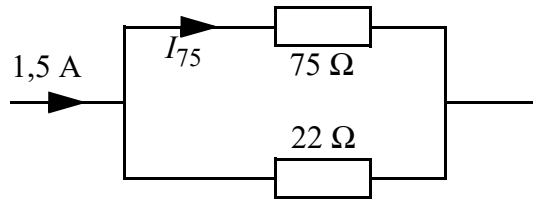


Figure 2.47 Calculez le courant dans la résistance de 75 Ω.

Méthode No. 1 : Intuitivement, le courant sera plus élevé dans la résistance de 22 Ω puisque sa valeur est la plus faible. Ce qui est peut-être un peu moins intuitif est que 22/97 du courant passera dans la résistance de 75 Ω et 75/97 passera dans celle de 22 Ω. Bien entendu 97 = 75 + 22. Dans ces conditions, le courant dans la résistance de 75 Ω vaut :

$$I_{75} = 1,5 \cdot \frac{22}{97} = 340 \text{ mA}$$

Méthode No. 2 : On calcule la résistance équivalente à 75 Ω et 22 Ω en parallèle :

$$R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{22 \cdot 75}{22 + 75} = 17,01 \text{ Ω}$$

Puis la tension aux bornes de cette résistance, qui est bien entendu aussi la tension aux bornes de chaque résistance individuellement :

$$U = I \cdot R = 1,5 \cdot 17,01 = 25,515 \text{ V}$$

Puis finalement le courant dans la résistance de 75 Ω :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{25,515}{75} = 340 \text{ mA}$$

2.48 * Ici, il faut calculer la tension aux bornes d'une résistance de 50 Ω qui dissipe 300 W :

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{300 \cdot 50} = 122,5 \text{ V}$$

2.49 * Ici, il faut calculer le courant dans une résistance de 50 Ω qui dissipe 2 W :

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{2}{50}} = 200 \text{ mA}$$

- 2.50 *** Ici le problème est de calculer la tension aux bornes d'une résistance de 50Ω qui dissipe 2 W , c'est exactement le même problème que le **2.48** :

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{2 \cdot 50} = 10 \text{ V}$$

- 2.51 *** Ici le problème est de calculer le courant dans une résistance de 50Ω qui dissipe 600 W , c'est exactement le même problème que le **2.49** :

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{600}{50}} = 3,464 \text{ A}$$

- 2.52 *** Même problème que 1.49 et 1.51.

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1,25}{18000}} = 8,33 \text{ mA}$$

- 2.53 *** Même problème que 1.49, 1.51 et 1.52.

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{0,5}{470}} = 32,6 \text{ mA}$$

- 2.54 *** Voir la **Figure 2.54** qui représente un signal carré, composé de l'addition d'une fondamentale et de 3 de ses harmoniques. L'utilisation d'une infinité d'harmoniques dans des proportions adéquates permettrait de mieux reconstituer le signal carré. Ceci est valable quelle que soit la forme du signal **périodique** non sinusoïdal à constituer.

Note : dans le cas d'un signal carré, seules les harmoniques impaires sont nécessaires.

Note : les 3^{ième} et 5^{ième} harmoniques (réponse b) ne permettent qu'une représentation approximative d'un signal carré.

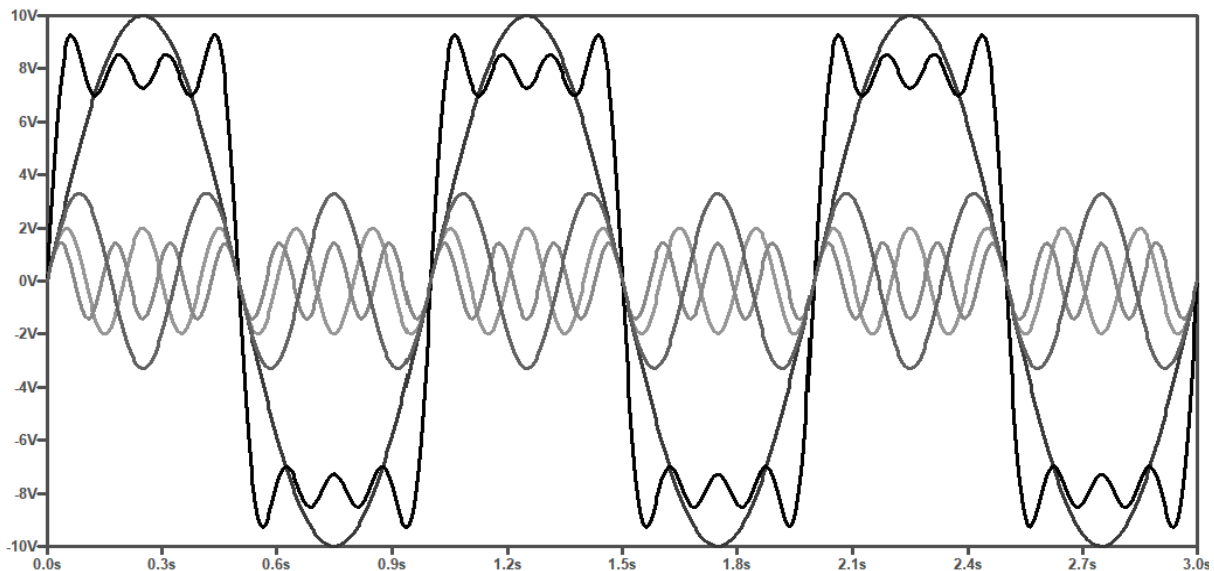


Figure 2.54 Une sinusoïde (la fondamentale) et l'addition d'une infinité d'harmoniques impaires (ici 3, 5 et 7) permettent de reconstituer un signal carré.

- 2.55 * Une harmonique est un multiple entier d'une fréquence appelée fondamentale.
- 2.56 * a) est la bonne réponse. Le taux de distorsion se donne comme un chiffre entre 0 et 1 (par exemple 0,05) ou un pourcentage entre 0 et 100% (par exemple 5%).
- 2.57 Il s'agit ici de la représentation d'un signal carré tel que l'on pourrait le voir sur l'écran d'un oscilloscope. Il y a 20 mV/division dans le sens vertical et le signal a une amplitude de 8 divisions, ce qui correspond à 160 mV pointe à pointe et 80 mV[^], mais comme ce signal n'est pas sinusoïdal, on ne peut pas le diviser par $\sqrt{2}$ pour trouver sa valeur efficace. Cependant, une solution graphique¹ nous permet de réaliser que dans le cas d'un signal carré, la valeur de crête et la valeur efficace se confondent.

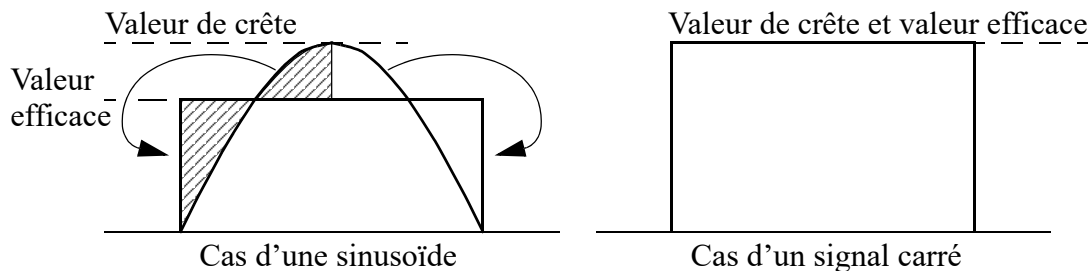


Figure 2.57 Comparaison de la valeur efficace d'une sinusoïde et d'un signal carré.

Quant à la fréquence, elle est plus simple à déterminer, le signal a une période de 6 divisions et le temps est donné à 2 μ s par division, ce qui fait:

$$\frac{1}{6 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 83,33 \text{ kHz}$$

- 2.58 Nous sommes ici en présence d'un signal FM. L'indice de modulation est donné par:

$$\frac{\Delta f}{f_{mod}} = \frac{3}{1,8} = 1,67$$

Note : l'excursion de fréquence s'entend toujours de part et d'autre de la fréquence centrale, dans ce cas, l'excursion de fréquence est de ± 3 kHz.

- 2.59 * Dans le cas d'une modulation en AM (Modulation d'Amplitude), l'enveloppe du signal modulé reproduit la fréquence de modulation. Voir la **Figure 2.59** ci-dessous.

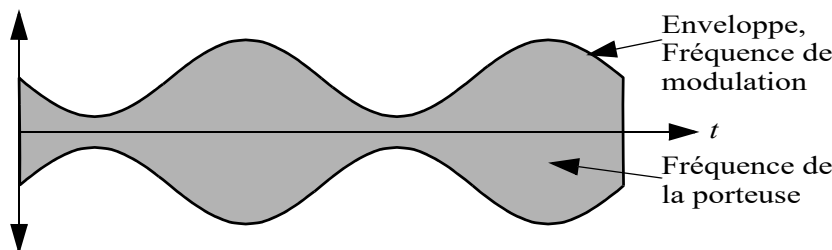


Figure 2.59 Signal modulé en AM à 80% approximativement.

- 2.60 * Dans la figure donnée dans la question, on observe une onde modulée en amplitude,

1. Un tel raisonnement devrait se faire au niveau de la puissance, mais utiliser la tension est une approximation suffisante ici, pour le besoin de notre démonstration.

dont la porteuse disparaît juste aux creux de modulation, le taux de modulation est dans ce cas de 100% (voir aussi figure ci-dessus où le taux est de ~70%).

- 2.61 *** Un signal SSB créé par un ton simple (une fréquence simple) produit un signal HF se situant à une fréquence égale à celle de la porteuse plus le signal de modulation dans le cas de la USB (et égale à celle de la porteuse moins le signal de modulation dans le cas de la LSB). Cependant si l'on module un émetteur SSB par deux tons (2 fréquences), on peut voir sur un oscilloscope un signal caractéristique, comme reproduit ci-dessous qui représente le battement de ces 2 tons. Ce signal peut être utile pour le réglage du niveau de modulation de l'émetteur (si l'on dispose du matériel adéquat).

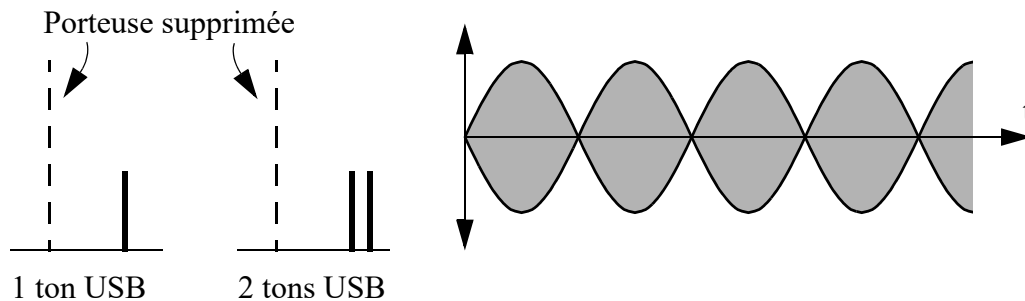


Figure 2.61 Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal USB modulé par 2 tons.

La réponse a) est donc correcte. b) CW (A1A) donnerait lieu à un signal tout ou rien ; c) AM (A3E) serait le cas de la **Figure 2.59** ou celle de la question 2.60 du questionnaire de l'OFCOM, et d) FM (F3E) est représenté à la **Figure 9.5** page 113.

Note : un oscillogramme est la courbe que l'on visualise sur l'écran d'un oscilloscope.

- 2.62** Les valeurs calculées au moyen de la formule la plus fréquemment rencontrée :

$$B_{\text{FSK}} = 1,2 \cdot \text{shift} + B_d$$

sont de 254 Hz pour un *shift*¹ de 170 Hz et de 1070 Hz pour un *shift* de 850 Hz. Cependant la valeur absolue de ces chiffres n'est pas très importante: la largeur de bande requise est forcément plus importante que le *shift* à transmettre et la valeur pour 850 Hz est plus importante que pour 170 Hz. La réponse adéquate à cette question dépend donc des solutions proposées à l'examen.

- a) semble une réponse probable.
- b) la largeur de bande étant égale au décalage (*shift*) ce n'est pas possible (toute manipulation/modulation cause un élargissement du spectre).
- c) et d) ces réponses sont manifestement trop grandes, et sans rapport avec les valeurs calculées.

Note : en RTTY on transmet 2 fréquences, séparées de 170 Hz ou de 850 Hz (d'autres espacements sont possibles). Cet écart de fréquence est le décalage, en anglais *shift*. Les 2 fréquences sont émises en alternance, l'une représentant la valeur « zéro » et l'autre « un » (valeurs binaires). La vitesse de transmission se mesure en « Bauds » [Bd], ce qui correspond ici à 50 bits/s.

1. Décalage de fréquence.

- 2.63** WPM signifiant *Words Per Minute* soit mots par minute, où un mot correspond à 5 lettres (par convention le mot PARIS). 10 WPM correspond à 50 caractères par minute et 30 WPM valent 150 caractères par minute.

Les caractères morse n'ayant pas tous la même longueur, il est difficile de trouver une équivalence en bits/s, mais on peut assumer 10 bits en moyenne par caractère. En effet un « e » comporte 4 bits (point plus espace d'une durée de 3 points) alors qu'un « zéro » est constitué de 23 bits (5 traits à 3 points espacés chacun d'un point plus 3 points d'espace de caractère). On obtient alors un débit de :

- 500 bits/mn, soit 8,3 Bd ou bits/s pour 10 WPM ($500 / 60$) et
- 1500 bits/mn, soit 25 Bd ou bits/s pour 30 WPM ($1500 / 60$).

Comme pour la question ci-dessus, il importe de réaliser que pour une vitesse de transmission plus élevée, il faut une largeur de bande plus importante. Ceci est un des principes fondamentaux de la transmission d'information. En appliquant les données ci-dessus avec bon sens et en considérant que l'on veut transmettre un signal à peu près carré (harmoniques) c'est-à-dire passer la fondamentale plus les harmoniques jusqu'au rang 5 :

8,3 Bd nécessitent $8,3 \cdot 5 = 42$ Hz de largeur de bande et
25 Bd nécessite $25 \cdot 5 = 125$ Hz.

Note : il existe une formule empirique pour ce calcul¹ $B = 5 \cdot \text{WPM} / 1,2$ qui donne respectivement 42 Hz et 125 Hz.

Note : en morse, la longueur d'un trait vaut 3 points, l'espace entre deux éléments (traits ou points) vaut 1 point. L'espace entre deux lettres vaut 3 points, et l'espace entre deux mots vaut 7 points.

- 2.64** Il y a 2 moyens d'obtenir les 2 fréquences requises pour la transmission de la RTTY, comme expliqué à la réponse 2.62 :

- Soit la porteuse est décalée directement (FSK – *Frequency Shift Keying* – littéralement manipulation par décalage en fréquence),
- Soit l'émetteur est modulé par 2 tons BF en alternance, en mode SSB (AFSK – *Audio Frequency Shift Keying* – littéralement manipulation par décalage de la fréquence audio) selon la **Figure 2.64**.

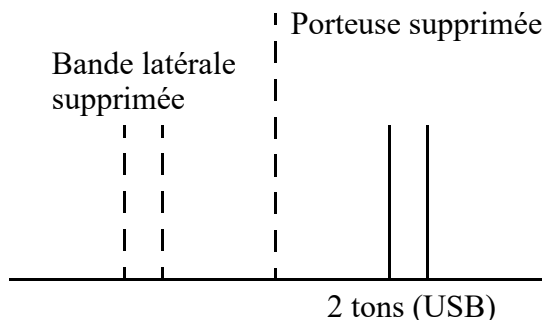


Figure 2.64 Dans le cas de la RTTY, les deux tons sont bien entendu émis en alternance selon la modulation (niveaux binaires).

1. *American Radio Relay League*. L'organisation faîtière des radioamateurs aux USA.

- 2.65** Les 2 amplificateurs cascades ont ensemble un gain de 10 dB. Les impédances d'entrée et de sortie sont identiques, on peut donc employer la formule :

$$\text{Gain} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right)$$

ce qui après manipulation donne :

$$U_2 = U_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{Gain}}{20}\right)} = 0,316 \cdot 10^{\left(\frac{10}{20}\right)} = 1 \text{ V}$$

Une autre possibilité sans calcul est de considérer les réponses proposées. On sait que 10 dB correspondent à 10 fois en puissance et donc moins que ça en tension. En fait le gain en tension est de $\sqrt{10} = 3,16$. Donc $316 \text{ mV} \times 3,16 = 1 \text{ V}$. Même sans savoir ceci, on peut imaginer que le gain en tension est de l'ordre de 3 à 5, et il y a fort à parier qu'une seule réponse tombe autour de 1 V parmi celles proposées.

- 2.66** Pour un transfert de puissance maximal, l'impédance de la charge doit être égale à l'impédance de la source.

- 2.67** Il y a deux possibilités pour résoudre ce problème. Dans le cas de la première méthode, la solution correcte peut dépendre des solutions proposées, si plusieurs réponses sont proches de 7 à 8 W, il conviendra d'utiliser la seconde méthode plus complexe.

Méthode No.1 : 7 dB correspondent à un gain en puissance d'un peu plus de 4 fois (6 dB plus 1 dB). Si l'on part d'une puissance de 1,5 W, la réponse doit donc être un peu supérieure à 6 W. 7,5 W étant une réponse possible.

Méthode No.2 : Effectuons simplement le calcul :

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10}\right)} = 1,5 \cdot 10^{\left(\frac{7}{10}\right)} = 7,52 \text{ W} \approx 7,5 \text{ W}$$

- 2.68** La puissance apparente rayonnée est égale à la puissance de l'étage final, plus le gain de l'antenne (dB), moins les pertes dans la ligne (dB) :

$$\text{Pertes dans la ligne: } 10,6 \text{ m à } 17 \text{ db} / 100 \text{ m} = \frac{17 \cdot 10,6}{100} = 1,802 \text{ dB}$$

$$\text{Gain total} = 7,8 - 1,802 = 5,998 \text{ dB soit quasiment } 6 \text{ dB}$$

Un gain de 6 dB correspond à 4 fois la puissance, ce qui donne:

$$150 \cdot 4 = 600 \text{ W, en utilisant la valeur exacte de } 5,998 \text{ dB on trouve } 597 \text{ W}$$

Note : la puissance ERP (ou PAR) est définie comme étant le gain par rapport à un dipôle [dBd].

- 2.69** L'harmonique ayant un niveau de -40 dB par rapport à la fondamentale est encore atténuée de 60 dB, pour un niveau de -100 dB par rapport à la puissance de la fondamentale de 150 W.

100 dB correspondent à un rapport de 10^{10} et la puissance de l'harmonique vaut :

$$\frac{150}{1 \cdot 10^{10}} = 15 \text{ nW}$$

Pour ceux qui préfèrent les formules :

$$\text{rapport de puissances [dB]} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$$

$$\text{d'où } P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10}\right)} = 150 \cdot 10^{\left(\frac{-100}{10}\right)} = 15 \text{ nW}$$

- 2.70** 46 dBm représentent 46 dB au-dessus de 1 mW.

46 dB valent $(10 + 10 + 10 + 10 + 6)$ dB et chaque facteur 10 correspond à une multiplication de la puissance par 10 , alors que 6 dB représentent une multiplication par 4 de la puissance :

$$1 \text{ mW} \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 4 = 40'000 \text{ mW} = 40 \text{ W}$$

Solution mathématique :

$$\text{rapport de puissances [dB]} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$$

$$\text{d'où } P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10}\right)} = 0,001 \cdot 10^{\left(\frac{46}{10}\right)} = 39,81 \text{ W}$$

- 2.71** La puissance de sortie d'un émetteur de 10 W exprimée en dBm est de :

Méthode No.1 : 10 W = $10'000$ mW, soit $10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10$ mW, ce qui correspond à 40 dBm.

Méthode No.2 :

$$\text{rapport de puissances [dB]} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{10}{0,001}\right) = 40 \text{ dBm}$$

- 2.72** La puissance PEP¹ est définie comme la puissance efficace du cycle de plus grande amplitude du signal HF. Le calcul est donc le même que pour la puissance (normale)

1. Le terme puissance de crête utilisé par l'OFCOM est l'équivalent en français du terme *peak envelope power* - PEP employé en anglais.

mais limité au cycle de plus grande amplitude (voir **Figure 2.72**):

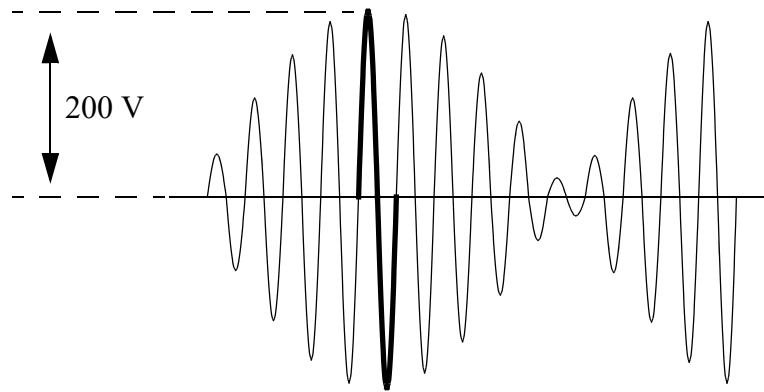


Figure 2.72 Exemple d'un signal modulé en AM. le cycle de plus grande amplitude est indiqué en trait gras.

Dans notre cas, l'impédance est de 50Ω , et la tension de pointe (pour le cycle de plus grande amplitude) est de 200 V :

$$P_{pep} = \frac{(U_{eff})^2}{R} = \frac{(200 \cdot 0,707)^2}{50} = 400 \text{ W}$$

2.73 Nous sommes en présence d'un amplificateur d'un gain de 26 dB, à l'entrée duquel on applique une puissance de 100 mW. La puissance de sortie sera donc de 26 dB plus élevée.

Méthode No.1 : 26 dB correspondent à 10 dB plus 10 dB plus 3 dB plus 3 dB, soit 2 fois une augmentation de 10 fois de la puissance et deux fois un doublement de la puissance. Ce qui donne une puissance finale de 40 W.

Méthode No.2 :

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport [dB]}}{10}\right)} = 0,1 \cdot 10^{\left(\frac{26}{10}\right)} = 39,81 \text{ W} \approx 40 \text{ W}$$

2.74 Cet étage final fournit une puissance de 120 W, mais absorbe une puissance de :

$$P = U \cdot I = 13,8 \cdot 22 = 303,6 \text{ W}$$

Son rendement est de :

$$\text{rendement} = \frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance absorbée}} = \frac{120}{303} = 0,396 \approx 40\%$$

3. Composants

- 3.1 * Si l'on place deux accumulateurs de tension identique en parallèle, la tension résultante reste la même mais les capacités s'additionnent, chaque accumulateur pouvant fournir 2,2 A/h, pour un total de 4,4 A/h.

Remarque : en théorie il est possible de connecter des accumulateurs en parallèle, en pratique, si cela peut fonctionner, c'est plutôt déconseillé. si leur état de charge n'est pas identique, cela peut donner lieu à des courants importants entre les deux accumulateurs.

- 3.2 * Lorsque l'on parle d'éléments montés en batterie, cela signifie que ces éléments sont montés en série.

La tension avec des piles de 1,5 V est de :

$$40 \cdot 1,5 = 60 \text{ V}$$

Comme la tension des accumulateurs Ni-Cd n'est que de 1,2 V, il en faudra :

$$60 / 1,2 = 50 \text{ éléments.}$$

- 3.3 * Tous les types d'accus et des piles souffrent dans une certaine mesure de l'augmentation de leur résistance interne lors d'un cycle de décharge. Ce qui n'est pas tout-à-fait clair dans cette question, c'est si l'on parle d'un simple cycle de décharge, ou si l'on parle de la vie de l'accumulateur. Dans ce dernier cas, l'augmentation de la résistance interne n'est que l'un des phénomènes, alors que le plus important est une diminution de la capacité. Cependant la seule réponse plausible est a).

- 3.4 * Sur la durée de vie d'un accumulateur (plusieurs centaines de cycles de charge/décharge), au fur et à mesure des cycles de charge/décharge les accumulateurs s'usent, ils perdent de leur capacité (il faut les recharger plus souvent). Ils perdent en même temps leur capacité à fournir des courants élevés car leur résistance interne augmente.

La résistance augmente, la capacité diminue, voilà donc bien 2 phénomènes inverses.

- 3.5 * La plupart des phénomènes électriques sont affectés par la température, et bien entendu la résistance des métaux usuels aussi. Il en est de même des matériaux utilisés pour la fabrication des résistances. Il est donc d'usage de documenter la variation des résistances en fonction de la température. Cette variation est généralement faible, et peut souvent être ignorée, cependant dans les cas où il faut en tenir compte, on parle de coefficient de température.

Un coefficient de température est souvent exprimé en $X/^\circ\text{C}$, où X représente la grandeur susceptible de changer de valeur en fonction de la température. Dans le cas d'une résistance, ce coefficient peut être exprimé en $\Omega/^\circ\text{C}$. Dans ce cas il représente la variation d'une résistance de 1 Ω pour une variation de la température de 1 $^\circ\text{C}$.

En pratique, les coefficients de température pour les résistances sont plus communément exprimés en ppm/°C (part par million/°C), la variation étant exprimée alors en $\mu\Omega/^\circ\text{C}$.

- 3.6 *** Normalement les condensateurs ne sont pas polarisés, ce qui signifie qu'il n'est pas important de savoir quelle connexion est reliée au point positif du circuit (le plus) et laquelle est reliée au point négatif du circuit (le moins). Cependant il y a une classe de condensateurs qui échappe à cette règle, il s'agit des condensateurs dit électrolytiques.

Ce sont généralement des condensateurs de valeur relativement élevée (1 μF et plus), qui existent en 2 technologies :

- Les condensateurs électrolytiques utilisant l'aluminium, appelés simplement **condensateurs électrolytiques**.
- Les condensateurs électrolytiques utilisant le tantale, appelés **condensateurs au tantale**.

- 3.7 *** La valeur d'un condensateur est donnée par la formule :

$$C[F] = m \cdot k \cdot \frac{A}{d}$$

où l'on voit que la capacité en Farads d'un condensateur dépend de m qui est une constante numérique tenant compte de facteurs physiques. Elle est également proportionnelle à k qui est la constante diélectrique, dans ce cas, le diélectrique est l'air et cette constante vaut 1. La capacité est aussi proportionnelle à la surface en regard des lames (A) et inversement proportionnelle à la distance (d) entre les lames.

Si donc l'on double la distance entre les lames d'un condensateur à air, sa capacité diminuera de moitié.

Si l'on double le surface en regard des lames d'un condensateur, sa capacité doublera.

- 3.8 *** Ces graphes sont gradués pour représenter l'impédance (X_C) d'un condensateur (axe vertical) en fonction de la fréquence (f - axe horizontal).

L'impédance d'un condensateur diminue quand la fréquence augmente; seul le graphe d) correspond à cette exigence.

- 3.9** Dans un condensateur, le courant est en avance de 90° sur la tension. Dans une inductance, le courant est en retard de 90° sur la tension.

- 3.10 *** Le calcul d'inductances en parallèle est identique à celui de résistances en parallèle, si ces inductances ne sont pas couplées, ce qui est le cas ici. Puisque ces bobines sont identiques, on obtient une inductivité de la moitié de la valeur de chaque bobine.

- 3.11 *** La connexion en série ou en parallèle d'inductances obéit aux mêmes règles que la mise en série ou en parallèle de résistances, à la condition que ces inductances ne soient pas couplées. Ici cette condition est remplie, et la mise en série de ces 2 inductances de 10 μH et de 5 μH donne une inductance résultante de 15 μH .

3.12 Dans une inductance, le courant suit la tension de 90° , ce qui revient à dire que le courant est en retard de 90° sur la tension. Dans un condensateur c'est l'inverse. Dans un condensateur la tension suit le courant de 90° , ce qui revient à dire que la tension est en retard de 90° sur le courant.

3.13 Dans une bobine la tension est en avance de 90° sur le courant. Cela peut être représenté par des flèches, dont la longueur représente l'amplitude du signal (courant, tension) alors que l'angle entre ces flèches représente le déphasage. Ceci est une **représentation vectorielle** des tensions et des courants. Les flèches sont alors appelées **vecteurs**. Dans un tel système, le sens positif tourne toujours dans le sens opposé aux aiguilles d'une montre, avec la position zéro vers la droite (à 3 heures).

Parmi les 4 solutions proposées, on voit que en a) U est en avance sur I de 90° (ne pas oublier que l'on tourne dans le sens opposé des aiguilles d'une montre, donc U est passé par le point où I se trouvait 90° auparavant) ce qui est la bonne solution. En b), U est en avance sur I de 45° , ce qui serait possible si la bobine était associée à une résistance. En c) I est en avance sur U de 90° , ce qui correspond à un condensateur et finalement en d) U et I sont en phase, ce qui correspond au cas d'une résistance.

3.14 La définition de l'Henri est :

$$[H] = \left[\frac{V \cdot s}{A} \right]$$

ce qui donne, après transformation de la formule pour la variation de tension :

$$U[V] = \left[\frac{A \cdot H}{s} \right] = \frac{0,5 \cdot 1}{1} = 0,5 \text{ V}$$

3.15 La définition de l'Henri est :

$$[H] = \left[\frac{V \cdot s}{A} \right]$$

formule que nous pouvons utiliser directement :

$$[H] = \left[\frac{V \cdot s}{A} \right] = \frac{0,001 \cdot 1}{1} = 0,001 \text{ H} = 1 \text{ mH}$$

3.16 La formule générique permettant de calculer l'inductance d'une bobine est :

$$L[H] = k \cdot \frac{N^2 \cdot s}{l}$$

où k représente la perméabilité du noyau, N le nombre de spires, s la surface d'une spire et l la longueur de la bobine. Cela signifie que l'inductance est proportionnelle à la perméabilité, proportionnelle au carré du nombre de spires, proportionnelle à la surface des spires et inversement proportionnelle à la longueur de la bobine. Si l'on

double le nombre de spires, l'inductance étant proportionnelle au carré du nombre de spires, quadruplera.

- 3.17 *** Dans un transformateur (sans pertes) la « puissance » en [VA] est identique au primaire et au secondaire. La tension est proportionnelle au nombre de spires, donc si le produit $U \cdot I$ est constant et que U augmente, I doit diminuer. Cela se retrouve dans la formule permettant de faire ces calculs pour un transformateur :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

Cette formule montre que la tension est proportionnelle au nombre de spires de chaque enroulement, alors que les courants sont inversement proportionnels aux tensions et aux nombres de spires. Quant aux impédances, elles sont proportionnelles au **carré** du nombre de spires ou des tensions. En effet en supprimant la racine dans l'expression ci-dessus on obtient :

$$\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 = \left(\frac{U_P}{U_S}\right)^2 = \left(\frac{I_S}{I_P}\right)^2 = \frac{Z_P}{Z_S}$$

- 3.18 *** Pour minimiser les courants induits dans le noyau. Ces courants sont appelés « courants de Foucault ». En effet, sans cela le noyau serait vu par les enroulements comme une « grosse » spire en court-circuit dans laquelle circulerait un courant important, source de pertes. On parle de « pertes par courants de Foucault ».
- 3.19 *** Partons de la formule pour les transformateur :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

Et dans cette formule ne gardons que les éléments concernant ce qui nous intéresse, soit le nombre de spires et la tension, puis transformons cette formule pour calculer la le nombre de spires secondaires :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} \quad N_S = \frac{N_P \cdot U_S}{U_P} = \frac{845 \cdot 3}{230} = 11 \text{ spires}$$

Note : ce calcul est une simple proportion aussi connue sous le nom de règle de trois.

- 3.20 *** Procédons de façons identique au problème ci-dessus :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

En transformant la formule pour obtenir la tension secondaire :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} \quad U_S = \frac{N_S \cdot U_P}{N_P} = \frac{90 \cdot 230}{418} = 49,5 \text{ V}$$

Note : ce calcul est une simple proportion aussi connue sous le nom de règle de trois.

- 3.21** Dans un transformateur (sans pertes) la « puissance » en [VA] est identique au primaire et au secondaire. La tension est proportionnelle au nombre de spires, donc si le produit $U \cdot I$ est constant et que U diminue, I doit augmenter en proportion. Cela se retrouve dans la formule permettant de faire ces calculs pour un transformateur :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

Dans notre cas, en ne gardant que les éléments de la formule dont nous avons besoin :

$$\frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad I_S = \frac{U_P \cdot I_P}{U_S} = \frac{200 \cdot 10}{100} = 20 \text{ A}$$

Note : ce calcul est une simple proportion aussi connue sous le nom de règle de trois.

- 3.22** Ici le transformateur doit changer l'impédance de l'antenne qui est de 75Ω pour l'adapter à celle d'entrée du JFET qui est donnée ici à $750 \text{ k}\Omega$. Partons de la formule pour les transformateurs, en ne gardant que les éléments concernant les impédances et les nombres de spire et transformons-la pour calculer le nombre de spires primaire :

$$\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} \quad N_P = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} \cdot N_S = \sqrt{\frac{75}{750000}} \cdot 300 = 3 \text{ spires}$$

- 3.23** Même méthode que pour les problèmes ci-dessus, partant de la formule de base pour les transformateurs, ne gardons que les éléments concernant les tensions et les courants :

$$\frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad I_P = \frac{I_S \cdot U_S}{U_P} = \frac{1 \cdot 5}{230} = 21,74 \text{ mA}$$

Note : ce calcul est une simple proportion aussi connue sous le nom de règle de trois.

- 3.24** On reconnaît la courbe caractéristique d'une diode dont la tension inverse de pointe est de l'ordre de -50 V et la tension directe de l'ordre de $0,3$ à $0,4 \text{ V}$; Ce pourrait être une diode au germanium, mais cela ne correspond à aucune des réponses données.

Les réponses b), c) et d) ne sont pas plausibles. Par élimination la bonne réponse doit être a).

Une diode Schottky est une diode utilisant une jonction métal/semiconducteur, et a effectivement une tension directe de l'ordre de $0,3$ à $0,4 \text{ V}$ et une relativement faible tension inverse (-20 à -50 V typiquement).

Note : « bande passante » et « bande d'arrêt » ne veulent rien dire dans ce contexte.

- 3.25** L'élément représenté est une diode varicap, soit une diode à capacité variable. Dans ce genre de diode, la capacité de la jonction varie en fonction de la tension inverse appliquée. Bien entendu ce type de diode n'est pas utilisé polarisé en direct.

Les circuits où l'on peut rencontrer ce genre d'élément ont besoin de modifier la valeur d'un condensateur au moyen d'une tension. Typiquement ce sera :

- Les oscillateurs tels que VCO¹, en général dans une PLL².
- Les modulateurs FM.
- Comme capacité d'accord sur un circuit oscillant dans un étage d'entrée.

- 3.26** En a) il s'agit d'un transistor PNP, en b) d'un transistor NPN, en c) d'un transistor à effet de champ (JFET) canal P et en d) d'un JFET canal N.

Note : le cercle qui entoure le symbole est facultatif.

- 3.27** Les transistors FET étant commandés en tension (pas de courant de *gate* ou porte), ils ont une impédance d'entrée très élevée, en tous cas bien plus élevée que les transistors bipolaires (NPN ou PNP) qui sont eux commandés en courant. Quant au transistor unijonction (UJT), il est essentiellement obsolète et était utilisé pour des oscillateurs ou des générateurs d'impulsions, son impédance d'entrée dépendant de la tension. La bonne réponse est donc b).

- 3.28** Si l'on considère que les courants de collecteur et d'émetteur de chaque transistor sont identiques (ce qui est presque vrai si les β sont assez grands) alors le courant de collecteur de T₂ est 100 fois plus élevé que son courant de base. Ce courant de base provient de T₁ dont le courant de sortie est 50 fois plus élevé que son courant de base. Le rapport entre le courant de sortie du montage et son courant d'entrée est donc de :

$$50 \cdot 100 = 5000$$

Note : en réalité, si l'on donne la valeur 1 au courant de base de T₁, le courant d'émetteur de T₂ vaut 5050 et celui du noeud inférieur est de 5051.

Note : ce circuit est proche de celui connu sous le nom de montage Darlington qui est représenté ci-dessous. Il est d'ailleurs plus que probable que si cette question est posée à l'examen, ce soit sur ce montage. Le montage représenté ici l'est avec des transistors PNP mais un montage exactement similaire est possible avec des transistors NPN. Dans ce cas le groupement des deux transistors apparaît comme un transistor PNP ou NPN doté d'un « super β », les β individuels de chaque transistor se multipliant.

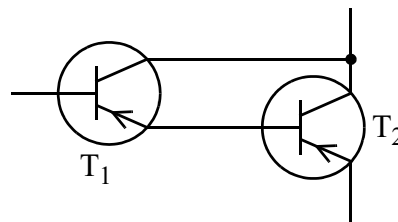


Figure 3.28 Montage Darlington aussi connu sous le nom de super-bêta.

1. *Voltage Controlled Oscillator* - Oscillateur commandé en tension
2. *Phase Locked Loop* - Boucle à verrouillage de phase - Circuit synthétiseur de fréquence très répandu.

Note : dans ce montage, on considère la gain global comme étant le produit des gain individuels, ce qui donnerait ici 5000 avec les valeurs proposées pour cette question.

- 3.29** Nous savons que plus la grille est négative, plus elle repousse les électrons émis par la cathode (des charges de même nom se repoussent). Les électrons ainsi repoussés ne peuvent pas atteindre l'anode, ce qui fait que pour des tensions fortement négatives de grille, seul un faible courant traverse le tube. Dans ce cas, la chute de tension dans la résistance d'anode (R_A) est faible et la tension d'anode est proche de la tension U .

Dans le cas contraire, si la tension de grille est proche de zéro volt, la grille n'agit pas sur les électrons émis par la cathode, et un fort courant s'établit dans le tube. Dans ce cas, la chute de tension dans R_A est importante et la tension anodique est nettement en dessous de U .

- 3.30** Cette question est identique à la précédente et le même raisonnement s'applique.

- 3.31** La puissance utile est de 200 W alors que la puissance perdue (en chaleur) est de 60 W. La puissance totale absorbée est donc de 260 W. Le rendement vaut :

$$\eta = \frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance absorbée}} = \frac{200}{260} = 0,769 \approx 77 \%$$

Note : η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.32** La puissance utile est de 800 W alors que la puissance perdue (en chaleur) est de 350 W. La puissance totale absorbée est donc de 1150 W. Le rendement vaut :

$$\eta = \frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance absorbée}} = \frac{800}{1150} = 0,696 \approx 69,6 \%$$

Note : η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.33** En manipulant la formule ci-dessus (réponse 3.32) on obtient :

$$\text{puissance de sortie} = \text{puissance absorbée} \cdot \eta = 120 \cdot 0,71 = 85,2 \text{ W}$$

Note : 71% équivaut à $71 / 100 = 0,71$. η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.34** La puissance utile est de 450 W alors que la puissance perdue (en chaleur) est de 320 W. La puissance totale absorbée est donc de 770 W. Le rendement vaut :

$$\eta = \frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance absorbée}} = \frac{450}{770} = 0,584 \approx 58,4 \%$$

Note : η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.35** La puissance utile est de 420 W alors que la puissance perdue (en chaleur) est de 500 W. La puissance totale absorbée est donc de 920 W. Le rendement vaut :

$$\eta = \frac{\textit{puissance utile}}{\textit{puissance absorbée}} = \frac{420}{920} = 0,4565 \approx 45,7 \%$$

Note : η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.36** La puissance utile est de 106 W alors que la puissance totale dissipée à l'anode doit être calculée. Notons que dans un tube (correctement polarisé) le courant d'anode est le même que le courant de cathode. La puissance dissipée à l'anode vaut :

$$P = U \cdot I = 800 \cdot 0,220 = 176 \text{ W}$$

Cette puissance est la puissance totale absorbée par l'étage final. Le rendement vaut :

$$\eta = \frac{\textit{puissance utile}}{\textit{puissance absorbée}} = \frac{106}{176} = 0,602 \approx 60,2 \%$$

Note : η est la lettre Grecque « Eta » utilisée généralement pour représenter le rendement.

- 3.37** La sortie est toujours à « 1 », sauf si les entrées sont **les deux** à « 1 ». Il s'agit d'une fonction ET sur les entrées mais inverseuse en sortie: donc NON-ET, soit NAND.
- 3.38** La sortie est toujours à « 0 », sauf si les entrées sont **les deux** à « 1 ». Il s'agit d'une fonction ET, soit AND.
- 3.39** La sortie est toujours à « 0 », sauf si les entrées sont **les deux** à « 0 ». Il s'agit donc d'une fonction inverseuse. Invertissons donc la colonne X, pour voir que la sortie serait alors toujours à 1, sauf lorsque les entrées sont **les deux** à « 0 ». Il s'agit donc d'une fonction OU, et en tenant compte de l'inversion d'une fonction NON-OU, soit NOR.
- 3.40** La sortie est à « 1 », sauf si les entrées sont **les deux** à « 0 ». Il s'agit d'une fonction OU, soit OR.
- 3.41** Une seule entrée, une seule sortie. Quand l'entrée est à « 1 », la sortie est à « 0 » et vice-versa. Il s'agit donc d'un inverseur, fonction NON ou NOT.
- 3.42** Sans commentaire
- Note :** voir la question **3.28** pour la description d'un montage Darlington.
- 3.43** Sans commentaire
- Note :** voir la question **3.28** pour la description d'un montage Darlington.
- 3.44** Sans commentaire
- 3.45** Sans commentaire
- 3.46** Ce symbole est celui d'un thyristor. Un thyristor est une diode commandée. Au repos un thyristor ne conduit pas, mais si une impulsion (ou une tension) est appliquée sur l'électrode de commande (appelée gâchette), le thyristor conduira jusqu'à ce que le courant soit interrompu d'une autre façon.

Un thyristor ne conduit que dans un sens, ce qui signifie qu'en courant alternatif, il peut servir de diode commandée. Un autre élément qui fonctionne de façon identique au thyristor mais qui laisse passer le courant alternatif est le TRIAC, dont le symbole est représenté ci-dessous.

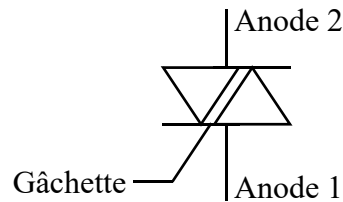


Figure 3.46 Symbole pour un TRIAC. On remarque qu'il est équivalent à 2 thyristors montés tête-bêche.

3.47 Certains matériaux exhibent des propriétés piézoélectriques. Cela signifie que si on les polarise au moyen d'une tension électrique, ils se déforment (mécaniquement).

Inversement, si on soumet un tel matériau à une contrainte mécanique (le déformant), il fournit une tension électrique.

C'est le cas entre autres du quartz et de certaines céramiques utilisées dans les microphones piézoélectriques.

4. Circuits

- 4.1 Il faut qu'un courant puisse circuler dans le collecteur donc C_1 devrait être remplacé par une résistance pour qu'un courant puisse passer.

R_1 et R_2 forment le diviseur de polarisation de la base. C_3 est le condensateur de liaison d'entrée. R_3 et R_4 forment la résistance d'émetteur et seule R_4 est découplée. La présence de R_3 permet de mieux contrôler le gain de l'amplificateur et d'élever son impédance d'entrée.

- 4.2 Il faut que la tension de polarisation de la base y soit connectée, donc C_1 devrait être déplacé en avant de R_1 et R_2 .

R_1 et R_2 forment le diviseur de polarisation de la base. R_4 et R_5 forment la résistance d'émetteur et seule R_5 est découplée. La présence de R_4 permet de mieux contrôler le gain de l'amplificateur et d'élever son impédance d'entrée. R_3 est la résistance de charge du collecteur.

- 4.3 Il faut qu'un courant puisse circuler de la cathode vers l'anode. Le condensateur C_2 empêche ceci et ne doit pas être placé là.

C_1 est le condensateur de liaison d'entrée. C_3 est le condensateur de liaison de sortie. R_1 sert à mettre la grille au potentiel (à la tension) de la masse. R_2 est la résistance de cathode et sert à assurer que cette dernière soit positive (ce qui rend la grille négative par rapport à la cathode). C_2 devrait être connecté en parallèle sur R_2 en tant que condensateur de découplage, et finalement R_3 est la résistance alimentant l'anode. C'est aux bornes de cette dernière que se développe la tension de sortie de l'amplificateur.

- 4.4 Dessinons ce circuit un peu différemment (figure ci-dessous).

R_1 et R_3 forment un diviseur de tension. Une fois le condensateur chargé, ce qui prendra un temps qui dépend de sa valeur, il n'y aura plus de courant dans R_2 . La tension donnée par le diviseur sera la tension à laquelle le condensateur se sera chargé. Dans ces conditions la partie droite du circuit disparaît et seul le diviseur de tension reste sur la source de 12 V. La tension au centre du diviseur est alors aisée à calculer :

$$U_{div} = \frac{12 \cdot 30}{20 + 30} = 7,2 \text{ V}$$

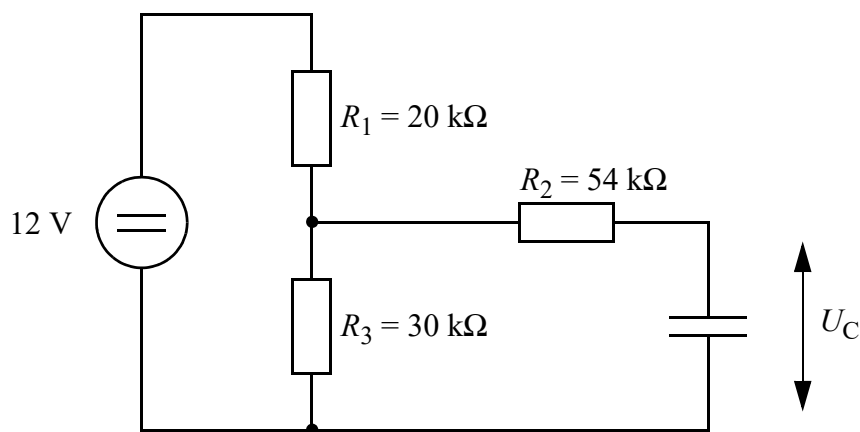


Figure 4.4 Un diviseur de tension (à gauche) charge un condensateur à travers une résistance de 54 kΩ.

Note : ce calcul est une simple proportion aussi connu sous le nom de règle de trois. Autrement on peut calculer la tension vue par la résistance de 54 kΩ de façon plus conventionnelle :

$$I = U/R = 12/(20 \cdot 10^3 + 30 \cdot 10^3) = 240 \mu\text{A}$$

$$U_{30k} = I \cdot R = 240 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3 = 7,2 \text{ V}$$

4.5 Simple problème de constante de temps :

$$\tau = R \cdot C = 100 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 50 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 50 \text{ ms}$$

4.6 Il est important de savoir que $\tau = R \cdot C$ correspond à une décharge de 63% d'un condensateur C dans une résistance R . Si 63% de cette charge est enlevée, il doit rester 37%.

Le phénomène est identique lors de la charge d'un condensateur. Un condensateur initialement déchargé aura reçu 63% de sa charge après un temps τ .

4.7 On considère en pratique que pour complètement décharger un condensateur, il faut compter 5 constantes de temps ($5 \tau = 5 \cdot R \cdot C$) :

$$5\tau = 5 \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 5000 \cdot 10^{-6} = 300 \text{ s} = 5 \text{ mn}$$

4.8 En plaçant un condensateur en série avec ce condensateur variable, on va diminuer sa capacité, aussi bien quand il est fermé (quand sa valeur est la plus élevée) que quand il est ouvert (quand sa valeur est la plus faible). Partons de la formule pour le calcul de la valeur résultante de 2 condensateurs en série, et transformons la pour notre besoin :

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_{tot}} - \frac{1}{C_1}$$

Avec $C_{tot} = 115 \text{ pF}$ et $C_1 = 150 \text{ pF}$, on obtient pour C_2 :

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{115} - \frac{1}{150} = \frac{1}{493} \quad C_2 = 493 \text{ pF}$$

Astuce : il est aussi possible de procéder sans manipulation de formule. Il suffit de placer successivement les 4 réponses proposées à l'examen dans la formule pour le calcul de 2 condensateurs en série, pour déterminer celle qui permet d'obtenir une capacité maximale de 115 pF.

4.9 L'impédance de ce condensateur est :

$$R = U / I = 0,175 / 25 \cdot 10^{-6} = 7000 \Omega$$

Il nous faut maintenant transformer la formule pour l'impédance d'un condensateur de façon à pouvoir calculer la valeur de ce dernier :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot x_C}$$

Avec $x_C = 7000 \Omega$ et $f = 18,168 \text{ MHz}$, le condensateur vaut :

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18,168 \cdot 10^6 \cdot 7000} = 1,25 \text{ pF}$$

Astuce : il est aussi possible de procéder sans manipulation de formule. Il suffit de calculer successivement l'impédance des 4 valeurs de condensateurs proposées à l'examen pour déterminer celle qui permet d'obtenir un courant de 25 μA sous une tension de 175 mV.

4.10 Méthode No.1 :

$$\text{Sachant que : } I = \frac{U}{x_C} \text{ et que } x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \text{ alors } I = U \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C$$

où l'on voit que I est proportionnel à f et donc que si I augmente d'un facteur 4, f doit aussi augmenter d'un facteur 4 si les autres données sont inchangées.

Méthode No.2 :

$$\text{Partant de : } I = \frac{U}{x_C}$$

on constate que pour que I quadruple, il faut que x_C diminue d'un facteur 4.

$$\text{Dès lors sachant que } x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

on peut voir que pour que x_C diminue d'un facteur 4, il faut que f augmente d'un facteur 4 si les autres données sont inchangées.

Méthode No.3 :

On se donne les valeurs requises et on effectue le calcul au moyen des 4 réponses pro-

posées à l'examen. Partons avec un condensateur de 1 (farad), une fréquence de 1 (Herz) et une tension de 1 (volt). Assumons pour cet exemple que deux des réponses proposées sont « $2 \times f_1$ » et « $4 \times f_1$ ».

Essai No.1 :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 1} = 0,159 \, \Omega \quad I = \frac{U}{x_C} = \frac{1}{0,159} = 6,28 \, \text{A}$$

Essayons la première réponse proposée qui est de doubler la fréquence :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 1} = 0,080 \, \Omega \quad I = \frac{U}{x_C} = \frac{1}{0,080} = 12,67 \, \text{A}$$

Doubler la fréquence n'a que doublé le courant. On peut déjà deviner que de quadrupler la fréquence aura l'effet escompté de quadrupler le courant. Effectuons le calcul à titre de vérification :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 1} = 0,040 \, \Omega \quad I = \frac{U}{x_C} = \frac{1}{0,040} = 25,13 \, \text{A}$$

Note : des valeurs constantes telles que 2 et π dans les formules ci-dessus n'ont aucun effet sur la proportionnalité des résultats et auraient pu être ignorées.

Note : une fois déterminé le sens de la proportionnalité (directement proportionnel – comme ici – ou inversement proportionnel), le problème peut être considéré comme terminé puisqu'il n'a pas de racines ou de carrés dans ces formules.

- 4.11** On nous demande de calculer pour quelle fréquence l'impédance du condensateur est de 470 Ω . Partant de la formule pour l'impédance d'un condensateur, transformons la pour calculer f .

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot x_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot 470} = 13,6 \, \text{Hz}$$

- 4.12** Même problème que ci-dessus :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot x_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} \cdot 56} = 6,047 \, \text{kHz}$$

- 4.13** Même problème que ci-dessus :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot x_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 64 \cdot 10^{-6} \cdot 1000} = 2,487 \, \text{Hz}$$

4.14 Calculons d'abord l'impédance du condensateur à une fréquence de 50 Hz :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 3 \cdot 10^{-6}} = 1061 \, \Omega$$

Puis le courant à travers cette impédance sous une tension de 375 V :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{375}{1061} = 0,353 \, \text{A}$$

4.15 Même problème que ci-dessus :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 12 \cdot 10^{-6}} = 265,26 \, \Omega$$

Puis le courant à travers cette impédance sous une tension de 375 V :

$$I = \frac{U}{R} = \frac{80}{265,26} = 0,302 \, \text{A} = 302 \, \text{mA}$$

4.16 Variation sur le même thème que les problèmes ci-dessus. Calculons d'abord l'impédance du condensateur :

$$x_C = \frac{U}{I} = \frac{82}{5,255} = 15,6 \, \Omega$$

Puis procédons de manière similaire au problème 4.11 et suivants :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot x_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6,8 \cdot 10^{-6} \cdot 15,6} = 1500 \, \text{Hz}$$

4.17 Nous sommes en présence d'un condensateur ayant une impédance de 224 Ω à une certaine fréquence en série avec un résistance de 200 Ω , et on nous demande de calculer l'impédance de l'ensemble. Nous savons que nous ne pouvons pas additionner ces deux valeurs directement puisqu'elles sont déphasées de 90°, mais nous pouvons utiliser la formule appropriée.

Méthode No.1 utilisant la formule générique, en notant que nous n'avons pas d'inductance dans ce circuit :

$$Z = \sqrt{R^2 + (x_L - x_C)^2} = \sqrt{200^2 + (0 - 224)^2} = 300 \, \Omega$$

Méthode No.2 utilisant la version simplifiée de cette formule :

$$Z = \sqrt{R^2 + x_C^2} = \sqrt{200^2 + 224^2} = 300 \, \Omega$$

- 4.18** Soit nous calculons d'abord la valeur de la capacité équivalente, puis son impédance et finalement le courant, soit nous calculons d'abord les 3 impédances individuelles, puis leur combinaison, avant de calculer le courant.

Méthode No.1 :

Valeur équivalente à C_2 et C_3 en série :

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-6}} + \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{0,8919 \cdot 10^{-6}} \text{ et } C_{tot} = 0,892 \mu\text{F}$$

Valeur totale de la capacité dans ce circuit :

$$1 \cdot 10^{-6} + 0,892 \cdot 10^{-6} = 1,892 \mu\text{F}$$

Calculons maintenant x_C pour ce condensateur équivalent :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1,892 \cdot 10^{-6}} = 1682,5 \Omega$$

Puis le courant dans cette impédance :

$$I = \frac{U}{x_C} = \frac{240}{1682,5} = 142,6 \text{ mA}$$

Méthode No.2 :

Calculons l'impédance de chaque condensateur :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad x_{C1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 3183 \Omega$$

$$x_{C2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}} = 2122 \Omega$$

$$x_{C3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 1447 \Omega$$

Maintenant combinons ces 3 impédances en une seule :

$$x_{C2} + x_{C3} = 2122 + 1447 = 3569 \Omega$$

$$\frac{1}{x_{tot}} = \frac{1}{3569} + \frac{1}{3183} = 1682,5 \Omega$$

Puis le courant dans cette impédance :

$$I = \frac{U}{x_C} = \frac{240}{1682,5} = 142,6 \text{ mA}$$

- 4.19** C_1 et C_2 sont en parallèle et C_3 est en série avec cette combinaison. Calculons d'abord la valeur résultante de C_1 et C_2 en parallèle que nous appellerons C_{par} :

$$C_{par} = C_1 + C_2 = 0,66 \text{ nF} + 3 \text{ nF} = 3,66 \text{ nF}$$

Puis appliquons la formule pour 2 condensateurs en série :

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_{par}} + \frac{1}{C_3} = \frac{1}{3,66} + \frac{1}{0,22} = 0,2 \text{ nF}$$

Note : puisque toutes les valeurs de ce problème sont en nF, et que nous n'avons affaire qu'à des condensateurs, nous pouvons effectuer tous les calculs en nF comme ci-dessus. En cas de doute, on utilisera la méthode traditionnelle, de ne manipuler que des valeurs en F.

- 4.20 *** Ce circuit est un filtre RC. Aux basses fréquences, le condensateur présente une forte impédance. Considérons une tension continue appliquée à l'entrée (une tension continue est assimilable à un signal de fréquence extrêmement basse). Cette tension va se retrouver en sortie car elle ne peut pas traverser le condensateur. Il semblerait donc que les fréquences basses passent à travers ce filtre et que c'est un filtre passe-bas.

À titre de vérification, considérons une fréquence extrêmement élevée. Dans ce cas, le condensateur conduit et court-circuite cette dernière à la masse. Elle ne se retrouve pas en sortie. Un filtre qui élimine les hautes fréquences est un filtre passe-bas.

- 4.21** La tension de claquage est définie comme la tension maximale que le condensateur peut supporter sans « claquer », c'est à dire se détruire. Pour une tension d'entrée de 230 V efficaces, la tension redressée de crête peut atteindre $\sqrt{2}$ fois cette valeur pour une tension de crête de :

$$\hat{U} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,3 \text{ V} \approx 326 \text{ V}$$

Note : dans la pratique, pour un cas de ce genre, on choisirait un condensateur pouvant supporter une tension de 350 à 400 V.

- 4.22 *** Quadripôle réfère au schéma qui, comme on le voit, dispose de 4 bornes (4 pôles). Passif se dit d'un circuit ne comportant pas d'éléments actifs, tels des transistors.

Le circuit représenté est un filtre RC. En appliquant le même raisonnement que celui de la question **4.20 ***, on détermine que ce circuit est un filtre passe-haut. En effet, les fréquences élevées n'ont pas de peine à passer.

En a), on a représenté un filtre passe-bas, ce n'est pas la bonne réponse.

En b), on a représenté un filtre passe-haut, c'est la bonne réponse.

En c), on a représenté un filtre passe-bande, ce n'est pas la bonne réponse.

En d), on a représenté un filtre coupe-bande, ce n'est pas la bonne réponse.

- 4.23** Utilisons la formule pour le calcul de l'impédance d'une bobine :

$$x_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 1,8 \cdot 10^6 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = 1131 \text{ } \Omega$$

4.24 Même problème que le 4.23 :

$$x_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 145,2 \cdot 10^6 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6} = 3193 \, \Omega \approx 3,19 \, \text{k}\Omega$$

4.25 Transformons la formule pour le calcul de l'impédance d'une bobine de façon à calculer L :

$$x_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad L = \frac{x_L}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

et l'inductance vaut :

$$L = \frac{133,36 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 14,150 \cdot 10^6} = 1,5 \cdot 10^{-3} = 1,5 \, \text{mH}$$

4.26 Même problème que ci-dessus mais en transformant la formule de l'impédance d'une bobine de façon à calculer f :

$$x_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad f = \frac{x_L}{2 \cdot \pi \cdot L}$$

et la fréquence vaut :

$$f = \frac{133,36 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 14,15 \, \text{MHz}$$

4.27 Le Q d'une bobine se calcule au moyen de :

$$Q = \frac{x_L}{R}$$

Calculons donc d'abord x_L :

$$x_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot 1500 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} = 1885 \, \Omega$$

et le facteur Q vaut :

$$Q = \frac{x_L}{R} = \frac{1885}{5} = 377$$

Note : le facteur Q étant un rapport de 2 grandeurs ayant même unité, il n'a pas d'unité.

4.28 Problème inverse du précédent. Puisque nous connaissons Q et R , calculons x_L :

$$Q = \frac{x_L}{R} \quad x_L = Q \cdot R = 100 \cdot 10 = 1000 \, \Omega$$

Utilisons ensuite la formule transformée du problème 4.26 :

$$f = \frac{1000}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 1591 \text{ kHz}$$

- 4.29** Ce problème est similaire au problème 3.14 page 24. On part de la définition de l'Henri :

$$[H] = \left[\frac{V \cdot s}{A} \right]$$

ce qui donne, après transformation pour trouver la variation de tension :

$$U[V] = \left[\frac{A \cdot H}{s} \right] = \frac{0,2 \cdot 0,02}{50 \cdot 10^{-6}} = 80 \text{ V}$$

- 4.30 *** Le circuit représenté est un filtre passe-bas. En effet, les fréquences basses passent sans peine au travers de la bobine, alors que cette dernière présente une grande impédance aux fréquences élevées (voir problèmes 4.20 et 4.22).
- 4.31 *** Quadripôle réfère au petit schéma qui, comme on le voit, dispose de 4 bornes (4 pôles). Passif se dit d'un circuit ne comportant pas d'éléments actifs, tels que des transistors par exemple.

Le circuit représenté est un filtre passe-bas. En effet, les fréquences basses passent sans peine au travers de la bobine, alors que cette dernière présente une grande impédance aux fréquences élevées.

En a), on a représenté un filtre passe-bas, c'est la bonne réponse.

En b), on a représenté un filtre passe-haut, ce n'est pas la bonne réponse.

En c), on a représenté un filtre passe-bande, ce n'est pas la bonne réponse.

En d), on a un filtre coupe-bande, ce n'est pas la bonne réponse.

- 4.32 *** Un circuit série LC présente une impédance minimale à la fréquence de résonance. À une impédance minimale correspond aussi une tension minimale. (axe vertical U).

En a), on a représenté un filtre passe-bas, ce n'est pas la bonne réponse.

En b), on a représenté un filtre passe-haut, ce n'est pas la bonne réponse.

En c), on a représenté un filtre réjecteur, c'est la bonne réponse. En effet, cette courbe passe par un minimum à f_0 .

En d), on a représenté un filtre passe-bande, ce n'est pas la bonne réponse. Ce pourrait être la courbe de réponse d'un circuit LC parallèle.

- 4.33 *** Un circuit parallèle LC présente une impédance maximale à la fréquence de résonance. À une impédance maximale correspond aussi une tension maximale (axe vertical U).

En a), on a représenté un filtre passe-bande, c'est la bonne réponse. Ceci est la courbe de réponse d'un circuit LC parallèle.

En b), on a représenté un filtre passe-haut, ce n'est pas la bonne réponse.

En c), on a représenté un filtre réjecteur, ce n'est pas la bonne réponse. Cette courbe passe par un minimum à f_0 . Ce pourrait être la réponse d'un circuit LC série.

En d), on a représenté un filtre passe-bande, mais les deux pointes du diagramme suggèrent deux circuits accordés couplés, ce qui n'est pas le cas ici.

4.34 Le courant dans la boucle vaut: $I = U/Z$. Il faut calculer Z , pour ce faire il faut d'abord calculer X_L et X_C .

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 12,57 \Omega$$

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 79,58 \Omega$$

et l'impédance totale vaut :

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{50^2 + (12,57 - 79,58)^2} = 83,61 \Omega$$

Le courant dans la boucle vaut :

$$I = U/Z = 48/83,61 = 574 \text{ mA}$$

Note : si nous avons été à la fréquence de résonance, le problème aurait été passablement plus simple, voir par exemple **4.38** ou **4.46**, cependant comme x_L n'est pas égale à x_C , ce n'est manifestement pas le cas ici.

4.35 La fréquence de coupure à -3dB d'un circuit RC est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} = 1061 \text{ Hz}$$

Note : ce circuit est un filtre passe-bas.

4.36 Il s'agit bien entendu de réaliser un circuit LC résonnant, au moyen d'une inductance non spécifiée et d'un condensateur variable en parallèle, dont il faut déterminer la valeur. Nous avons à disposition un condensateur variable couvrant une gamme de 20 à 140 pF, et nous savons que nous devons lui adjoindre une capacité en parallèle pour augmenter sa valeur (minimale aussi bien que maximale).

Les méthodes mathématiques ne manquent pas pour résoudre ce problème, mais lors d'un examen, il est plus judicieux de ne pas perdre de temps et d'utiliser chacune des 4 réponses proposées, pour déterminer laquelle est la bonne. C'est ce qui est proposé en solution 1 ci-dessous. En solution 2, une méthode plus rigoureuse est utilisée pour

ce calcul. Finalement en solution 3, une solution rapide et astucieuse basée sur l'observation de la formule de calcul de la fréquence de résonance.

Solution 1 :

Comme l'une des réponses proposées est 20 pF, déterminons si c'est la bonne. Dans ce cas le condensateur couvre de 40 à 160 pF. À 40 pF correspond la fréquence la plus élevée. Déterminons l'inductance requise :

en partant de $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ on trouve que :

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot f_0^2 \cdot C} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14)^2 \cdot (7 \cdot 10^6)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 12,92 \mu\text{H}$$

Si la capacité choisie (20 pF) est la bonne, nous devons trouver une fréquence de résonance de 3,5 MHz pour une capacité de 160 pF en utilisant cette inductance :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{12,92 \cdot 10^{-6} \cdot 160 \cdot 10^{-12}}} = 3,5 \text{ MHz}$$

Si ça avait été la mauvaise réponse (si on n'avait pas trouvé 3,5 MHz à ce point), nous devrions recommencer les calculs ci-dessus avec la solution proposée suivante, en espérant que la bonne ne soit pas la quatrième !

Solution 2 :

Premièrement on pose les formules pour les 2 fréquences données :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

$$3,5 \text{ MHz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C + 140 \text{ pF})}} ; 7 \text{ MHz} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C + 20 \text{ pF})}}$$

on remarque que la fréquence haute est le double de la fréquence basse, on peut donc mettre ces 2 expressions en égalité en multipliant celle pour la fréquence basse par 2 :

$$\frac{2}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C + 140 \text{ pF})}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot (C + 20 \text{ pF})}}$$

on supprime le terme $2 \cdot \pi$ de chaque coté (on multiplie chaque membre par $2 \cdot \pi$) :

$$\frac{2}{\sqrt{L \cdot (C + 140 \text{ pF})}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + 20 \text{ pF})}}$$

On peut ensuite supprimer la racine en élevant chaque membre au carré (1 reste 1 mais 2 devient 4) et éliminer les L (en multipliant chaque membre par L) :

$$\frac{4}{(C + 140 \text{ pF})} = \frac{1}{(C + 20 \text{ pF})}$$

Ce qui permet de passer à (produit croisé) :

$$4 \cdot (C + 20 \text{ pF}) = C + 140 \text{ pF}$$

$$4 \cdot C + 80 \text{ pF} = C + 140 \text{ pF}$$

$$4 \cdot C - C = 140 \text{ pF} - 80 \text{ pF}$$

$$3 \cdot C = 60 \text{ pF} \text{ ce qui permet de conclure sans aucun calcul que } C = 20 \text{ pF.}$$

Solution 3 :

Comme observé ci-dessus, le rapport des fréquences est de 1 à 2. Puisque dans la formule pour le calcul de la fréquence de résonance, les éléments déterminant la fréquence sont sous une racine carrée, l'un ou l'autre doit varier dans un rapport de 1 à 4 ; dans notre cas C.

La solution est dès lors de trouver quelle valeur additionnelle utiliser pour obtenir une variation de capacité de 1 à 4. Le plus simple est d'utiliser les 4 réponses proposées et de voir laquelle donne le bon résultat. Ici 20 pF puisque :

$$\frac{140 + 20}{20 + 20} = 4$$

- 4.37** Quel est le rapport entre la fréquence la plus élevée possible pour ce circuit et sa fréquence la plus basse. Calculons donc ces deux fréquences et effectuons ce rapport :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

$$f_{haute} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{15 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-12}}} = 10,61 \text{ MHz}$$

$$f_{basse} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{15 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} = 3,355 \text{ MHz}$$

Le rapport de ces deux fréquences est de :

$$10,61 / 3,355 = 3,162$$

Astuce : comme pour la solution 3 du problème ci-dessus, il existe une méthode beaucoup plus rapide pour trouver la réponse. Puisque la variation de capacité est de 10 et que cette variation dans la formule se trouve sous un signe de racine, ce rapport doit être de $\sqrt{10} = 3,162$.

- 4.38** Il s'agit d'un circuit résonnant série. Dans un tel circuit, à la résonance (ce qui est le cas ici), l'impédance totale est égale à la résistance en série dans le circuit. Dans notre

cas, l'impédance du circuit ($Z = 50 \Omega$) est la valeur de la résistance. Quant à la chute de tension dans le circuit elle se trouve donc aussi aux bornes de la résistance. Nous pouvons ainsi calculer le courant dans ce circuit :

$$I = U/R = 3/50 = 60 \text{ mA}$$

Maintenant, ce courant traverse aussi le condensateur et la résistance, mais les tensions y étant égales et de signes opposés, elle s'annulent. Calculons donc la fréquence de résonance, ce qui nous permettra de trouver l'impédance du condensateur (ou de la bobine), puis finalement de calculer la tension à ses bornes :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{60 \cdot 10^{-6} \cdot 70 \cdot 10^{-12}}} = 2,4558 \text{ MHz}$$

Impédance du condensateur :

$$x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad x_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,4558 \cdot 10^6 \cdot 70 \cdot 10^{-12}} = 925,8 \Omega$$

et la tension aux bornes du condensateur :

$$U = I \cdot Z = 0,06 \cdot 925,8 = 55,55 \text{ V}$$

4.39 La fréquence de résonance d'un circuit LC est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Pour que f_0 diminue de moitié on ne peut agir que sur L ou C . Ici on demande comment modifier L . Puisque L est sous la barre de fraction, il faut l'augmenter pour diminuer la fréquence de résonance (nous savons par ailleurs que plus L est importante plus faible est la fréquence de résonance). Mais comme L est sous un signe de racine, il faut la multiplier par 4 pour que la variation soit de 2 (f_0 est inversement proportionnel à la racine de L).

Note : dans un tel problème il peut être utile de vérifier sa réponse, il suffit pour cela de calculer la fréquence de résonance d'un circuit composé d'une bobine de 1 H et d'un condensateur de 1 F, puis de calculer la nouvelle fréquence pour une bobine de 4 H et de s'assurer que cette dernière est bien la moitié de la précédente.

4.40 Problème inverse du problème ci-dessus. Les mêmes considérations s'appliquent et de même, la vérification de la réponse au moyen de valeurs arbitraires est possible.

4.41 On sait que :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

que l'on transforme ainsi en élevant les deux membres au carré :

$$f_0^2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot L \cdot C} \quad \text{et en sortant } C: \quad C = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot f_0^2 \cdot L} \quad \text{d'où :}$$

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot f_0^2 \cdot L} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14)^2 \cdot (145,25 \cdot 10^6)^2 \cdot 200 \cdot 10^{-9}} = 6 \text{ pF}$$

Note : cette formule ainsi que celle permettant de calculer L connaissant f_0 devrait faire partie de tout bon formulaire afin d'éviter de devoir effectuer ces manipulations de formules à l'examen.

Note : $R = 52 \Omega$ ne sert à rien dans cette question.

4.42 On sait que :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

que l'on transforme ainsi en élevant les deux membres au carré :

$$f_0^2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot L \cdot C} \quad \text{et en sortant } L: \quad L = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot f_0^2 \cdot C} \quad \text{d'où :}$$

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot f_0^2 \cdot C} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14)^2 \cdot (21,7 \cdot 10^6)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 1,345 \mu\text{H}$$

Note : cette formule ainsi que celle permettant de calculer C connaissant f_0 devrait faire partie de tout bon formulaire afin d'éviter de devoir effectuer ces manipulations de formules à l'examen.

Note : $R = 50 \Omega$ ne sert à rien dans cette question.

4.43 On reconnaît un circuit RLC parallèle, alimenté à travers une résistance de $900 \text{ k}\Omega$. L'impédance d'un circuit oscillant parallèle à la résonance est égale à la résistance parallèle au circuit; dans ce cas $100 \text{ k}\Omega$.

Dans ces conditions, le circuit se réduit à un simple diviseur résistif selon la **Figure 4.43** ci-dessous.

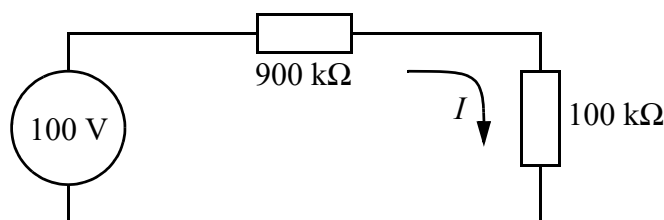


Figure 4.43 Le circuit proposé se réduit, à la résonance, à un simple diviseur résistif.

Le courant dans ce circuit est :

$$I = U/R = 100 / (900 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3) = 0,1 \text{ mA}$$

et la tension aux bornes de la résistance de $100 \text{ k}\Omega$ vaut :

$$U = I \cdot R = 100 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ V}$$

- 4.44** Il s'agit d'un circuit résonant parallèle où la résistance R représente les pertes dans le circuit. Cette résistance n'influe en rien le calcul de f_0 .

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{6,4 \cdot 10^{-6} \cdot 75 \cdot 10^{-12}}} = 7,26 \text{ MHz}$$

- 4.45** Il s'agit d'un circuit résonant série où la résistance R représente les pertes dans le circuit. Cette résistance n'influe en rien le calcul de f_0 .

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{6,4 \cdot 10^{-6} \cdot 75 \cdot 10^{-12}}} = 7,26 \text{ MHz}$$

- 4.46** À la résonance, un circuit série présente une impédance minimale égale à la résistance. Il nous faut donc calculer cette résistance. Sachant que $Q = X_L / R$, nous trouvons que $R = X_L / Q$. Pour calculer X_L cherchons la fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{7 \cdot 10^{-6} \cdot 125 \cdot 10^{-12}}} = 5,38 \text{ MHz}$$

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot 3,14 \cdot 5,38 \cdot 10^6 \cdot 7 \cdot 10^{-6} = 236,6 \Omega$$

$$\text{et : } R = X_L / Q = 236,6 / 13 = 18,2 \Omega$$

- 4.47** Il s'agit ici un circuit série dont la résistance représente les pertes dans la bobine :

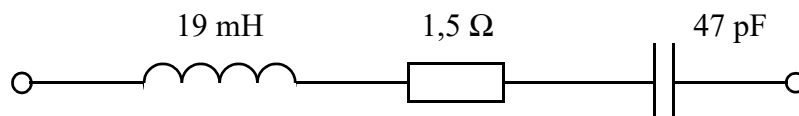


Figure 4.47 Le circuit série RLC tel que décrit dans l'énoncé de la question.

On voit par simple observation que l'impédance minimale vaut $1,5 \Omega$ à la fréquence de résonance. Quant à la fréquence de résonance elle est de :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{19 \cdot 10^{-3} \cdot 47 \cdot 10^{-12}}} = 168,42 \text{ kHz}$$

- 4.48** Le facteur de qualité Q pour un circuit série est donné par: $Q = X_L / R$. Connaissant R , calculons la fréquence de résonance, puis X_L .

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{20 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-12}}} = 9,189 \text{ MHz}$$

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot 3,14 \cdot 9,189 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 1155 \text{ } \Omega$$

$$\text{et : } Q = X_L / R = 1155 / 3,5 = 329,9 \approx 330$$

Il existe une formule « simplifiée »¹ pour ce calcul qui est obtenue par la manipulation algébrique des formules ci-dessus :

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R}$$

en substituant f par la formule pour le calcul de f_0 :

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot L}{R} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{L}{R \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ce qui donne ici :

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{3,5} \cdot \sqrt{\frac{20 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^{-12}}} = 329,9 \approx 330$$

- 4.49** On constate sur le graphe que la tension aux bornes de la résistance est maximale à la résonance (l'impédance est minimale et le courant est donc important) ce qui est bien la caractéristique d'un circuit RLC série.

Sachant que la bande passante normalisée (bande passante à -3 dB) vaut :

$$B_p = f_0 / Q \text{ on trouve que le facteur de qualité vaut : } Q = f_0 / B_p$$

On lit sur le graphe que la bande passante s'étend sur ± 3 kHz (soit 6 kHz) de part et d'autre de la fréquence de résonance de 470 kHz. On calcule donc :

$$Q = \frac{f_0}{B_p} = \frac{470 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3} = 78,3$$

- 4.50** Problème identique au 4.48 ci-dessus. Le facteur de qualité Q est donné par :

$$Q = X_L / R$$

Connaissant R , calculons la fréquence de résonance, puis X_L .

1. À mon sens, il est préférable de ne pas avoir un formulaire avec toutes les formes de toutes les formules, ce qui sera un handicap à l'examen. C'est pourquoi je préfère la première solution proposée.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{7 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} = 4,912 \text{ MHz}$$

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 2 \cdot 3,14 \cdot 4,912 \cdot 10^6 \cdot 7 \cdot 10^{-6} = 216 \ \Omega$$

$$\text{et : } Q = X_L / R = 216 / 8 = 27$$

- 4.51** La bande passante s'étend de part et d'autre de la fréquence de résonance. Les points à -3 dB représentent la bande passante normalisée. Ici la bande passante est de :

$$7,3 - 6,9 = 0,4 \text{ MHz}$$

et la fréquence centrale (située entre ces deux points) :

$$(6,9 + 7,3) / 2 = 7,1 \text{ MHz}$$

Le Q de ce circuit vaut :

$$Q = f_0 / B_p = 7,1 / 0,4 = 17,75$$

- 4.52** Ce problème est essentiellement similaire au précédent. Le Q de ce circuit vaut :

$$Q = \frac{f_0}{B_p} = \frac{10,7 \cdot 10^6}{16 \cdot 10^3} = 668,75 \approx 669$$

- 4.53** Par définition, à la résonance on a : $x_L = -x_C$, et donc en valeur absolue $x_L = x_C$. On peut donc éliminer les réponses a) et b). Clairement c) est la bonne réponse. Le libellé de la réponse d) indique que ce n'est pas la bonne réponse, mais l'expression $V_L = V_C$ qui semblerait indiquer que les tensions aux bornes du condensateur et de la bobine sont égales est ambiguë.

- 4.54** Un pont de Graetz est le nom donné généralement à un pont de diodes. Ce genre de montage est un redresseur double alternance, fournissant après filtrage une tension continue. Dans un tel montage, la sortie positive se fait sur les cathodes, alors que la sortie négative se trouve sur les anodes.

En a) chaque entrée et chaque sortie est connectée à une anode et une cathode, ce n'est pas la bonne réponse.

En b) les sorties positives et négatives sont connectées à une anode et une cathode, ce n'est pas la bonne réponse.

En c) les entrées alternatives sont connectée à une anode et une cathode, alors que la sortie positive est connectée à 2 cathodes et la sortie négative à deux anodes, c'est la bonne réponse.

En d) les sorties positives et négatives sont les deux connectées à deux cathodes, ce n'est pas la bonne réponse.

Note : il peut sembler paradoxal que la sortie positive se fasse sur les cathodes (et la sortie négative sur les anodes) mais si l'on considère une des diodes au moment où elle fournit une tension positive sur sa cathode, son anode est plus positive de 0,7 V. Ceci implique que la cathode est bien négative de 0,7 V par rapport à l'anode.

4.55 On nous dit avoir affaire à un pont redresseur – aussi appelé pont de Graetz. Nous savons que dans un tel pont, la sortie positive se fait sur les cathodes, ce qui est le cas ici pour D_2 et D_3 , alors que la sortie négative se fait sur 2 anodes, ce qui est le cas pour D_1 mais pas D_4 ; c'est donc la diode mal placée – elle est à l'envers.

4.56 * Voici le schéma correspondant à cet énoncé.

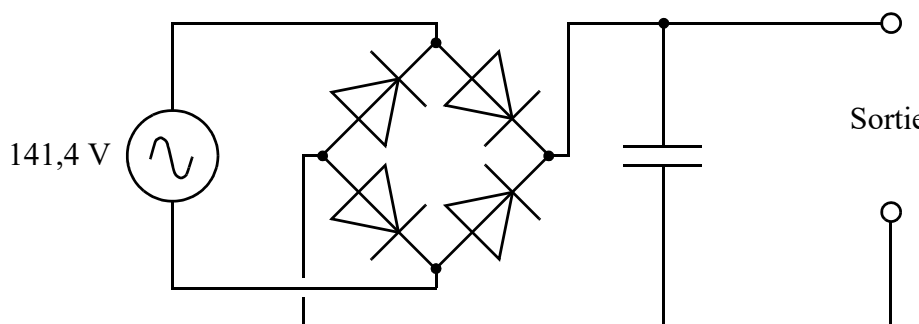


Figure 4.56 Redresseur en pont suivi d'un filtrage par un simple condensateur.

Le condensateur (tension en sortie) va se charger à la valeur de crête du signal redressé :

$$U_{\text{sortie}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} = 1,414 \cdot 141,4 = 200 \text{ V}$$

Note : dans ce cas, la chute de tension dans les diodes a été négligée.

4.57 * C'est un problème similaire au 4.21 page 37. Le condensateur va se charger à la tension de crête :

$$\hat{U} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 14 \cdot \sqrt{2} = 19,8 \text{ V} \approx 20 \text{ V}$$

Note : dans ce cas, la chute de tension dans la diode a été négligée.

4.58 * Il s'agit d'un redresseur double alternance, chaque moitié du secondaire du transformateur fournissant un courant à tour de rôle, à chaque alternance. Comme il n'y a pas de condensateur de filtrage, la tension de sortie est celle qui est donnée en a). En b) ce serait la tension de sortie d'un redresseur mono alternance sans filtrage, et c), celle d'un redresseur double alternance avec un condensateur de filtrage, et en d) il s'agit d'une tension continue, parfaitement filtrée, ce qui ne peut être le cas ici.

4.59 Lors des alternances positives, la diode conduit et le condensateur se charge à la valeur de crête de la tension, soit :

$$\hat{U} = U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot 1,414 = 325,3 \text{ V}$$

Lors des alternances négatives, le condensateur est chargé à $+325,3$ V et la diode ne conduit pas. À cet instant, la tension sur sa cathode est de $+325,3$ V, tandis que celle sur son anode est de $-325,3$ V (voir *Figure 4.59* ci-dessous).

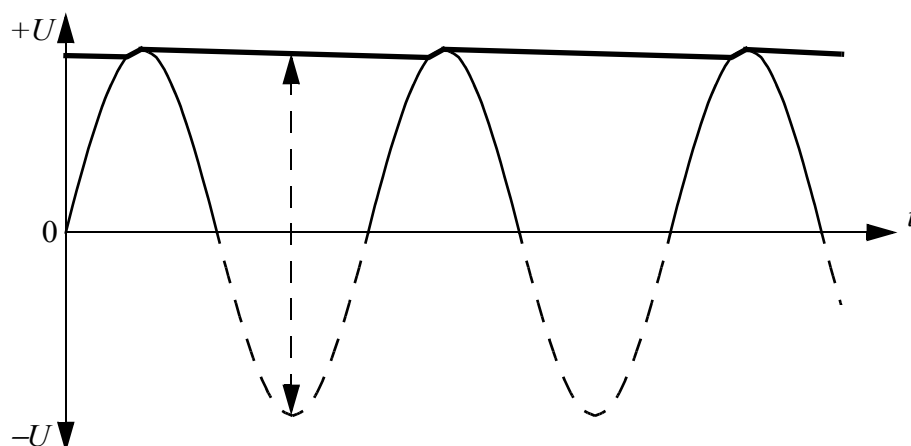


Figure 4.59 La tension inverse de pointe que doit supporter la diode est égale à la tension crête à crête.

La tension inverse de pointe pour cette diode (aussi appelée tension de blocage) doit être de :

$$2 \cdot 325,3 = 650,6 \approx 651 \text{ V}$$

Note : la ligne en trait gras représente la tension sur le condensateur (en admettant un petit courant de décharge, par exemple dans une résistance extérieure non représentée ici).

4.60 Le montage proposé est un redresseur mono alternance suivi d'un montage CLC qui représente un filtre passe-bas en π .

Il s'agit d'une cellule de filtrage destinée à laisser passer la composante continue et à atténuer la composante alternative. En effet, si l'on se réfère à la *Figure 4.59* ci-dessus, on constate que la tension redressée aux bornes d'un simple condensateur à une certaine valeur continue (positive ici) à laquelle est superposée une composante pulsée¹ qu'il est désirable d'éliminer.

4.61 Il s'agit de deux diodes montées tête-bêche. Le terme **montage antiparallèle** est aussi utilisé quelquefois. Examinons brièvement les réponses proposées.

En a) circuit redresseur. Ce n'est pas la bonne réponse car l'une des diodes conduira quelque soit la polarité de la tension à l'entrée. Il n'y a donc pas redressement.

En b) circuit équivalent pour un transistor. Un tel circuit équivalent est beaucoup plus complexe, mais devrait avoir 3 bornes (base, émetteur et collecteur), or ce circuit n'en a que deux. Ce n'est pas la bonne réponse.

En c) demi redresseur en pont. Nous avons vu en a) que ce circuit ne peut pas redresser, de plus il n'existe pas de « demi-pont ».

1. Lorsque le circuit débite du courant.

En d) comme expliqué ci-dessus, c'est la bonne réponse. C'est aussi la bonne réponse car aucune des autres réponses n'est possible. Quant à l'aspect « protection contre impulsions parasites » mentionné, il est illustré à la question 5.10 * page 70.

- 4.62** La puissance dans la diode, selon la définition de la puissance est le produit du courant dans cette diode et de la tension à ses bornes. La tension est donnée ($U_F = 0,6 \text{ V}$), calculons le courant.

La tension aux bornes du circuit est de 5 V, cependant à cause de la chute de tension de 0,6 V, il ne reste que 4,4 V aux bornes de la résistance de 1 k Ω . Il est aisé de calculer le courant dans cette résistance et nous savons que c'est le même courant que celui qui traverse la diode.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{4,4}{1000} = 4,4 \text{ mA}$$

$$P = U \cdot I = 0,6 \cdot 0,0044 = 0,00264 \text{ W} = 2,64 \text{ mW}$$

- 4.63** Puisque les diodes sont identiques (même U_F), chacune contribuera à la moitié du courant dans R_1 . La tension dans R_1 est de 5 V moins la chute de tension dans les diodes (0,7 V), soit 4,3 V. Calculons maintenant le courant dans R_1 :

$$I = U/R = 4,3/100 = 43 \text{ mA}$$

Le courant I_1 vaut la moitié de ce courant total, soit : $43/2 = 21,5 \text{ mA}$.

- 4.64** Ce problème est virtuellement identique au 2.13 page 4. Ici, la diode électroluminescente (LED) a une tension directe (U_f) de 2 V et la tension d'alimentation est de 12 V. La résistance série doit donc causer une chute de tension de 10 V ; d'autre part, le courant dans la diode, et donc dans la résistance doit être de 12 mA.

$$R = \frac{U}{I} = \frac{10}{0,012} = 833 \text{ } \Omega$$

- 4.65** L'une des diodes Zener est polarisée en direct ($U_f = 0,7 \text{ V}$) alors que l'autre est polarisée en inverse ($U_Z = 9,6 \text{ V}$ – condition normale pour une diode Zener). Cette situation est inversée à chaque alternance du signal d'entrée et le circuit est donc parfaitement symétrique; tout calcul pour l'une des alternances est valable pour la seconde. La tension aux bornes de la résistance est :

$$U_R = 20 - (0,7 + 9,6) = 9,7 \text{ V}$$

Le courant dans la résistance vaut :

$$I = U/R = 9,7/10 = 970 \text{ mA}$$

Ce courant est de +970 mA durant l'alternance positive et de -970 mA pendant l'alternance négative.

- 4.66** Il importe de remarquer que la diode Zener est polarisée en direct (et non en inverse pour que la diode fonctionne en tant que diode Zener). La tension à ses bornes est

donc de 0,7 V comme pour une diode normale polarisée en direct.

- 4.67** Dans ce cas, contrairement au problème ci-dessus, les diodes Zener sont montées les deux en inverse ; elles fonctionnent donc en mode Zener. La tension de sortie est par conséquent de :

$$U_{out} = 2,7 \cdot 2 = 5,4 \text{ V}$$

- 4.68** Si l'on diminue R_L progressivement, il arrive un point où le diviseur de tension constitué par R_L et la résistance de 100Ω fournit juste une tension de 6,2 V aux bornes de R_L . Dans ce cas, il n'y a plus aucun courant dans la diode Zener ($I_Z = 0$) et elle ne joue plus aucun rôle. Si l'on continue de diminuer R_L , la tension de sortie du diviseur (U_{out}) sera inférieure à 6,2 V. On est par conséquent en présence d'un simple diviseur résistif $R = 100 \Omega$ et R_L aux bornes d'une source de tension de 12,6 V qui doit fournir une tension de sortie de 6,2 V.

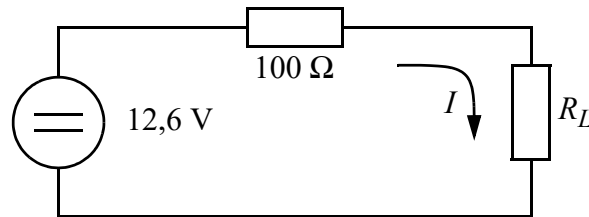


Figure 4.68 Au moment où la tension aux bornes de R_L est égale à U_Z , la diode Zener ne joue plus aucun rôle.

Calcul de la chute de tension dans la résistance de 100Ω :

$$U_{100} = 12,6 - 6,2 = 6,4 \text{ V}$$

Courant dans la boucle :

$$I = U / R = 6,4 / 100 = 64 \text{ mA}$$

La tension aux bornes de R_L doit être de 6,2 V et le courant qui la traverse est dans ce cas de 64 mA, R_L vaut donc :

$$R_L = U / I = 6,2 / 0,064 = 96,88 \Omega \approx 97 \Omega$$

- 4.69** Il importe de remarquer que la diode est polarisée en inverse et que le courant qui la traverse est le faible courant inverse (courant de fuite I_r) de 5 μA . La tension directe U_f n'est d'aucune utilité ici, et constitue un piège pour le lecteur trop rapide. Il faut déterminer la tension aux bornes de la diode (en inverse) et pour ce faire commençons par trouver la chute de tension dans la résistance :

$$U_R = I \cdot R = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 = 50 \text{ mV}$$

La tension aux bornes de la diode est :

$$5 - 50 \cdot 10^{-3} = 4,95 \text{ V}$$

La puissance dissipée dans la diode est :

$$P = U \cdot I = 4,95 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 24,75 \mu\text{W}$$

Note : dans le sens direct la démarche serait presque identique, il suffirait de connaître la tension directe (que nous connaissons) et le courant dans la diode, qui est le même que dans la résistance (voir par exemple le problème 4.62).

- 4.70** La diode Zener impose une tension de 12 V aux bornes de la charge, constituée d'une résistance de 100 Ω .

Il s'agit ici d'un exemple de la seconde loi de Kirchhoff qui dit que dans un noeud, la somme des courants est égale à zéro. Le courant dans la résistance $R_1 = 8 \Omega$ se divise en deux, d'une part dans la diode Zener et d'autre part dans la charge. Calculons d'abord le courant dans la résistance de 8 Ω . Pour cela il faut réaliser que la tension à ses bornes est égale à la tension d'entrée moins la tension aux bornes de la diode Zener, soit 12 V.

$$I_8 = U/R = (18 - 12)/8 = 750 \text{ mA}$$

Si l'on détermine le courant dans la résistance de charge, soit $R_2 = 100 \Omega$, on pourra le soustraire du courant total pour déterminer le courant dans la diode Zener.

$$I_{R_L} = U_Z/R_L = 12/100 = 120 \text{ mA}$$

et le courant dans la diode Zener vaut :

$$750 \text{ mA} - 120 \text{ mA} = 630 \text{ mA}$$

- 4.71** Le montage en collecteur commun aussi appelé émetteur suiveur ou *follower* présente la plus importante impédance d'entrée des 3 montages de base. Il n'offre aucune amplification en tension mais une importante amplification en courant.
- 4.72** Le montage émetteur commun est celui qui fournit la plus forte amplification en puissance. Il est aussi le seul des 3 montages de base à déphaser le signal de 180° (la sortie est en opposition de phase par rapport à l'entrée).
- 4.73** Le montage proposé est un montage régulateur de tension. Il comporte une diode Zener comme référence de tension, suivie d'un transistor permettant de fournir un courant élevé à la charge (R_L). La résistance de 390 Ω permet de fournir un courant suffisant (et à peu près constant) à la diode Zener.

La diode Zener garantit une tension de 5,6 V sur la base du transistor. La tension base-émetteur du transistor est de 0,7 V (cas du silicium). Pour que le transistor fournisse un courant il faut qu'il conduise, dans ce cas l'émetteur est 0,7 V plus bas que la base, soit 4,9 V. C'est la tension que l'on retrouve aux bornes de R_L .

Note : ce montage est en fait un montage en collecteur commun ou émetteur *follower*. La tension sur la base se retrouve sur l'émetteur, mais 0,7 V plus bas. Quant aux variations du courant de base, reflète des changements de charge sur la sortie, elles sont faibles en regard du courant dans la diode Zener.

- 4.74 En a) l'entrée se trouve sur l'émetteur et la sortie sur le collecteur, il s'agit d'un montage en base commune, solution du problème. En b) l'entrée est sur la base et la sortie sur le collecteur, il s'agit d'un émetteur commun. En c) l'entrée est sur la base et la sortie sur l'émetteur, il s'agit d'un collecteur commun aussi appelé émetteur *follower* ou émetteur suiveur.
- 4.75 On sait que le gain en courant d'un transistor est le rapport du courant collecteur et du courant de base. De toutes les valeurs énoncées seules ces deux sont utiles :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{150 \cdot 10^{-6}} = 200$$

- 4.76 Pour calculer R_1 nous devons connaître la tension à ses bornes et le courant qui la traverse. La tension est simplement :

$$U_{R_1} = +U - U_{BE} = 10 - 0,7 = 9,3 \text{ V}$$

Pour le courant c'est moins simple. Nous connaissons le courant dans l'émetteur, et nous savons que ce dernier est la somme du courant de collecteur et du courant de base. Puisque le courant de collecteur est de β fois le courant de base, soit 100 fois le courant de base, le courant d'émetteur est de 101 fois le courant de base. Nous pouvons maintenant calculer le courant de base :

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{20,2 \cdot 10^{-3}}{101} = 200 \text{ } \mu\text{A}$$

Nous savons que le courant dans R_2 est de 10 fois le courant de base, ce qui implique que le courant dans R_1 est de 11 fois le courant de base (voir figure) puisque R_1 alimente la base et R_2 .

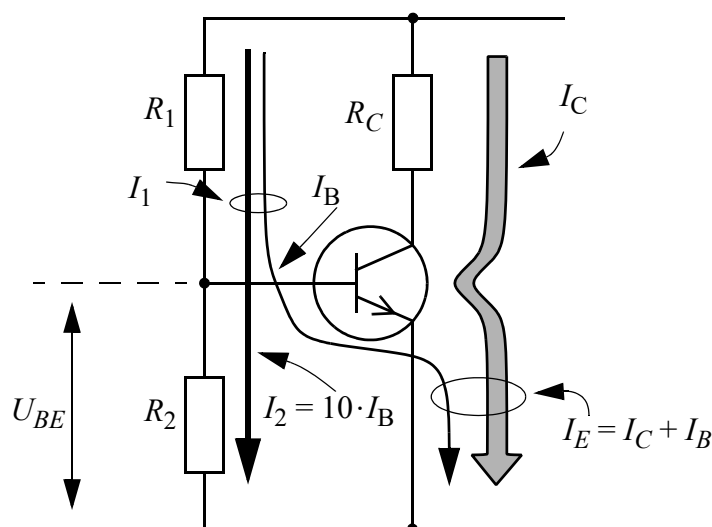


Figure 4.76 Diagramme des courants dans le circuit proposé.

Nous pouvons maintenant calculer R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{9,3}{11 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 4227 \Omega$$

4.77 Pour calculer R_C nous devons connaître la tension à ses bornes et le courant qui la traverse. La tension est simplement :

$$U_{RC} = +U - U_C = 10 - 5 = 5 \text{ V}$$

Nous devons maintenant calculer I_C . Nous connaissons le β du transistor, donc essayons de calculer I_B à partir des éléments donnés, car nous savons que I_C est β fois I_B .

Nous connaissons U_{BE} et on nous donne le courant I_2 dans R_2 . Or puisque le courant dans R_1 est de $10 \cdot I_B$, et puisqu'un courant I_B doit aller vers la base, il reste $9 \cdot I_B$ dans R_2 . Tous ces courants sont représentés dans la figure ci-dessous

Dans ces conditions, calculons I_B à partir de I_2 :

$$I_B = I_2 / 9 = 1,8 \text{ mA} / 9 = 0,2 \text{ mA}$$

Nous pouvons maintenant calculer I_C :

$$I_C = \beta \cdot I_B = 0,2 \text{ mA} \cdot 100 = 20 \text{ mA}$$

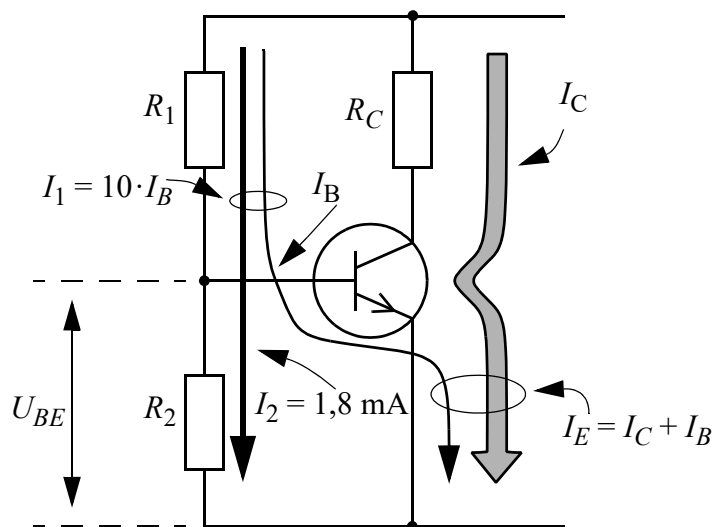


Figure 4.77 Diagramme des courants dans le circuit proposé.

et R_C :

$$R_C = U_{RC} / I_C = 5 / 0,02 = 250 \Omega$$

4.78 Puisque nous connaissons la valeur de la résistance d'émetteur et la tension à ses bornes, nous pouvons calculer le courant qui la traverse :

$$I_E = U_{RE} / R_E = 0,51 / 980 = 520 \mu\text{A}$$

Nous savons que le courant d'émetteur est égal au courant de collecteur plus le courant de base (voir figures *Figure 4.76* et *Figure 4.77*).

Puisque le β du transistor est de 25, le courant de collecteur vaut 25 fois le courant de base, il y a donc dans l'émetteur 26 fois le courant de base. Calculons donc le courant de collecteur :

$$I_C = \frac{I_E \cdot \beta}{\beta + 1} = \frac{520 \cdot 10^{-6} \cdot 25}{26} = 500 \mu\text{A} = 0,5 \text{ mA}$$

Note : on nous donne ici beaucoup d'informations inutiles (U_B , U_C , $+U$).

- 4.79** Si l'on diminue R_1 , la tension U_B va augmenter. Si U_B augmente, de même, U_{BE} et U_E vont augmenter puisque $U_B = U_{BE} + U_E$.

Si U_{BE} augmente, I_C va aussi augmenter (n'oublions pas que I_C est proportionnel à I_B , via β et que I_B dépend de U_{BE}).

Puisque I_C augmente, la chute de tension dans R_C augmente de même et U_C sera nécessairement plus petit.

- 4.80** Le courant I_C s'écoule depuis $+U$ à travers R_C , puis à travers le transistor (du collecteur à l'émetteur) vers la masse.

Une puissance dissipée, par exemple dans une résistance, peut être calculée comme le produit du courant et de la tension dans cette résistance. Ici on nous demande la puissance dissipée dans le transistor dans lequel il passe un courant de 8 mA. Nous devons donc calculer d'abord la tension aux bornes du transistor (entre son collecteur et son émetteur). Pour cela, calculons la chute de tension dans la résistance :

$$U_{RC} = I \cdot R = 0,008 \cdot 1000 = 8 \text{ V}$$

Il reste donc : $12 \text{ V} - 8 \text{ V} = 4 \text{ V}$ aux bornes du transistor.

La puissance dissipée dans ce dernier est alors de :

$$P = U \cdot I = 4 \cdot 0,008 = 0,032 \text{ W} = 32 \text{ mW}$$

- 4.81** Si la tension d'entrée est instable, il faut un régulateur efficace.

En a) il n'y a aucun régulateur; de plus le redresseur mono alternance permet de douter de la capacité de ce montage à fournir un courant suffisant pour un émetteur. Ce n'est pas la bonne réponse.

En b) on a au moins un redresseur double alternance, mais toujours aucune régulation. Ce n'est pas la bonne réponse.

En c) la combinaison d'un redresseur double alternance mais surtout d'un régulateur

permet de penser que c'est la bonne réponse (voir question 4.73 page 52 pour une explication du fonctionnement du régulateur).

En d) on a bien affaire à un redresseur double alternance mais la diode Zener étant montée à l'envers (pour une diode Zener) elle n'offrira aucune régulation à part un court-circuit à 0,7 V. Ce n'est pas la bonne solution.

- 4.82** Un amplificateur peut osciller s'il a une amplification suffisante et qu'une partie du signal de sortie est couplée (par inadvertance) en phase dans l'entrée. Un tel couplage en phase, s'appelle réaction. On peut donc comprendre qu'en couplant une partie du signal en opposition de phase (contre-réaction) on peut éviter une telle oscillation non désirée de l'amplificateur. Cependant, en général, une telle contre-réaction diminue le gain de l'amplificateur en proportion. Si la contre-réaction est sélective (en fréquence), elle ne diminuera le gain qu'à cette ou ces fréquences, par exemple la fréquence de l'oscillation non désirée. Examinons les réponses proposées.

En a), contre-réaction, c'est la bonne réponse, comme expliqué ci-dessus.

En b), réaction positive. Ce terme est quasiment un pléonasme. Comme vu ci-dessus, c'est le meilleur moyen d'obtenir une oscillation. Ce n'est pas la bonne réponse.

En c), éviter l'utilisation de condensateurs. Cela n'aura aucun effet sur un couplage non désiré. Ce n'est pas la bonne réponse.

En d), choisir une tension de service la plus faible possible. L'expression « tension de service » ne signifie pas grand chose dans ce contexte. Ce n'est pas la bonne réponse.

- 4.83** Le montage proposé est un amplificateur opérationnel monté en inverseur. Cela doit se reconnaître au premier coup d'oeil par le fait que le signal d'entrée est appliqué sur l'entrée $-$. Dans un tel montage, le gain est donné par :

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1} = -1 \cdot \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = -10 \text{ V}$$

Note : le gain absolu de ce montage est de 10, et le signe moins indique une inversion de phase, quand la tension d'entrée est positive, la sortie est négative, et vice-versa.

Note : les alimentations ne sont pas représentées sur ce schéma, c'est souvent le cas dans la pratique. Typiquement un tel amplificateur est alimenté par 2 alimentations, l'une de +15 V et l'autre de -15 V.

- 4.84** Ce montage est l'un des 3 montages de base de l'amplificateur opérationnel, connu sous le nom d'amplificateur différentiel. Pour un gain de 1, on a $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. Pour un gain autre que 1, il faut que $R_1 = R_2$ et que $R_3 = R_4$.

Cet amplificateur différentiel a pour tension de sortie :

$$U_{out} = (U_+ - U_-) \cdot \frac{R_3}{R_1}$$

Dans le cas qui nous préoccupe, U_+ correspond à l'entrée y , U_- correspond à l'entrée x et la sortie U_{out} se fait sur z .

La tension étant la même sur U_+ et U_- , si l'on applique la formule ci-dessus, on obtient 0 V en sortie.

4.85 Comme indiqué à la question ci-dessus, ce montage qui doit être reconnu au premier coup d'oeil est connu sous le nom d'amplificateur différentiel (voir réponse **4.84** pour quelques explications sur son fonctionnement).

Méthode 1 : la méthode la plus simple consiste à appliquer la formule adéquate :

$$U_{out} = (U_+ - U_-) \cdot \frac{R_3}{R_1} = (2 - 1) \cdot \frac{100 \text{ k}}{10 \text{ k}} = 10 \text{ V}$$

Méthode 2 : on applique les principes de base de l'ampli-op :

- Le gain est de R_3 / R_1
- La différence de tension entre les entrées + et - doit être de 0 V
- l'entrée + a une impédance infinie
- l'entrée - aussi, mais le noeud R1/R3 présente une impédance de $0 \Omega^1$.
- Le courant dans R_1 et dans R_3 doit être de même valeur et de signe opposé.

Utilisons la nomenclature du schéma ci-dessous pour effectuer les différents calculs :

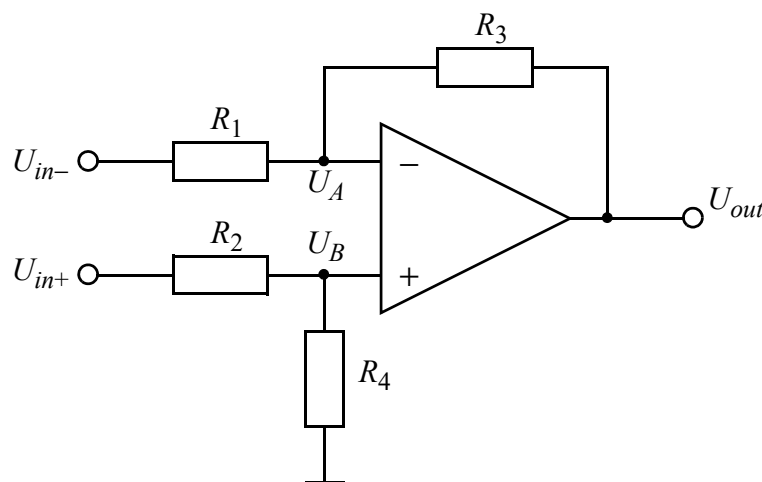


Figure 4.85 Schéma de base de l'amplificateur différentiel.

Calculons la tension au point U_B en se souvenant que l'entrée + de l'amplificateur ne l'affecte pas (impédance d'entrée infinie).

$$U_B = \frac{U_{in+} \cdot R_4}{R_2 + R_4} = \frac{2 \cdot 100 \text{ k}}{110 \text{ k}} = 1,8182 \text{ V}$$

1. Loi des courants de Kirchhoff.

Cette tension se retrouve sur l'entrée – de l'ampli au point U_A puisque la tension entre les entrées doit être de 0 V. Nous pouvons alors calculer le courant dans R_1 :

$$I_{R_1} = \frac{U}{R} = \frac{1 - 1,8182}{10 \text{ k}} = -81,818 \text{ } \mu\text{A}$$

Ce courant circule aussi dans R_3 (avec inversion de signe), il faut donc que la tension aux bornes de R_3 soit :

$$U = I \cdot R = 81,818 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 = 8,1818 \text{ V}$$

La tension en sortie du montage est alors la tension aux bornes de R_3 plus la tension au point U_A (qui est la même que la tension au point U_B , soit :

$$U_{out} = 8,1818 + 1,8182 = 10 \text{ V}$$

Note : en conclusion il est préférable de reconnaître ce montage et d'avoir la formule adéquate sous la main !

- 4.86** On reconnaît immédiatement un ampli-op monté en inverseur (comme à la question 4.83). Dans un tel amplificateur, le gain est donné par :

$$U_{out} = -U_{in} \cdot \frac{R_{FB}}{R_{in}} = -x \cdot \frac{R_3}{R_1} = -1 \cdot \frac{100 \text{ k}}{10 \text{ k}} = -10 \text{ V}$$

Note : la résistance R_2 , dont la valeur est égale à la valeur des deux autres résistances en parallèle, n'a aucun effet sur le gain. Sa seule utilité est de s'assurer que l'entrée + « voie » la même résistance que l'entrée –, afin d'annuler l'effet d'un éventuel courant (de fuite) aux entrées de l'ampli.

- 4.87** On reconnaît un ampli-op utilisé en amplificateur non inverseur, montage que l'on doit reconnaître au premier coup d'oeil par le fait que le signal d'entée est appliqué sur l'entrée +. Dans un tel montage, le gain est donné par :

$$U_{out} = U_{in} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1 \cdot \left(1 + \frac{90 \text{ k}}{10 \text{ k}}\right) = 10 \text{ V}$$

- 4.88** On reconnaît le même montage que pour le problème ci-dessus. On doit connaître la formule pour calculer son gain.

- 4.89** La BLU étant un type de modulation AM où la porteuse a été supprimée, il faut restituer cette dernière avant de pouvoir effectuer la démodulation. C'est le double rôle du détecteur de produit : ré-insertion de la porteuse manquante et démodulation.

Note : un discriminateur est utilisé pour la démodulation de la FM (ou PM).

- 4.90** Comme indiqué à la réponse 4.89 ci-dessus, le démodulateur BLU (SSB – J3E) doit ré-insérer la porteuse et effectuer la démodulation. En général, l'oscillateur local servant à la restitution de la porteuse est appelé « *Beat Frequency Oscillator* ou BFO » (en français oscillateur de battement).

Parmi les 4 solutions proposées, seule a) correspond à ces conditions : un modulateur en anneau, alimenté par un BFO et le signal à démoduler (IF) ; la sortie AF (Audio Fréquence) se faisant après un filtre passe-bas.

En b) on a représenté un circuit dit PLL (*Phase Locked Loop* – en français boucle asservie en phase). Un tel circuit est quelquefois (rarement) utilisé pour la démodulation FM.

En c) est représenté un détecteur AM normal et en d) est représenté un circuit appelé « discriminateur » qui est utilisé pour la démodulation FM.

4.91 En a) est représenté un circuit qui pourrait servir à la démodulation BLU, puisqu'il semble que l'oscillateur représenté injecte une porteuse dans un démodulateur AM. Ce n'est en tous cas pas le bon circuit pour de la FM.

En b) est représenté un circuit dit PLL (*Phase Locked Loop* – en français boucle asservie en phase). Un tel circuit est quelquefois utilisé pour la démodulation FM. C'est la bonne réponse.

En c) se trouve un circuit mélangeur, qui ne peut servir de démodulateur FM, tout au plus pourra-t-il être utilisé pour la démodulation BLU dans un circuit approprié.

En d) on a un circuit qui ressemble à un détecteur AM, ce n'est pas la bonne réponse.

Note : il est peu commun d'utiliser un PLL pour la démodulation d'un signal FM, particulièrement dans le domaine amateur. Le principe de fonctionnement en est le suivant :

Le signal de sortie d'un oscillateur local (VCO dans le schéma proposé) fonctionnant à la même fréquence moyenne que le signal reçu (au niveau de l'IF – appelé ici RF) est comparé en phase (et/ou en fréquence) au signal issu de l'IF. Cette fonction de comparaison est effectuée par le bloc « PHASE COMP ». Toute différence de fréquence est détectée. Comme la fréquence d'un signal FM varie constamment, la sortie de ce comparateur de phase fournit en tout temps un signal qui est le reflet de la modulation (des variations de fréquence) du signal IF. Ce signal est filtré (circuit RC passe-bas après le comparateur de phase) et appliqué à l'oscillateur local pour en corriger la fréquence afin qu'il suive la fréquence du signal reçu.

Le signal de sortie du comparateur de phase est ainsi un reflet fidèle de la modulation du signal IF et peut être utilisé comme sortie du démodulateur. L'oscillateur local étant commandé en tension, il est appelé VCO (*Voltage Controlled Oscillator* – oscillateur commandé en tension).

Note : dans le texte ci-dessus, les termes « fréquence » et « phase » sont utilisés dans le même sens ; ceci n'est pas exact mais suffisant pour l'objet de ce texte. Le lecteur voudra bien considérer les différences importantes de fréquence entre deux signaux comme telles. Dès que cette différence est réduite à $\pm 1/2$ cycle, il faut considérer la différence de phase, les fréquences étant alors quasiment identiques.

4.92 * Un oscillateur à quartz est très stable en raison du facteur de qualité Q extrêmement élevé du quartz. En effet un quartz est comparable à un circuit LC ayant un Q très grand (par exemple 150'000). D'autre part les quartz ont un coefficient de température faible – ils ne varient que très peu en fréquence en fonction des variations de température.

Un oscillateur LC ayant un Q de 50 à 500 ne peut pas être aussi stable qu'un quartz. De plus les condensateurs sont rarement très stables en température.

Un oscillateur RC n'est par définition pas stable, ayant deux éléments susceptibles de varier en température.

Un VCO (*Voltage Controlled Oscillator* – oscillateur commandé en tension) est un cas particulier d'oscillateur LC ou RC et donc pas aussi stable qu'un oscillateur à quartz. De plus sa stabilité dépend encore de sa tension de commande.

4.93 En a) nous avons un circuit démodulateur pour la BLU. Un modulateur en anneau, alimenté par un BFO et le signal à démoduler (IF) ; la sortie AF (Audio Fréquence) se faisant après un filtre passe-bas. Ce circuit peut être utilisé pour démoduler de l'AM, avec quelques difficultés de réglage, mais ce n'est probablement pas la réponse demandée.

En b) on a représenté un circuit dit PLL (*Phase Locked Loop* – en français boucle asservie en phase). Un tel circuit est quelquefois utilisé pour la démodulation FM mais pas de l'AM.

En c) est représenté un détecteur AM, c'est la bonne réponse.

En d) est représenté un circuit appelé « discriminateur » qui est utilisé pour la démodulation FM.

4.94 * Cette donnée, que l'on écrirait plus volontiers ± 2 ppm (parts par million) dans la pratique, signifie que pour chaque MHz ($1 \cdot 10^6$ Hz) le signal peut varier de ± 2 Hz.

Pour un signal de 435 MHz, le signal pourrait dévier de cette fréquence de :

$$435 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 870 \text{ Hz de chaque coté.}$$

En d'autres termes, quand l'affichage indique 435 MHz, la sortie peut se trouver entre 434'999'130 Hz et 435'000'870 Hz.

4.95 * *L'oscillateur de référence d'un banc de mesure a une précision de ± 8 ppm.*

Ainsi, la précision de ce banc de mesure signifie que pour chaque MHz ($1 \cdot 10^6$ Hz) le signal peut varier de ± 8 Hz. On comprend que cet oscillateur de référence sert à piloter un générateur HF. Si ce dernier est réglé sur 28,1 MHz, l'écart de fréquence possible est de : $28,1 \cdot 8 = 224,8$ Hz

Cet écart peut être au dessus ou en dessous de 28,1 MHz, la réponse est donc : $\pm 224,8$ Hz

4.96 Un oscillateur est essentiellement un circuit oscillant (par exemple LC) dont les pertes sont compensées par un amplificateur. Pour ce faire une partie du signal du circuit oscillant est prélevée, amplifiée, puis ré-appliquée sur le circuit oscillant. Ce processus de ré-application doit se faire de façon à aider l'oscillation naturelle, pas de façon à la contrer. Il faut donc que cette application (*feedback* – réaction) se fasse en phase.

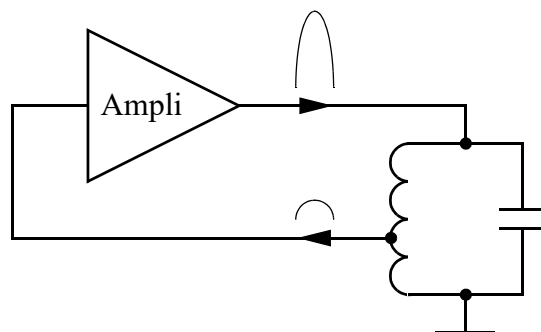


Figure 4.96 Principe d'un oscillateur. On prélève sur le circuit oscillant une partie du signal que l'on y ré-injecte avec une amplification suffisante pour contrer les pertes.

L'autre critère pour le bon fonctionnement d'un oscillateur est que le **gain de la boucle** soit au moins de 1; c'est-à-dire que l'amplificateur compense juste les pertes.

Note : voir la question 4.82 pour quelques explications complémentaires.

4.97 On reconnaît le circuit équivalent d'un quartz. La résistance représente les pertes (essentiellement mécaniques) dans le quartz. La capacité et l'inductance en série sont la capacité et l'inductance motionnelles du quartz (le circuit LC idéal déterminant la fréquence d'oscillation). Finalement la capacité en parallèle représente la capacité des métallisations (contacts) sur le quartz ainsi que la capacité du boîtier.

4.98 Il importe de ne pas confondre un oscillateur harmonique avec un oscillateur *overtone*. Dans un oscillateur *overtone*, le quartz oscille directement à la fréquence de sortie mais en mode *overtone*. Dans un oscillateur harmonique, l'oscillation (pas nécessairement pilotée par quartz) se fait à une fréquence fondamentale, mais un circuit oscillant sélectionne l'une des harmoniques comme fréquence de sortie. Dans cette question, l'OFCOM¹ utilise les termes **harmonique** et **overtone** sans cette distinction. Notons qu'une harmonique est un multiple entier d'une fréquence dite fondamentale. Un *overtone* n'est pas exactement un multiple (impair) entier, c'est un phénomène propre aux quartz.

En a) les 2 circuits oscillants suggèrent que l'un pourrait être accordé sur une harmonique de l'autre, afin de favoriser cette dernière dans le signal de sortie, car rien n'oblige à accorder les deux circuits oscillants sur la même fréquence. Ce n'est donc pas la bonne réponse.

En b) le circuit oscillant peut être utilisé pour forcer le quartz à osciller sur une *overtone*.

En c) sans circuit oscillant, il n'est pas possible de sélectionner une harmonique. Pour cette raison et par élimination des 2 autres, ce doit être la bonne réponse. Un autre indice, la capacité en parallèle sur le quartz devrait rendre difficile une oscillation en *overtone*, et si cela était désiré, on utiliserait un circuit un peu plus complexe pour assurer une oscillation en *overtone*.

4.99 On appelle **boîte noire** ou **blackbox**, un élément ou un circuit que l'on ne connaît pas

1. Comme bon nombre d'amateurs.

mais donc on peut mesurer le comportement. Ici le graphe représente le comportement de ce circuit. Dans un tel graphe, l'axe horizontal représente la cause d'un phénomène décrit par le graphe, alors que l'axe vertical représente ce qui en résulte. Ici l'axe horizontal représente une tension appliquée à l'entrée du circuit (représenté par le « ? ») et l'axe vertical une fréquence. La droite sur le graphe indique donc que plus la tension à l'entrée du circuit est élevée, plus la fréquence à sa sortie augmente. Il s'agit donc d'un oscillateur, commandé en tension, soit un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*).

- 4.100** Un quartz utilisé en résonance parallèle peut voir sa fréquence légèrement modifiée si l'on change la capacité dite « de charge » montée en parallèle sur le quartz.

Il y a deux modes de fonctionnement pour un quartz, parallèle et série selon les schémas ci-dessous. Dans les deux cas, le branchement est identique, le mode est alors déterminé par le circuit oscillateur extérieur (non représenté). En mode série, la branche $RLCm$ ayant une impédance minimale (à la résonance) court-circuite Co qui n'a aucun effet. En mode parallèle, le circuit LC est constitué de L en parallèle avec une capacité composée de Cm en série avec Co et Cp (on ne prélève que la partie de la tension d'oscillation aux bornes de Co). En modifiant la capacité Cp , on modifie légèrement la fréquence du quartz. En fait un quartz calibré pour fonctionner en mode parallèle est spécifié pour une capacité extérieure Cp déterminée (15 à 40 pF).

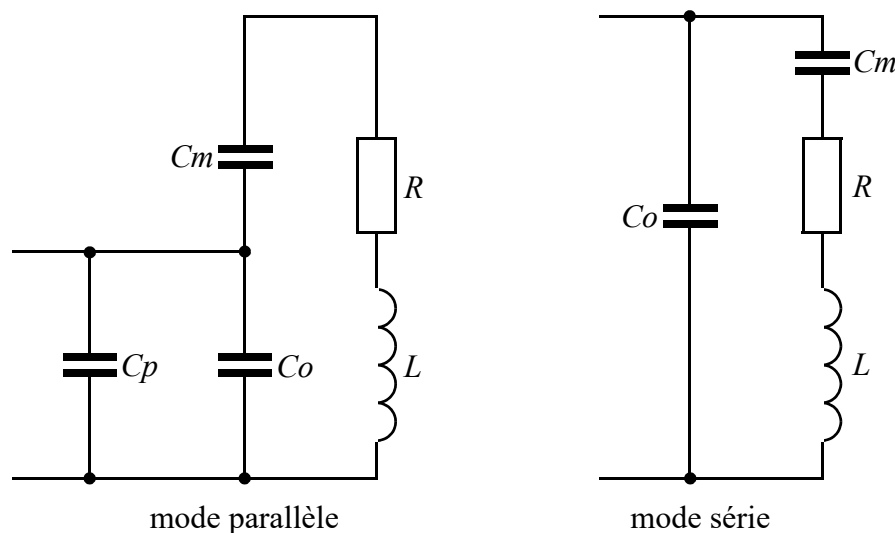


Figure 4.100 Les deux modes de fonctionnement d'un quartz. À noter qu'à l'exception de Cp qui est ajoutée dans le circuit, les deux schémas équivalents au quartz sont identiques.

Bien entendu, une augmentation de Cp provoquera une diminution (légère) de la fréquence d'oscillation et réciproquement une diminution de Cp en dessous des spécifications du fabricant du quartz aura pour effet d'augmenter un peu la fréquence d'oscillation.

- 4.101** Tout montage électronique qui comporte des résistances et des composants actifs produit du bruit (électrique). Ce bruit se traduit par le souffle que l'on peut entendre dans le haut-parleur d'un système audio par exemple.

Les oscillateurs sont aussi victimes de ce bruit. Ceci se traduit par une variation de la phase du signal de sortie au gré du bruit (une variation de phase aléatoire et continue). Bien entendu, ce phénomène appelé « bruit de phase » dépend des caractéristiques de l'oscillateur ; le bruit de phase est d'autant plus faible que le facteur de qualité Q du circuit est élevé.

Une PLL est constituée de 2 oscillateurs et de plusieurs autres composants, tous susceptibles d'être affectés par le bruit.

Dans ces conditions, l'oscillateur à quartz doit avoir le bruit de phase le plus faible puisque le Q du quartz est particulièrement élevé.

Note : le bruit est essentiellement dû au mouvement des électrons dans les conducteurs et résistances.

Note : à toutes fins pratiques, le lecteur peut assimiler les variations de phase comme de faibles variations de fréquence.

- 4.102** Ce schéma représente un circuit PLL (*Phase Locked Loop* – en français boucle asservie en phase). Le bloc VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) est un oscillateur commandé en tension. Le bloc COMPARATOR est un comparateur de phase, qui produit une tension proportionnelle à la différence de fréquence (et de phase) des 2 signaux sur ses entrées. Le principe de fonctionnement du montage est le suivant :

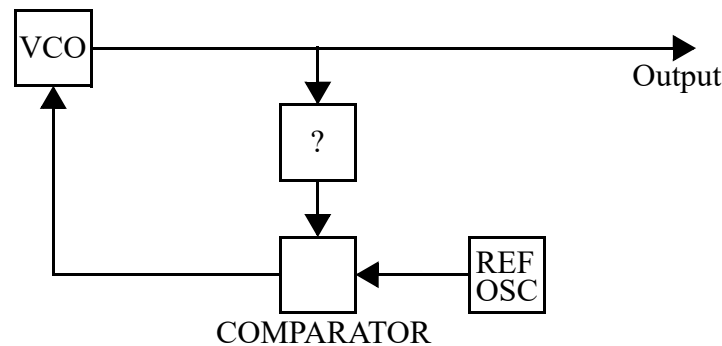


Figure 4.102 Schéma bloc du circuit PLL proposé avec des flèches indiquant le cheminement des signaux.

En ignorant d'abord la présence du bloc « ? », on voit que le signal de sortie du VCO qui est aussi le signal de sortie du montage est comparé « COMPARATOR » au signal produit par un oscillateur de référence « REF OSC ». Le résultat de cette comparaison (une tension d'erreur représentant la différence de phase/fréquence entre ces signaux) est appliqué au VCO pour l'amener à la même fréquence que REF OSC. Dans ces conditions, le signal de sortie est de même fréquence que REF OSC.

En considérant maintenant que la boîte « ? » est un diviseur de fréquence. Admettons, pour prendre un exemple concret que la boîte « ? » divise la fréquence du VCO par 4. Dans ces conditions, le signal appliqué au « COMPARATOR » est de 1/4 de la fréquence de sortie. Ce signal est comparé à la référence et le VCO est corrigé pour que la boucle soit en équilibre dans ces conditions. Il faut donc que le VCO fonctionne à 4 fois la fréquence de référence. Un tel circuit est appelé « synthétiseur de fréquence à

PLL » puisqu'en changeant le rapport de division de la boîte « ? », on peut produire toute une série de fréquences, par pas égaux à la fréquence de référence.

Les réponses a) et c) et d) sont à éliminer d'entrée. La réponse b) est la plus plausible, mais il est à noter que la réponse c) serait aussi une réponse possible puisqu'un diviseur de fréquence n'est qu'un cas particulier de compteur.

Note : dans le texte ci-dessus, les termes « fréquence » et « phase » sont utilisés dans le même sens ; ceci n'est pas exact mais suffisant pour l'objet de ce texte. Le lecteur voudra bien considérer les différences importantes de fréquence entre deux signaux comme telles. Dès que cette différence est réduite à $\pm 1/2$ cycle, il faut considérer la différence de phase, les fréquences étant alors quasiment identiques.

- 4.103** PLL (*Phase Locked Loop* – en français boucle asservie en phase ou boucle verrouillée en phase). Voir réponses 4.91 page 59 et 4.102 ci-dessus pour des explications sur le fonctionnement de ce circuit.

Remarque : l'oscillateur Huth-Kühn n'a pas de nom particulier en français. En anglais il est appelé oscillateur TPTG (*Tuned Plate, Tuned Grid*). Ce circuit n'est plus utilisé depuis les années 1960.

- 4.104** Le schéma proposé a été redessiné ci-dessous de façon légèrement différente. Si le courant dans l'ampèremètre vaut zéro, la tension (en absence ou présence de l'ampèremètre) est identique aux deux points A et B. Ici l'énoncé indique que le pont est équilibré, ce qui est une autre manière de dire que justement la tension est la même aux deux points A et B. On est donc en présence de deux diviseurs de tension aux bornes de la même source de tension U . Le rapport des deux résistances du diviseur de gauche est donc le même que celui des résistances du diviseur de droite : la seule possibilité est donc que les résistances du bas soient dans un rapport de $450 / 600 = 0,75$ comme celles du haut.

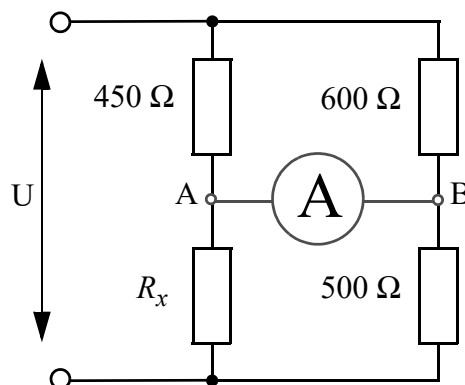


Figure 4.104 Le pont dessiné un peu différemment, montrant clairement qu'il est composé de deux diviseurs de tension.

$$\frac{450}{R_x} = \frac{600}{500} \quad R_x = \frac{450}{600} \cdot 500 = 375 \, \Omega$$

A titre de vérification, le lecteur peut calculer les tensions aux points A et B, en omettant l'ampèremètre et en se donnant par exemple une tension U de 1 V.

- 4.105** Simple problème de résistances en parallèle et en série. La figure ci-dessous reproduit le schéma en nommant les différentes résistances.

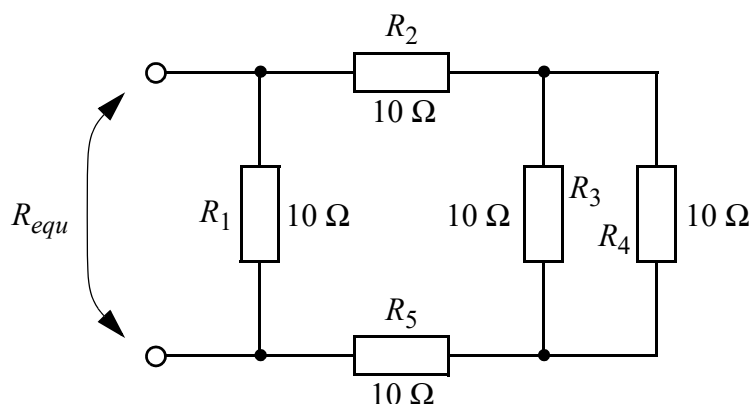


Figure 4.105 Le circuit proposé, dont on désire calculer la résistance équivalente.

Commençons par R_3 et R_4 en parallèle, qui ont une résistance équivalente de 5Ω .

Cette résistance de 5Ω est en série avec R_2 et R_5 , ce qui donne 25Ω , appelons ce groupement R_{25} .

Finalement cette résistance de 25Ω , égale au groupement de R_2 , R_3 , R_4 et R_5 est en parallèle sur R_1 .

$$\frac{1}{R_{equ}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{25}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{25} = \frac{1}{7,14} \quad \text{d'où } R_{equ} = 7,14 \Omega$$

Astuce : suivant les réponses proposées lors de l'examen, il existe une méthode plus simple pour résoudre ce problème. Puisque R_{25} est en parallèle sur R_1 de 10Ω , la réponse doit être un peu inférieure à 10Ω , si il n'y a qu'une réponse entre 6 et 9Ω , c'est la bonne.

- 4.106** Ce schéma décrit une source de tension idéale (4) en série avec sa résistance interne (R_i). Les deux bornes où est la tension (2) sont donc les bornes d'une source de tension réelle. Les 4 autres résistances sont simplement alimentées par cette source de tension.

De cette description, on voit qu'il n'y a que deux bornes dans ce circuit, la réponse est donc (2), qui représente la tension aux bornes de la source de tension réelle.

- 4.107** Pour qu'un tube fonctionne normalement, il faut que la grille soit négative par rapport à la cathode, ou ce qui revient au même, que la cathode soit positive par rapport à la grille.

En a) la cathode est à la masse alors que la grille est polarisée entre la masse est la tension d'anode qui est positive ; la grille est donc positive par rapport à la cathode, ce montage ne fonctionne pas.

En b) on nous propose une solution hautement fantaisiste qui est très proche de la solution précédente, ce n'est pas non plus la bonne réponse.

En c) la grille est au potentiel de la masse puisque normalement il n'y a pas de courant sur la grille et que par conséquent il n'y a pas de chute de tension dans la résistance entre la grille et la masse. La cathode est le siège d'un courant qui va vers l'anode. Ce courant doit traverser la résistance de cathode en y créant une chute de tension. La cathode est donc positive par rapport à la masse. Cela implique que la grille est négative par rapport à la cathode ; c'est donc la bonne solution.

En d) la « pile » polarise la cathode négativement par rapport à la masse. La masse est ainsi positive par rapport à la cathode. Comme la grille est au potentiel de la masse, on comprend que cette grille est positive par rapport à la cathode. Ce n'est pas la bonne solution.

5. Récepteurs

- 5.1 * Le principe du superhétérodyne est de convertir la fréquence à recevoir, quelle qu'elle soit en une seule et même fréquence, appelée IF (fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence). La démodulation s'effectue sur cette fréquence par un démodulateur approprié.

Dans un récepteur à amplification directe, le démodulateur se situe après quelques étages d'amplification, mais opère à la fréquence reçue, sans changement de fréquence.

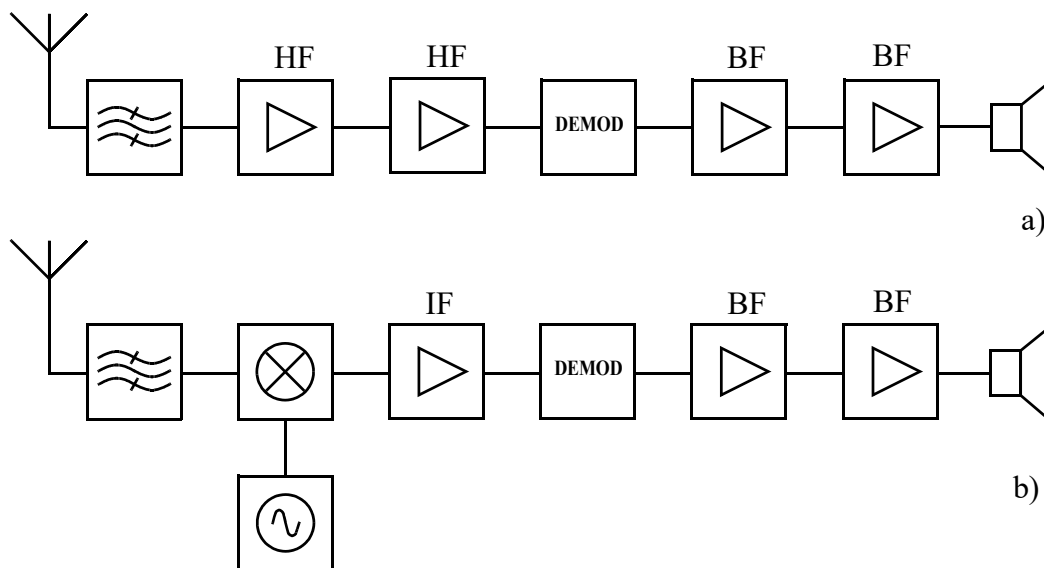


Figure 5.1 En a) schéma bloc d'un récepteur à amplification directe simple. En b) schéma bloc d'un récepteur superhétérodyne à simple changement de fréquence.

La réponse a) est donc la bonne réponse.

- 5.2 Les récepteurs de trafic superhétérodynes ont au minimum 2 moyennes fréquences cascadées. La première est toujours sur une fréquence relativement élevée (quelques dizaines de MHz), alors que la dernière est sur une fréquence beaucoup plus basse (souvent autour de 455 kHz).

Le rôle de la première est d'éliminer les problèmes de fréquence image, puisque cette dernière se trouve à 2 fois la valeur de la moyenne fréquence. Dans le cas de la figure ci-dessous, la fréquence image se trouve 80 MHz au dessus de la fréquence reçue, et peut être facilement éliminée par le circuit d'entrée (filtre dans l'ampli HF) voir aussi la question 5.5 ci-dessous.

La seconde MF, apporte la sélectivité. En effet si l'on considère la réception BLU, une largeur de bande de l'ordre de 2,4 kHz est requise, ceci représente une largeur de bande de 0,53%, à 455 kHz, atteignable avec des circuits ayant un Q réaliste. Si cette

largeur de bande devait se faire à 40 MHz, cette largeur de bande ne serait que 0,00006%, impossible à réaliser avec des circuits LC. Finalement cette dernière MF, comportant généralement plusieurs étages, apporte le gain requis.

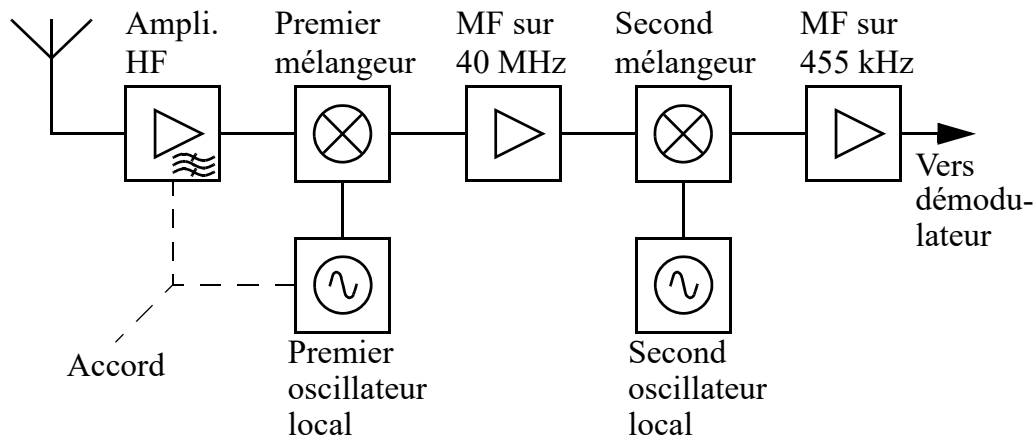


Figure 5.2 Superhétérodyne à double changement de fréquence. Le premier oscillateur local fonctionne 40 MHz au dessus de la fréquence reçue, le second oscillateur local est fixe 40,455 kHz (ou éventuellement sur 39,545 MHz).

A la lumière de ce qui précède, les réponses a), b) et c) n'ont pas de sens. La réponse d) étant bien entendue la bonne.

5.3 Le schéma proposé est un superhétérodyne à double changement de fréquence, similaire à celui de la figure ci-dessus. Le rôle des différents blocs est le suivant :

- L'antenne suivie d'un filtre passe-bande pour la gamme de fréquences à recevoir.
- Un amplificateur HF.
- Un mélangeur avec un oscillateur local accordé pour l'accord du récepteur (syntonisation).
- Un filtre passe-bande à la valeur de la première moyenne fréquence.
- Un amplificateur IF (moyenne fréquence).
- Un second mélangeur avec un oscillateur sur une fréquence fixe (piloté par quartz) pour convertir le signal de la première moyenne fréquence à la valeur de la seconde moyenne fréquence.
- Un filtre passe-bande à la valeur de la seconde moyenne fréquence
- Un amplificateur moyenne fréquence (seconde IF).
- Le démodulateur (ici non spécifié)
- Un filtre passe-bas (pour ne conserver que la BF).
- Un amplificateur BF suivit du haut-parleur.

On peut donc éliminer la réponse a) et la réponse d) d'entrée. La réponse c) serait possible si l'on connaissait le type du démodulateur, ce qui n'est pas le cas. La réponse b) est donc la bonne.

- 5.4 Le schéma représenté est un récepteur à conversion directe, comme indiqué dans la question. Le mélangeur et le VFO suggèrent qu'il est destiné à la réception de la BLU ou de la télégraphie (dans ce dernier cas le VFO agit comme BFO).

En considérant le cas de la BLU, les signaux à la sortie du mélangeur sont constitués de la somme et la différence du signal d'entrée et du VFO. Le bloc marqué d'un « ? » est un filtre destiné à sélectionner l'un ou l'autre de ces signaux. Comme il est suivi d'un amplificateur BF et d'un haut-parleur, il faut impérativement sélectionner le signal BF, c'est-à-dire la différence des 2 signaux, qui représente le signal audio de modulation.

Dans le cas de la télégraphie, le VFO doit être réglé sur une fréquence décalée de 600 à 800 Hz du signal à recevoir. De cette façon, lors de la réception d'un signal (trait ou point) le battement de 600 à 800 Hz sera sélectionné par le filtre « ? » et amplifié, alors qu'en l'absence de signal d'entrée, le VFO (BFO) ne battra pas avec un signal d'entrée et rien ne sera entendu.

Le bloc « ? » est donc un filtre passe-bas ou un filtre passe-bande si l'on désire aussi éliminer les très basses fréquences dans le signal reçu (en dessous de 300 Hz - voir réponse 5.13 page 72).

- 5.5 Dans les récepteurs à double (ou triple) changement de fréquence, le rôle de la première IF est de réduire le plus possible la fréquence image. En effet, en choisissant, une valeur élevée pour cette première IF, on rejette la fréquence image aussi loin que possible de la bande passante utile du récepteur, car la fréquence image se trouve à :

$$f_{image} = f_{re\grave{c}ue} + (2 \cdot IF)$$

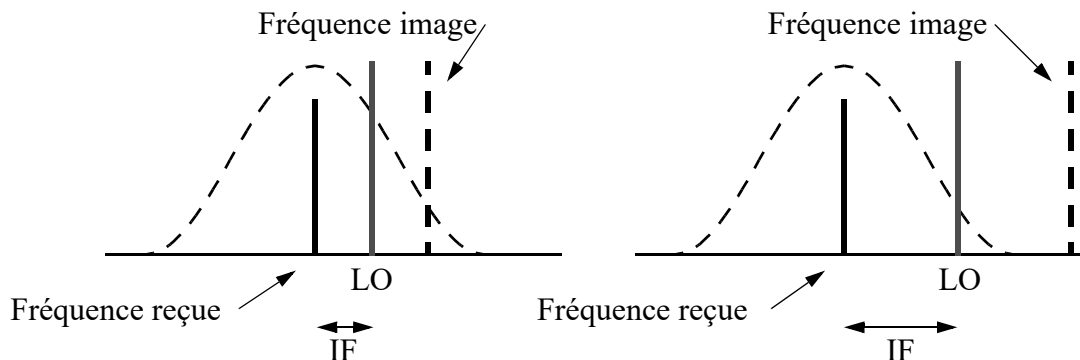


Figure 5.5 La fréquence reçue est au centre de la bande passante du filtre d'entrée. LO représente la fréquence de l'oscillateur local qui se trouve à une distance (en fréquence) du signal à recevoir égale à la valeur de la moyenne fréquence (IF). La fréquence image se trouve à une distance de 2 fois la valeur de la moyenne fréquence.

Cela est illustré par la **Figure 5.5** où deux cas sont présentés. Le premier pour une faible valeur de la moyenne fréquence (IF) et le second pour une valeur plus élevée. On voit clairement que dans le second cas la fréquence image est en dehors de la courbe de sélectivité du filtre d'entrée.

- 5.6 En a) on se trouve en présence d'un récepteur superhétérodyne à simple conversion,

équipé d'un BFO pour la réception de la BLU et de la télégraphie. Un tel récepteur peut être utilisé pour la réception de l'AM (A3E) mais ce n'est pas le mieux adapté. Examinons les autres réponses proposées car on nous demande le récepteur le plus approprié à la réception de l'AM.

En b) est représenté un récepteur superhétérodyne à simple conversion, équipé d'un discriminateur pour la réception de la FM. Ce montage ne convient pas à la réception de l'AM.

En c) est représenté le même montage qu'en b) mais le discriminateur a été remplacé par un démodulateur (suivi d'un filtre passe-bas, ce qui est toujours le cas d'un démodulateur AM). Ce doit être la réponse désirée car ce récepteur sera d'une utilisation plus aisée pour la réception de l'AM que celui de la réponse a). Notons qu'il n'est pas vraiment précisé que le démodulateur est un détecteur AM.

En d) est représenté un récepteur à conversion directe (bien que le filtre passe-bas devrait normalement se situer juste derrière le mélangeur). La réception d'un signal AM avec ce genre d'appareil est possible mais assez difficile, ce n'est vraisemblablement pas la bonne réponse.

5.7 Il manque le second oscillateur local (voir la figure de la question 5.3 du document de l'OFCOM ou la **Figure 5.2** ci-dessus).

5.8 Il existe deux grandes classes de mélangeurs.

Dans les mélangeurs doublement symétriques ou équilibrés ou en anneaux (*balanced mixers* ou *doubly balanced mixers* ou *ring mixers*), tous ces termes sont équivalents, on ne retrouve en sortie (essentiellement) que la somme et la différence des fréquences d'entrée, soit $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$. L'énoncé de la question précise que l'on ne parle pas ici de ce genre de mélangeur (pourtant le plus courant).

L'autre catégorie de mélangeur, plus simple de conception, n'apporte aucune réjection des fréquences d'entrée. Dans ce cas on retrouve à la sortie, en plus de la somme et de la différence des fréquences d'entrée, les deux fréquences f_1 et f_2 . Ce n'est pas tout, on trouve aussi les harmoniques de ces deux signaux ainsi que les battements entre ces harmoniques.

5.9 * La fonction de l'étage d'entrée est de fournir un certain gain en avant du mélangeur afin d'améliorer la sensibilité du récepteur. L'étage amplificateur haute fréquence est muni de circuits passe-bande afin de rejeter la fréquence image, ainsi que les autres signaux hors bande susceptibles d'interférer avec le signal à recevoir. Finalement, il empêche que le signal de l'oscillateur local, injecté dans le mélangeur ne revienne en arrière vers l'antenne et soit ainsi rayonné, causant des interférences à d'autres utilisateurs (voir les réponses 5.3 page 68 et 5.5 page 69). Donc que a) est la seule solution.

5.10 * Dans un signal FM, l'information est contenue dans les variations de fréquence du signal. Cependant ce signal est souvent entaché de variations d'amplitude dues par exemple à des parasites. Afin d'éliminer ces variations d'amplitude, on écrête normalement le signal ce qui permet de ne conserver que les variations de fréquence du signal. Cet écrêtage est effectué dans la moyenne fréquence, avant la démodulation,

généralement par un très grand gain de l'amplificateur moyenne fréquence ; cet amplificateur étant saturé, il ne laisse pas passer les variations d'amplitude.

a) est clairement la bonne réponse, les autres étant plutôt fantaisistes.

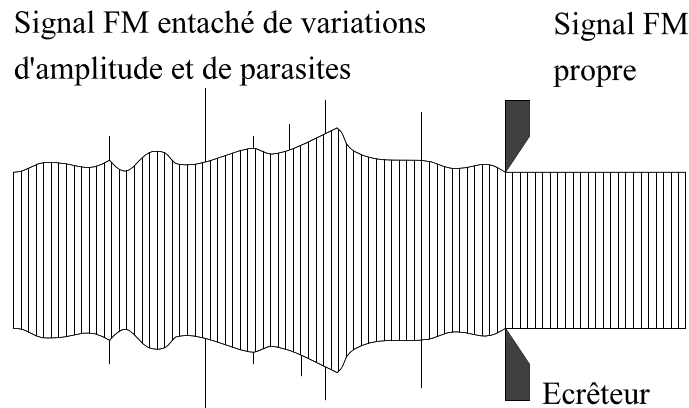


Figure 5.10 Dans un récepteur FM, la fonction d'un écrêteur est de supprimer toute variation d'amplitude, y compris les parasites.

5.11 * L'AGC (ou CAG ou AVC ou CAV) est une fonction propre aux récepteurs AM. En effet l'information est transmise par des variations de l'amplitude du signal et si ces variations sont déformées, le signal démodulé est distordu ou même perdu (voir cas de la FM réponse 5.10 ci-dessus). Cependant quand un signal faible est reçu on a besoin de beaucoup de gain dans le récepteur alors que si le signal est puissant, il suffit de peu de gain.

Le rôle de l'AGC est de contrôler le gain du récepteur (dans l'amplificateur moyenne fréquence et quelquefois dans l'amplificateur HF) en avant du démodulateur afin que le signal de sortie ne soit pas écrêté dans les étages IF et que le niveau audio soit relativement constant quelle que soit la force du signal reçu.

Sur la **Figure 5.11**, le signal du détecteur AM est filtré pour n'en garder qu'une composante quasi-continue, qui dépend de l'amplitude du signal reçu. Ce signal est utilisé pour réduire le gain des l'amplis IF et HF. Clairement la réponse a) est la bonne.

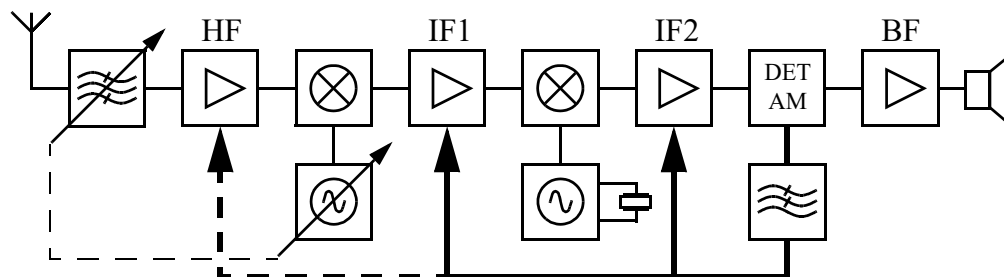


Figure 5.11 Schéma bloc d'un récepteur AM superhétérodyne à double conversion. En trait gras, le signal d'AGC.

5.12 * BFO signifie *Beat Frequency Oscillateur* soit oscillateur de battement.

À la sortie d'un mélangeur on trouve la somme et la différence des signaux présents sur ses entrées. Le battement correspond à la différence de ces deux fréquences.

Si la fréquence de l'oscillateur local correspond à la fréquence de la porteuse qui a été supprimée dans une émission en BLU, alors la fréquence de battement est le signal démodulé (voir réponse 5.4 page 69). Cela signifie que le BFO « bat » avec la bande latérale transmise, et de ce fait restitue le signal original BF émis.

Dans le cas de la CW, le BFO est décalé de 600 à 800 Hz de la fréquence reçue. Le battement ne s'effectue que lors des émissions (traits ou points) et une note de 600 à 800 Hz est ainsi obtenue (voir réponse 5.4 page 69). b) est donc la bonne réponse.

5.13 * La transmission de parole ne nécessite pas de fréquences au-delà de la bande de 300 Hz à 3000 Hz. Si la bande de fréquences reproduite par le récepteur était plus large, cela n'apporterait rien à l'intelligibilité du signal, au contraire :

1) le bruit de fond (souffle) est proportionnel à la bande passante; ceci est une règle générale, valable dans tous les cas. C'est pourquoi il importe de limiter la bande passante au strict minimum.

2) les parasites sont des impulsions très brèves et en tant que tels ils contiennent un très large spectre de fréquences (voir note ci-dessous). En limitant la bande passante, on limite l'effet dû aux parasites, puisque l'on limite ainsi leur influence.

Note : on sait qu'un signal périodique quelconque est constitué d'une fondamentale et d'une infinité d'harmoniques (voir réponse 2.54 page 15). Dans le cas d'un signal non périodique (parasite), cette décomposition se fait en une infinité de fréquences sans relation harmonique particulière. Cela signifie qu'à un parasite est associé un large spectre de bruit (une large plage fréquentielle de bruit). En limitant cette plage de fréquences (par exemple de 300 Hz à 3 kHz) on limite ainsi la portion du parasite que l'on retrouve à la sortie.

5.14 * Un parasite est une impulsion de bruit très brève. Si l'on coupe la réception pendant la durée de cette impulsion, on ne constatera normalement pas cette coupure mais le bruit associé au parasite aura disparu.

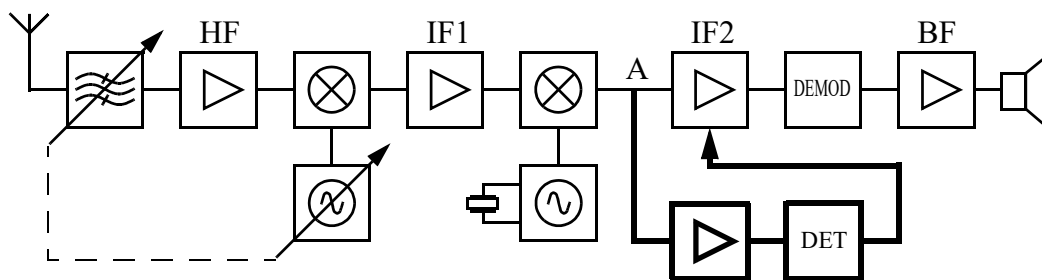


Figure 5.14 Récepteur superhétérodyne à double changement de fréquence, avec supprimeur de parasites (*noise blanker*).

Cette méthode très utilisée, suppose cependant que le parasite est bref et d'amplitude supérieure au signal reçu. Voir le schéma ci-dessus. La section en trait gras représente le supprimeur de bruit (*noise blanker*). En A, le signal moyenne fréquence est prélevé, amplifié puis détecté (démodulation AM) et finalement utilisé pour couper le cheminement normal du signal dans la moyenne fréquence durant l'impulsion parasite à supprimer.

Parmi les réponses proposées, seule a) correspond à la description ci-dessus.

- 5.15 *** Normalement lors d'un QSO (liaison radio) les deux correspondants travaillent sur la même fréquence. Il peut cependant arriver que pour certaines raisons on désire légèrement modifier la fréquence de réception ou d'émission, sans modifier l'autre.

RIT (Receiver Incremental Tuning) : option fréquemment proposée sur les *transceivers*; permet de décaler la fréquence de réception sans modifier la fréquence d'émission. Ceci est utile en BLU pour « clarifier » un signal (c'est-à-dire ajuster précisément la fréquence de la porteuse ré-insérée pour la démodulation) ou pour « suivre » le signal d'une autre station qui dérive en fréquence (*drift*). En CW, le RIT est utile pour ajuster la hauteur de la note entendue. En effet, il serait mal venu de modifier la fréquence d'émission dans ce cas-là puisque le correspondant devrait faire des efforts pour « chercher » la nouvelle fréquence et on pourrait ainsi « se poursuivre » à travers une bonne portion de la bande.

XIT (Transmitter Incremental tuning) : d'une utilité moindre, cette fonction permet de modifier légèrement la fréquence d'émission sans modifier la fréquence de réception (par exemple lors d'un *pile-up*¹ pour essayer de trouver la fréquence exacte sur laquelle le correspondant écoute, sans modifier notre fréquence d'écoute sur laquelle il émet).

Il est dans cette question sujet du RIT, et seule la réponse b) correspond à la description ci-dessus.

- 5.16 *** *IF Shift* (décalage de l'IF) : cette option est généralement offerte sur les récepteurs superhétérodynes à plusieurs changements de fréquence.

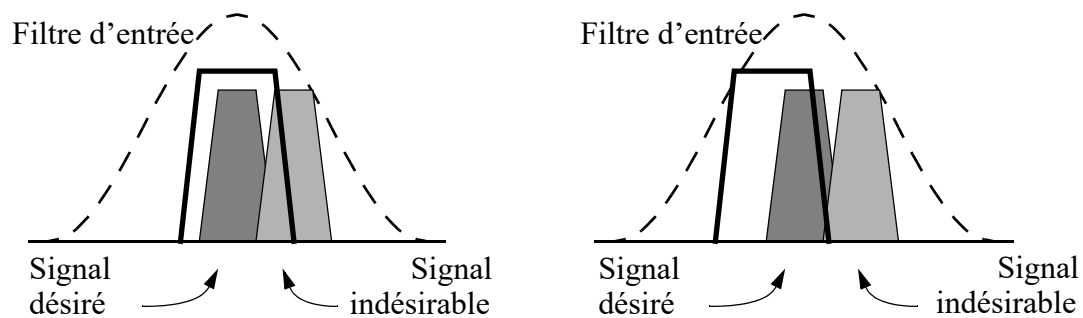


Figure 5.16 À gauche, la moyenne fréquence (trait gras) est centrée sur le signal à recevoir. à droite, la moyenne fréquence est légèrement décalée vers le bas pour éliminer un signal indésirable.

La figure de gauche représente un signal désiré (gris foncé) qui subit les interférences d'un signal adjacent (gris clair). On voit que la bande passante IF (ligne épaisse) laisse passer une partie du signal perturbateur.

Sur la figure de droite, la moyenne fréquence a été décalée vers le bas ce qui a permis

1. Littéralement « amas ». Utilisé en radioamateurisme pour parler du cas où un grand nombre de stations appellent simultanément et presque sur la même fréquence une autre station, en général lorsqu'elle émet d'un endroit d'où l'on émet rarement (île, sommet, continent peu habité, etc.)

d'éliminer le signal indésirable mais pas sans élimination d'une partie du signal désiré.

L'*IF shift* est une fonction très utile. Il faut noter que la fréquence reçue ne change pas (l'écart entre la fréquence reçue et l'oscillateur local ne change pas).

Parmi les réponses proposées, seule c) correspond à la description ci-dessus.

- 5.17 *** Un filtre réjecteur (*notch¹ filter*) est conçu pour éliminer (autant que possible) une fréquence. Un tel filtre peut-être monté dans les étages de basse fréquence où il éliminera une fréquence gênante (un sifflement d'hétérodynage par exemple). Cependant un tel filtre est plus utile dans les étages moyenne fréquence où il permet d'éliminer un signal perturbateur de grande amplitude avant qu'il n'atteigne le démodulateur (et qu'il n'affecte peut-être le circuit d'AGC - voir réponse 5.11 page 71).

C'est une fonction que l'on rencontre sur les bons récepteurs de trafic. Souvent un tel filtrage est assigné à un DSP², qui peut aussi automatiquement « suivre » un tel signal perturbateur et ainsi l'éliminer sans intervention de l'opérateur radio.

La réponse qui correspond à cette description est c).

Malheureusement, la réponse donnée par l'OFCOM est inexacte ou tout au moins ambiguë puisque qu'elle prête à interprétation. Un filtre *notch* ne rejette essentiellement qu'une seule fréquence. Un filtre qui affecterait une plage de fréquences, petite ou plus importante s'appelle filtre réjecteur de bande - *band reject filter*.

- 5.18 *** Cette fonction est présente sur tous les récepteurs FM et quelquefois sur les récepteurs BLU. Le *squelch* « mesure » indirectement le niveau du signal HF à l'entrée du récepteur. Si ce signal est inexistant ou en dessous d'un certain seuil (ajustable), la partie BF du récepteur est coupée et aucun son n'est produit évitant ainsi un bruit gênant en l'absence de signal reçu. Cette fonction est très utile, particulièrement en FM où le bruit est important en l'absence de signal à cause du grand gain demandé à l'IF (fonction de limiteur voir réponse 5.10 page 70). La réponse b) est donc la bonne.

- 5.19** Dans un superhétérodyne, l'oscillateur local peut être au-dessus de la fréquence reçue (supradyné – c'est de loin le cas le plus courant) ou en-dessous de la fréquence reçue (infradyne) – voir **Figure 5.19** ci-dessous.

Le premier oscillateur local travaillera donc à :

$$f_{LO} = f_{reçue} \pm f_{IF} = 145 \pm 10,7 = 155,7 \text{ ou } 134,4 \text{ MHz}$$

La réponse en supradyné est la bonne réponse: 155,7 MHz.

1. *notch*, de l'anglais pour encoche.
2. *Digital Signal Processor* : microprocesseur dédié au traitement des signaux numériques.

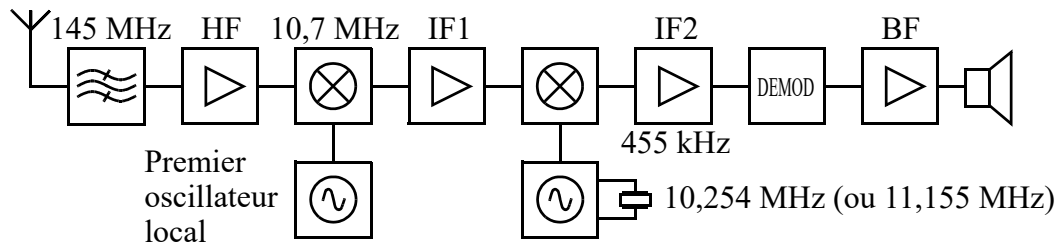


Figure 5.19 Récepteur superhétérodyne à double changement de fréquence. Le premier oscillateur local doit assurer une moyenne fréquence de 10,7 MHz pour un signal d'entrée de 145 MHz.

- 5.20 *** La valeur de $0,4 \mu\text{V}$, représente le signal à l'entrée des récepteurs. Ce même signal produit dans le récepteur B un meilleur rapport signal/bruit que dans le récepteur A, ce qui signifie que le signal restitué est moins couvert par le bruit de fond du récepteur en B qu'en A. Le récepteur B est ainsi le plus sensible - réponse b).
- 5.21** La fréquence image se situe à une distance de 2 fois la moyenne fréquence de la fréquence reçue (voir réponse 5.5 page 69) :

$$f_{\text{image}} = f_{\text{reçue}} + (2 \cdot IF)$$

Si la fréquence reçue est de 14,2 MHz et la fréquence image sur 15,11 MHz, la moyenne fréquence est de :

$$IF = \frac{f_{\text{image}} - f_{\text{reçue}}}{2} = \frac{15,11 \cdot 10^6 - 14,2 \cdot 10^6}{2} = 455 \text{ kHz}$$

Puisque la fréquence image est au-dessus de la fréquence reçue, l'oscillateur local est également au-dessus de la fréquence reçue (voir **Figure 5.5** page 69). La fréquence de l'oscillateur local vaut donc :

$$f_{LO} = f_{\text{reçue}} + f_{IF} = 14200 \text{ kHz} + 455 \text{ kHz} = 14655 \text{ kHz}$$

- 5.22** L'oscillateur local est en-dessous de la fréquence reçue, nous sommes en présence d'un montage infradyne. Nous savons que la fréquence image est la symétrie de la fréquence reçue autour de la fréquence de l'oscillateur local (voir la **Figure 5.5** page 69 et le réponse 5.19 page 74, pour la définition des termes infradyne et supradyne).

$$f_{\text{image}} = f_{\text{reçue}} + (2 \cdot IF) \quad \text{montage supradyne, et}$$

$$f_{\text{image}} = f_{\text{reçue}} - (2 \cdot IF) \quad \text{en montage infradyne.}$$

La moyenne fréquence vaut ici :

$$435,25 - 413,85 = 21,4 \text{ MHz}$$

La fréquence image vaut ici :

$$f_{\text{image}} = f_{\text{reçue}} - (2 \cdot IF) = 435,25 - (2 \cdot 21,4) = 392,45 \text{ MHz}$$

- 5.23** Lors du processus de modulation AM, les signaux BF de modulation se retrouvent de part et d'autre de la porteuse (qui sera supprimée dans le cas de la BLU). La distance (fréquentielle) est égale vers le haut (bande latérale supérieure) et vers le bas (bande latérale inférieure) et correspond à la fréquence du signal de modulation (**Figure 5.23** – gauche).

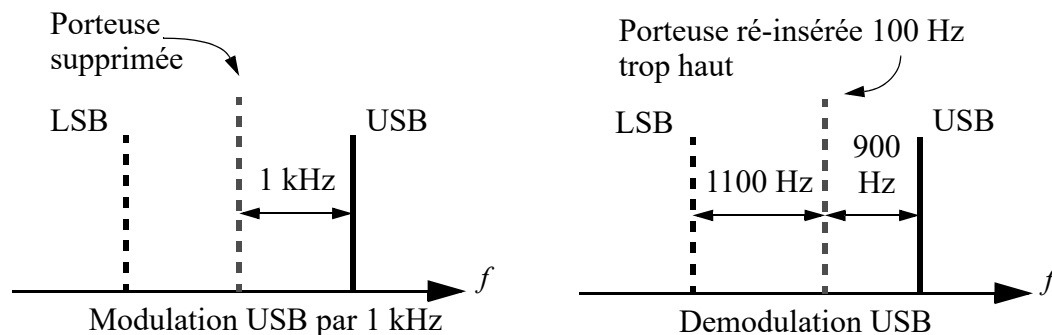


Figure 5.23 À gauche, modulation USB par un signal de 1 kHz. À droite, exemple de démodulation, mais avec la porteuse (BFO) ré-insérée 100 Hz trop haut.

Si l'on décale la fréquence de réception de Δ Hz vers le haut, l'écart entre la porteuse localement régénérée (fréquence de réception) et le signal reçu va diminuer de Δ Hz. Ceci va décaler le signal démodulé vers le bas dans le cas de la bande latérale supérieure – USB (translation de la gamme de 300 Hz à 3000 Hz vers 300 Hz – Δ Hz à 3000 Hz – Δ Hz) voir **Figure 5.23** – droite. Voir aussi réponses **6.20** * page 89 et **6.29** * page 91. Ici la bonne solution est a).

Note : Δ est la lettre grecque « delta » généralement utilisée pour nommer des écarts.

- 5.24** Divers phénomènes peuvent amener des distorsions du signal reçu, particulièrement à l'entrée d'un récepteur. Le plus important est la distorsion d'intermodulation ou intermodulation. Un autre effet moins marqué est la transmodulation ou *cross-modulation*. Les deux sont dûs à des non-linéarités des étages d'entrée du récepteur.

Intermodulation : se produit lorsque deux (ou plus) signaux se mélangent pour en produire d'autres, initialement non existants. Ces nouveaux signaux indésirables se trouvent à des fréquences somme et différence des signaux initiaux et de leurs harmoniques. Par exemples pour deux signaux f_1 et f_2 on pourra avoir des produits d'intermodulation à :

$$f_1 + f_2; f_1 + 2 \cdot f_2; 2 \cdot f_1 + f_2; 3 \cdot f_1 + f_2; f_1 + 3 \cdot f_2; 3 \cdot f_1 + 3 \cdot f_2, \text{ etc.}$$

Transmodulation ou cross-modulation : dans ce cas aucun nouveau signal n'est créé mais la modulation de l'un des signaux se retrouve sur l'autre. Ce peut être le cas lorsque qu'un signal AM puissant se trouve proche d'un autre signal plus faible. Le signal puissant modifie le fonctionnement de l'étage d'entrée, au rythme de sa modulation et cette dernière se retrouve superposée au signal plus faible reçu.

Dans les deux cas ci-dessus, mis à part une conception soignée du récepteur, il suffit normalement de diminuer le gain (enclenchement de l'atténuateur ou déclenchement du pré-ampli) pour que tout rentre dans l'ordre. Ici la réponse a) est celle demandée.

- 5.25** Dans un récepteur il y a deux rapports signal/bruit à considérer, celui mesurable à l'entrée du récepteur et celui mesurable à la sortie. Par bruit électrique, il faut comprendre « souffle » qui se traduit par un bruit de fond.

Le rapport signal/bruit (S/N – *Signal/Noise*) à l'entrée est déterminé par l'antenne et la bande de réception. En effet l'antenne capte les signaux utiles mais aussi un certain bruit de fond (électrique), soit naturel soit dû à des parasites industriels. Ce bruit de fond varie en fonction de l'heure, de la propagation et de la bande de fréquence considérée. Rien ne peut être fait dans le récepteur pour améliorer ce rapport signal/bruit.

Le rapport signal/bruit à la sortie correspond au bruit à l'entrée plus le bruit ajouté par le récepteur. En effet, le récepteur va amplifier le signal utile et le bruit d'entrée dans les mêmes proportions, mais il va y ajouter son bruit propre. On peut minimiser le bruit propre d'un récepteur, on ne peut pas le supprimer. Il ressort de cela qu'un récepteur peu bruyant est plus sensible puisqu'il ne masquera pas les signaux faibles avec son bruit propre.

Le bruit ajouté par le récepteur se mesure généralement au moyen d'un seul chiffre, le **facteur de bruit** ou *noise figure*. C'est une mesure de la dégradation du rapport signal/bruit lors du passage du signal dans le récepteur.

Le facteur de bruit $[F]$ est donné soit sous forme d'un chiffre exprimant un rapport, soit sous forme d'un rapport en dB $[NF]$ et porte quelquefois le nom de **figure de bruit** :

$$F = \frac{SNR_{\text{entrée}}}{SNR_{\text{sortie}}} ; \text{ et } NF = 10 \cdot \log(F) = 10 \cdot \log\left(\frac{SNR_{\text{entrée}}}{SNR_{\text{sortie}}}\right)$$

Après un tour de passe-passe mathématique¹, l'expression ci-dessus se transforme pour donner l'expression suivante valable si les rapports signal/bruit sont donnés en dB :

$$NF[dB] = SNR_{\text{entrée}}[dB] - SNR_{\text{sortie}}[dB]$$

Ici nous connaissons $NF = 8$ dB et $SNR_{\text{entrée}} = 15$ dB. Le rapport signal/bruit de sortie est donc :

$$SNR_{\text{sortie}}[dB] = SNR_{\text{entrée}}[dB] - NF = 15 - 8 = 7 \text{ dB}$$

Note : il est d'usage (mais ce n'est pas une règle) d'appeler le rapport des bruits « facteur de bruit » ou *noise factor*. Lorsque ce rapport est donné en dB, il prend le nom de *noise figure* en anglais, mais en français on conserve généralement le terme de facteur de bruit.

- 5.26** Les produits d'intermodulation sont créés par les non-linéarités des étages d'entrée d'un récepteur (voir réponse 5.24 page 76). Si le récepteur est saturé, cela signifie qu'il est fortement non linéaire parce que les signaux à son entrée sont trop puissants.

1. $10 \cdot \log\left(\frac{A}{B}\right) = 10 \cdot \log(A) - 10 \cdot \log(B)$

Les conditions pour l'intermodulation sont donc remplies.

On classe les produits d'intermodulation d'après la somme de l'ordre des harmoniques qui leur donnent naissance :

- $f_1 \pm f_2$ sont des produits d'intermodulation de second ordre (1 + 1).
- $2 \cdot f_2 \pm f_1$ et $2 \cdot f_1 \pm f_2$ sont les produits d'intermodulation de 3^{ième} ordre (2 + 1).

Les deux fréquences f_1 et f_2 étant de 14,2 et 14,25 MHz, les produits de troisième ordre se trouvent à :

$$2 \cdot 14,2 \pm 14,25 = 42,65 \text{ MHz et } 14,15 \text{ MHz}$$

et aussi :

$$2 \cdot 14,25 \pm 14,2 = 42,5 \text{ MHz et } 14,3 \text{ MHz}$$

Les valeurs de 42,5 MHz et 42,65 MHz étant très éloignées de la fréquence reçue, elles peuvent être considérées comme non gênantes et éliminées par filtrage, par contre 14,15 MHz et 14,3 MHz sont proche des fréquences considérées et sont importantes.

La bonne réponse est donc: 14,15 MHz et 14,3 MHz qui sont dans la bande des 20 m.

5.27 Comme son nom l'indique la réjection du canal adjacent est une mesure de l'atténuation des canaux de part et d'autre de celui dans lequel s'effectue la réception. Cette grandeur dépend de la largeur des canaux et de la raideur des flancs des filtres du récepteur. Ce terme est aussi utilisé dans les bandes où la transmission ne se fait pas par canaux déterminés.

5.28 * Comme expliqué à la réponse 5.25 page 77, la sensibilité dépend du facteur de bruit du récepteur. Ce facteur de bruit est une mesure de la dégradation du rapport signal/bruit due au récepteur. Si le récepteur est capable d'apporter une certaine amplification du signal sans introduire trop de bruit, alors le récepteur est sensible.

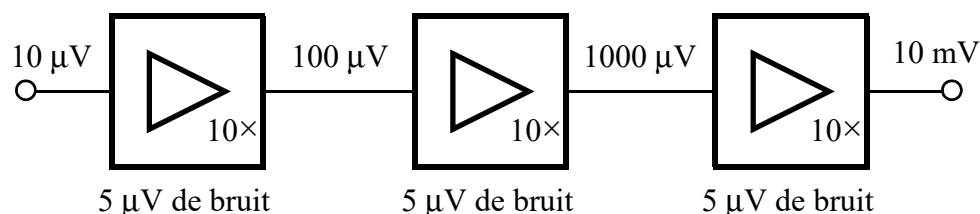


Figure 5.28 Chaîne de 3 amplificateurs cascades, ayant le même gain et le même niveau de bruit.

Considérons une chaîne d'amplification constituée de plusieurs étages cascades. Chaque étage a un gain de $10 \times$ mais introduit un bruit de $5 \mu\text{V}$. Le signal à l'entrée de la chaîne est de $10 \mu\text{V}$. Le premier étage introduit donc 50% de bruit. Au niveau du second étage le signal utile est maintenant de $100 \mu\text{V}$, le second étage ne contribue

plus que 5% de bruit. De même le troisième étage ne contribue que 0,5% de bruit. On voit ainsi que la contribution en bruit du premier étage est capitale. Il importe de tout entreprendre pour réduire le bruit dans cet étage car il fixe presque à lui seul le bruit de toute la chaîne et par conséquent la sensibilité du récepteur.

Dans une précédente version du document de l'OFCOM, la réponse donnée était : « l'étage d'entrée », ce qui est la bonne réponse à la question posée. La réponse suggérée maintenant est un cas particulier. Bien entendu c'est la seule réponse possible parmi celles proposées, mais que se passe-t-il si ce récepteur n'a pas de préampli, ou si le préampli est déclenché ?

5.29 * Si l'on veut préserver le rapport signal/bruit (voir réponse 5.25 ci-dessus) il faut monter ce préamplificateur là où le rapport signal/bruit est le plus élevé. C'est-à-dire à la sortie de l'antenne car à l'autre bout de la ligne, vers le récepteur, le signal aura subi les pertes dans la ligne et sera donc plus faible par rapport au niveau de bruit du préamplificateur (qui lui est fixe). La solution b) est la bonne.

5.30 SINAD signifie *Signal, Noise And Distortion*. C'est une forme de mesure du rapport signal/bruit à la sortie d'un récepteur qui tient aussi compte des distorsions du signal audio. En effet la distorsion, au même titre que le bruit de fond, peut rendre un signal inintelligible.

Ce rapport exprime en général une sensibilité (un certain niveau d'entrée) pour atteindre un rapport donné, ici 12 dB (quelquefois 10 dB).

La définition du SINAD est :

$$SINAD = 20 \cdot \log\left(\frac{signal + bruit + distortion}{bruit + distortion}\right)$$

Ici le SINAD est de 12 dB pour un signal d'entrée de 0,25 µV. Réponse a).

5.31 Tout montage électronique qui comporte des résistances et des composants actifs produit du bruit. Ce bruit se traduit par le souffle que l'on peut entendre dans le haut-parleur d'un système audio par exemple. Ce bruit s'ajoute au signal reçu et se perçoit comme un souffle superposé au son. Si le signal reçu est faible, la réception peut devenir inintelligible.

Le rapport signal/bruit à la sortie, pour un certain niveau d'entrée, est donc une mesure de la sensibilité du récepteur car si le bruit introduit par le récepteur est faible, il permettra de recevoir des signaux également plus faibles (voir réponse 5.25).

Ici nous sommes en présence un récepteur qui fournit un rapport signal/bruit de 10 dB quand le signal sur son entrée est de 0,25 µV. Voir aussi question 5.20 page 75. La bonne réponse est donc a) dans la mesure où on la comprend.

5.32 Voir la réponse 5.25 page 77 pour une explication des rapports signal/bruit à l'entrée et à la sortie du récepteur et pour une définition du facteur de bruit.

Note : généralement (mais ce n'est pas une règle) le terme facteur de bruit (*noise factor*) se réfère au rapport :

$$\frac{S/N(\text{entrée})}{S/N(\text{sortie})} = F$$

Note : alors que *noise figure*¹ signifie: $NF = 10 \cdot \log(F)$.

Selon la définition ci-dessus, la réponse a) est la bonne.

- 5.33** Voir réponses 5.24 page 76 et 5.26 page 77. En effet, l'intermodulation est causée par une non-linéarité dans l'entrée du récepteur. Cette zone non linéaire est plus susceptible d'être atteinte par de très fort signaux. Enclencher l'atténuateur d'entrée (ou déclencher le préamplificateur) diminue l'amplitude de ces signaux et l'étage d'entrée fonctionne maintenant dans une zone linéaire.

La bonne réponse est a). On pourrait être tenté par la réponse c), mais si l'atténuateur fait 20 dB, en l'enclenchant, le signal descendrait d'un peu plus de 3 points S, juste en dessous de S6.

- 5.34** L'un des facteurs déterminant de la sélectivité est le **facteur de forme** de la bande passante des filtres IF. Le facteur de forme est défini comme étant le rapport de la bande passante à -3 dB (quelquefois -6 dB) et la bande passante à -60 dB. À un plus petit facteur de forme, c'est-à-dire à des flancs plus raides, correspond une meilleure sélectivité.

$$\text{facteur de forme} = \frac{B_p \text{ à } -60 \text{ dB}}{B_p \text{ à } -3 \text{ dB}}$$

Dans les 4 cas proposés:

a) $2,8 / 2,4 = 1,167$

b) $5,0 / 3,0 = 1,667$

c) $4,5 / 3,0 = 1,5$

d) $3,2 / 2,4 = 1,333$

La solution a) est la bonne présentant le rapport le plus faible.

- 5.35 *** Même question que la 5.17 page 74, avec la même réponse inexacte.

- 5.36** Un DSP (*Digital Signal Processor*) est un microprocesseur dédié au traitement du signal sous forme numérique (optimisé pour le traitement du signal).

Pour utiliser un DSP, il faut que le signal à traiter soit d'abord échantillonné, c'est-à-dire transformé en signal numérique (*digital*), puis qu'après traitement, les signaux numériques soient re-convertis en signaux analogiques.

1. Pas vraiment d'équivalent en français, qui utilise généralement facteur de bruit dans les 2 cas.

L'opération d'échantillonnage revient à déterminer l'amplitude du signal à intervalles donnés. Cet échantillonnage se fait à une vitesse fixe et suffisamment rapide.

En effet, pour que l'on puisse reconstituer le signal, après traitement, il faut un certain nombre d'échantillons afin de retrouver la forme du signal analogique initial. Pour une fréquence d'échantillonnage donnée (une rapidité d'échantillonnage donnée), il arrivera un moment, plus on traite des fréquences élevées, où il n'y aura plus assez d'échantillons pour restituer un signal correct après conversion D/A.

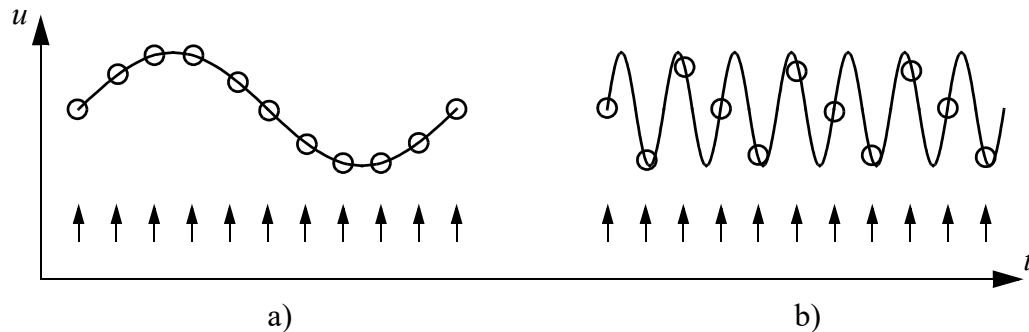


Figure 5.36 Deux signaux de fréquences différentes échantillonnés à intervalles réguliers. Les flèches représentent les moments d'échantillonnage et les cercles, la valeur échantillonnée.

Considérons, sur la **Figure 5.36**, deux signaux sinusoïdaux que nous échantillonnons. Chaque flèche correspond à un échantillon, et la valeur de chaque échantillon est indiquée par un cercle sur la sinusoïde. Pour la première courbe, en a), on constate que les échantillons sont représentatifs du signal original, ce qui est le résultat désiré. En b) pour une sinusoïde de fréquence supérieure à la première, il sera impossible de reconstituer le signal original au moyen des échantillons disponibles.

En fait la fréquence est trop élevée en regard de la rapidité de l'échantillonnage et il est de ce fait impossible de reconstituer le signal original, pire on reconstituerait un signal différent, ce qui n'est pas acceptable. Ce phénomène s'appelle l'*aliasing* ou en français le **repliement**.

Le théorème d'échantillonnage spécifie que pour pouvoir restituer le signal original, sans phénomène de repliement, il faut échantillonner ce signal à une fréquence au moins du double de la fréquence maximale du signal original. En pratique, il faut échantillonner à une fréquence légèrement supérieure, d'où la réponse c).

5.37 Cette question est la suite logique de la question précédente. En pratique, il n'est pas aisé de déterminer quelle est la fréquence maximale d'un signal que nous désirons ou pouvons échantillonner. La méthode la plus simple est donc de limiter volontairement cette fréquence maximale au moyen d'un filtre passe-bas. De cette façon, on peut être certain de ne pas se trouver en présence de repliement.

On utilise donc un filtre passe-bas, avant l'échantillonnage, pour éliminer les fréquences élevées qui ne pourront pas être reconstituées convenablement.

Ceci est commun à tous les conversions analogue-numérique (A/D – *Analog-Digital*), et donc s'applique aussi bien dans le cas d'une radio SDR (*Software Defined Radio*), donc réponse b).

6. Émetteurs

- 6.1 Il s'agit selon le schéma proposé d'un appareil qui se branche entre un transceiver (bloc RX/TX) et l'antenne. On remarque de plus que le transceiver est prévu pour la gamme de 28 à 30 MHz alors que l'antenne est marquée 144 – 146 MHz. Clairement il s'agit d'un convertisseur utilisable en émission et réception qui permet de passer de 28 – 30 MHz à 144 – 146 MHz. Un tel circuit est appelé communément « *transverter* ». La réponse c) est donc la bonne.

Voyons son fonctionnement : un oscillateur à quartz sur 38,667 MHz voit sa fréquence multipliée par 3, ce qui produit un signal de 116 MHz (voir réponse 6.2 ci-dessous). Ce signal alimente 2 mélangeurs, un dans la chaîne du haut et un dans la chaîne du bas. La chaîne du bas est en fonction quand les commutateurs sont tournés vers le bas, comme dessiné et la chaîne du haut est sélectionnée quand ils sont vers le haut. Il est bien entendu que ces 2 commutateurs changent de position simultanément.

Dans la position du bas, le signal de l'antenne passe d'abord dans un amplificateur HF qui sert non seulement à amplifier le signal mais aussi à empêcher que le signal de l'oscillateur local (116 MHz) puisse être rayonné par l'antenne. Le signal ainsi amplifié est mélangé avec l'oscillateur local (116 MHz) pour donner une nouvelle bande allant de :

$$144 \text{ MHz} - 116 \text{ MHz} = 28 \text{ MHz} \quad \text{à} \quad 146 \text{ MHz} - 116 \text{ MHz} = 30 \text{ MHz}.$$

Dans la position du haut, le signal de l'émetteur (à faible puissance) est directement mélangé avec l'oscillateur local pour produire une nouvelle bande allant de :

$$28 \text{ MHz} + 116 \text{ MHz} = 144 \text{ MHz} \quad \text{à} \quad 30 \text{ MHz} + 116 \text{ MHz} = 148 \text{ MHz}$$

Ce signal est ensuite amplifié à un niveau suffisant pour l'émission par l'étage *DRIVER* et le PA (*Power Amplifier*) avant d'être transmis à l'antenne.

- 6.2 Il est fréquent dans les émetteurs FM d'avoir un oscillateur sur une fréquence relativement basse, facile à produire et à moduler, puis de la multiplier pour arriver à la fréquence finale. Le principe d'un tel multiplicateur est de provoquer une distorsion du signal, ce qui correspond à la création d'harmoniques (voir réponse 2.54 page 15). Il faut ensuite faire suivre un tel étage d'un circuit accordé pour sélectionner l'harmonique désirée pour réaliser ainsi un multiplicateur de fréquence (souvent par 3 ou 5).

Le schéma a) est constitué d'un oscillateur à quartz dont le signal est mélangé avec celui d'un VFO. Le mélangeur est suivi d'un filtre passe-bande destiné à ne garder que la composante désirée. Ce signal est ensuite amplifié et appliqué à l'antenne. Il n'est pas question ici de multiplication de fréquence.

En b) le signal d'un oscillateur à quartz est modulé en FM puis multiplié par 54 pour obtenir la fréquence de sortie désirée. Il est intéressant de noter que la déviation FM de 55,6 Hz est multipliée en même temps pour obtenir la déviation finale de 3 kHz.

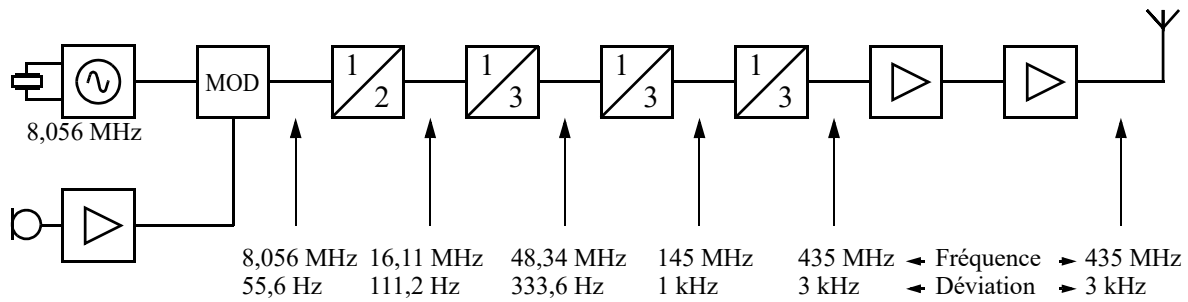


Figure 6.2 Schéma bloc d'un émetteur FM utilisant le principe de la multiplication de fréquence.

En c), Le signal d'un oscillateur est modulé, puis subit deux changements de fréquence avant d'être amplifié puis appliqué à l'antenne d'émission. Il n'est pas question ici de multiplication de fréquence.

En d), Le signal d'un oscillateur est modulé, puis directement amplifié puis appliqué à l'antenne d'émission. Il n'est pas question ici de multiplication de fréquence.

- 6.3 *** Voir réponse 6.2 ci-dessus. Notons que pour provoquer une distorsion du signal, il faut un élément non linéaire, par exemple un amplificateur polarisé de façon à ce qu'il ait une fonction de transfert non linéaire (le signal de sortie n'est pas le reflet fidèlement amplifié du signal d'entrée).

Il arrive que l'on fasse utilisation d'une diode, particulièrement à des fréquences supérieures à 500 MHz. En effet, la diode est un élément non linéaire puisque le signal sur sa sortie n'a pas la même forme que sur son entrée. Voir la figure ci-dessous. On peut démontrer mathématiquement que le signal de sortie correspond au spectre représenté, il ne reste plus donc qu'à sélectionner l'harmonique désirée au moyen d'un filtre passe-bande et à l'amplifier pour effectuer la multiplication de fréquence désirée.

Des 4 réponses proposées, seule d) correspond à la description ci-dessus.

Note : en pratique, une seule diode est suffisante pour produire les harmoniques nécessaires.

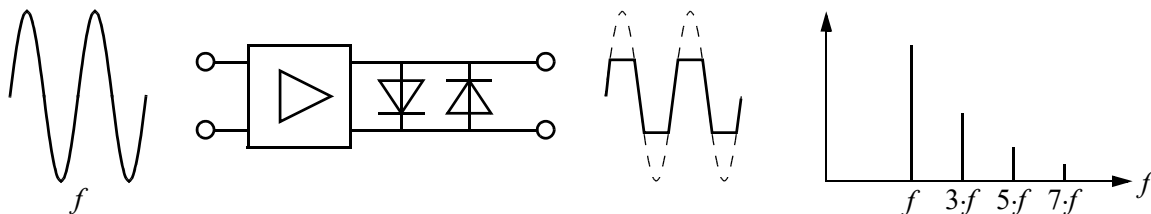


Figure 6.3 Principe d'un multiplicateur de fréquence par 3, 5, 7, etc.

- 6.4** En a), il n'y a pas de microphone ou de moyen de modulation. Seul un signal HF non modulé pourrait être produit. Ce n'est pas la bonne réponse.

En b), ce schéma est typique d'un émetteur FM à multiplication de fréquence. Il y est fait mention d'une déviation fréquence (DEV), il n'y a pas de filtre destiné à éliminer une bande latérale. Ce n'est pas la bonne réponse.

En c), on part d'un oscillateur à quartz suivi d'un modulateur AM et d'un filtre passe-bande certainement destiné à l'élimination de l'une des bandes latérales. Ce signal SSB (BLU) est ensuite mélangé avec le signal d'un VFO afin que l'on puisse choisir la fréquence d'émission, puis encore changé de fréquence pour parvenir sur la fréquence désirée d'émission. Le signal est amplifié avant d'être appliqué à un filtre passe-bas et à l'antenne. Le bloc ALC est décrit plus avant à la réponse 6.7 page 85. Ceci est évidemment le schéma bloc demandé.

En d) Nous avons un schéma similaire à a), mais un peu plus fantaisiste. Ce n'est pas la bonne réponse.

- 6.5 * Un étage tampon ou *buffer* est un étage d'amplification, souvent avec un gain unitaire (sans amplification). Il permet très généralement de séparer une fonction d'une autre. La **Figure 6.5** présente quelques exemples. Le schéma représenté est celui d'un émetteur AM. Un oscillateur à quartz attaque un modulateur. Suivant la configuration du circuit, il serait possible que le signal BF dans le modulateur influence l'oscillateur et cause ainsi une variation de fréquence non désirée de ce dernier. Pour éviter ceci on placera un étage tampon en « 1 » qui séparera l'oscillateur du modulateur.

Le signal modulé AM est ensuite mélangé avec un VFO afin d'obtenir une porteuse modulée réglable sur la fréquence désirée. En « 2 » on trouvera généralement un étage tampon destiné à prévenir l'influence d'un mélangeur sur l'autre mais aussi pour éviter que le signal BF ne perturbe la stabilité en fréquence du VFO. C'est aussi la fonction du *buffer* que l'on trouvera en « 3 », la stabilité en fréquence d'un VFO étant très importante.

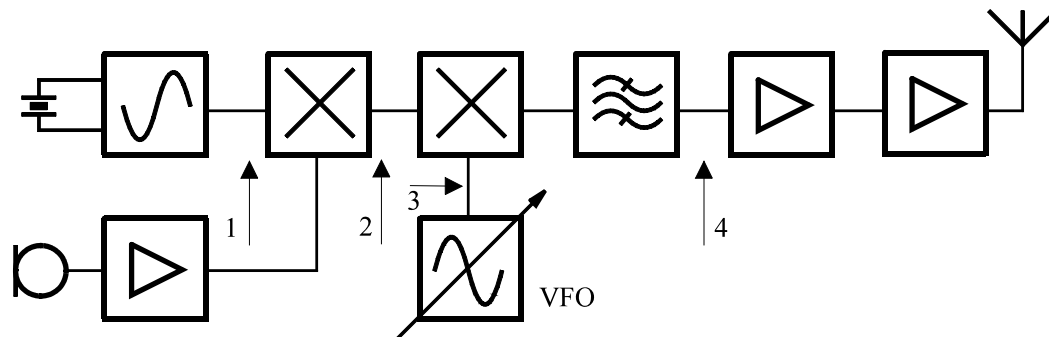


Figure 6.5 Exemple d'émetteur AM, et emplacement possibles pour des étages tampons.

Finalement, en « 4 », on trouvera un étage dont la fonction est d'assurer à la sortie du filtre passe-bande une impédance de charge bien définie, ainsi peut-être qu'un niveau suffisant pour attaquer les amplificateurs de sortie. Cet étage peut aussi être considéré comme un étage tampon.

Ici, la bonne réponse est donc a).

- 6.6 Ce circuit comporte 2 entrées, l'une AF (Audio Fréquence) ou BF et l'autre RF (Radio Fréquence) ou HF. Il s'agit donc d'un modulateur. La disposition des 4 diodes lui vaut son nom de **modulateur en anneau**.

La symétrie du montage (*balanced modulator*) fait que le signal RF ne se retrouve pas à la sortie (U_{RF}) d'où une sortie en DSB-SC (*Double Side Band Suppressed Carrier* – double bande latérale, porteuse supprimée).

Un tel circuit est aussi appelé détecteur de produit lorsqu'il est employé pour la démodulation BLU (SSB).

- 6.7 * Dans les émetteurs d'une certaine puissance (plus de 5 W) on trouve généralement sur la sortie un circuit de protection appelé ALC (*Automatic Level Control* – Contrôle automatique du niveau). Ce circuit peut avoir deux fonctions, pas toutes deux présentes dans chaque transceiver. Examinons d'abord son fonctionnement général selon la **Figure 6.7** qui représente le schéma bloc simplifié d'un émetteur BLU. Le signal d'un modulateur BLU est amplifié, puis mélangé pour atteindre la fréquence finale d'émission. On trouve ensuite un étage *driver* (pour atteindre le niveau de puissance requis pour attaquer l'étage final) puis l'étage final de puissance (PA). Vient ensuite un filtre passe-bande (BPF – *Band Pass Filter*) et deux coupleurs directionnels.

Un coupleur directionnel est un circuit qui permet de mesurer l'amplitude de l'onde directe (D) ou réfléchi (R). L'onde directe est bien entendu le signal de sortie de l'émetteur, alors que l'onde réfléchi provient de réflexions dues à la mauvaise adaptation ou à un défaut de l'antenne. Tant que l'onde réfléchi reste faible, elle peut être négligée, mais au-delà d'un certain niveau (d'un certain ROS^1) il convient de la limiter car elle pourrait causer la destruction de l'étage final. La seule manière pour la réduire, dans ce cas, est de limiter la puissance de sortie de l'émetteur.

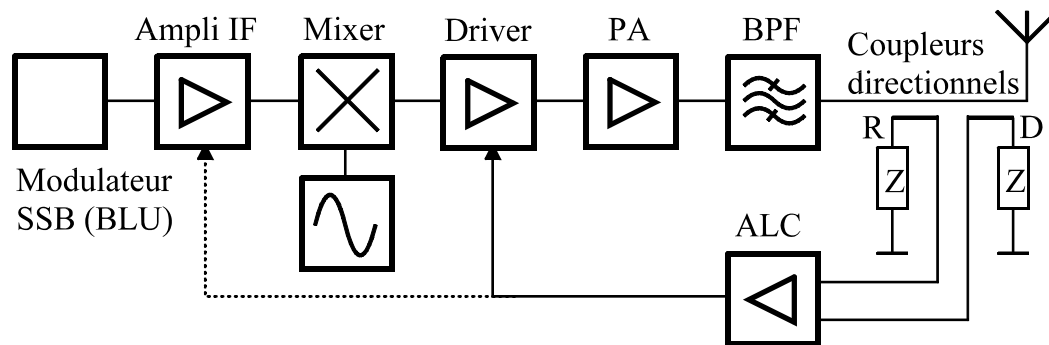


Figure 6.7 Schéma bloc simplifié d'un émetteur BLU, montrant le fonctionnement de l'ALC.

La fonction première de l'ALC est de mesurer la puissance directe et de la contrôler afin que l'étage finale opère dans sa zone linéaire. Ceci afin d'éviter des distorsions du signal de sortie, ce qui se traduirait par un élargissement de la bande occupée par l'émission (*splatter* – moustaches) ou ce qui pourrait endommager l'étage final dans des cas extrêmes. C'est la réponse demandée ici.

La seconde fonction du circuit d'ALC est de détecter quand l'onde réfléchi est trop importante et de limiter la puissance de sortie en agissant sur le driver et éventuellement en avant du mixer, toujours pour protéger l'étage final.

Note : si seule la protection de l'étage final contre le ROS est désirée, il suffit d'un seul coupleur directionnel pour mesurer l'onde réfléchi.

Note : les résistances Z sur le schéma représentent les terminaisons des lignes de couplage. Leur valeur dépend de la géométrie du coupleur.

1. Quelquefois aussi appelé TOS, mais cette dénomination n'est pas correcte.

- 6.8** Dans un amplificateur de puissance, le signal de sortie est le reflet amplifié du signal d'entrée. Si même une petite partie du signal de sortie est involontairement couplée dans l'entrée, il y a de fortes chances pour que cet amplificateur se transforme en oscillateur de puissance, ce qui serait non désiré mais probablement aussi désastreux (émission non voulue et destruction de l'amplificateur).

Or il est très difficile d'éviter des couplages entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur, par exemple par capacité entre les électrodes des transistors ou tubes amplificateurs, ou par capacité parasite sur le circuit imprimé et dans le câblage.

Puisque l'on peut difficilement éviter ces couplages, on préfère lutter contre cet effet en couplant un signal inverse (en opposition de phase) qui annule le couplage indésirable. Il faut pour cela prélever une petite partie du signal de sortie, en opposition de phase et le ré-introduire à l'entrée de façon à annuler le couplage indésirable. La quantité de signal ré-introduite a son importance car elle ne doit pas être excessive sinon on risque de se retrouver dans la situation de départ. Ceci est le neutrodynage.

La réponse a) est la bonne.

- 6.9 *** En a) Nous avons deux circuits oscillants parallèles couplés, ce n'est pas la bonne réponse.

En b) On reconnaît aisément un filtre passe-bas de configuration en Pi (π), c'est la bonne réponse.

En c) Il s'agit d'un filtre en L, ce n'est pas la bonne réponse.

En d) On voit un filtre en T, ce n'est pas la bonne réponse.

- 6.10 *** Mathématiquement la largeur requise pour une émission en FM est infinie. Cependant une partie limitée de ce spectre est suffisante pour la reproduction d'un signal modulé en FM. On utilise généralement la règle de Carson qui définit la largeur de bande requise en fonction de la fréquence de modulation et de la déviation de fréquence:

$$BW_{FM} = 2 \cdot (\Delta f + f_{mod}) = 2 \cdot \Delta f + 2 \cdot f_{mod}$$

Cette règle indique que la largeur requise dépend de la déviation de fréquence (Δf) et de la fréquence de modulation (f_{mod}). On utilise pour les calculs la fréquence la plus élevée à transmettre (généralement 3 kHz pour la parole). C'est la réponse en a).

- 6.11 *** En modulation analogique, l'intensité sonore peut être transmise de trois manières, soit en modifiant l'amplitude de la porteuse, soit sa fréquence, soit sa phase. Considérons qu'en ce qui nous concerne la modulation de phase est quasiment identique à la modulation de fréquence et considérons les deux cas restants :

- Modulation d'amplitude (AM) : Dans ce cas, plus le signal de modulation est fort (plus son intensité sonore est importante) plus les variations d'amplitude du signal modulé sont importantes (sans toutefois dépasser 100%).
- Modulation de fréquence (FM) : Ici, plus le signal de modulation est fort

(plus son intensité sonore est importante) plus les variations de fréquence sont importantes. Cette variation de fréquence est aussi appelée déviation de fréquence ou **excursion de fréquence**.

Note : *Hub* est un mot utilisé en allemand décrivant la déviation de fréquence. En anglais le terme *swing* est utilisé, et en français **excursion de fréquence**.

- 6.12 *** Le spectre d'une émission SSB (BLU) est réduit à la largeur de la bande audio. En effet, en AM la largeur de bande comprend les deux bandes latérales comme à la **Figure 6.12** (gauche) alors que pour la BLU (J3E) seule l'une des bandes latérales est conservée (ici USB – Figure de droite).

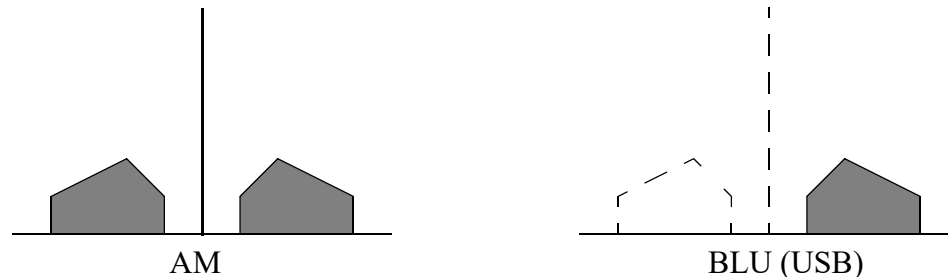


Figure 6.12 Spectre d'émissions en AM et USB modulés par un signal audio.

- 6.13 *** Le processus de modulation AM va créer 2 bandes latérales (voir **Figure 6.12**) contenant chacune les fréquences de 300 Hz à 3 kHz. La largeur totale étant dans ce cas :

$$BW_{AM} = 2 \cdot f_{mod\ max} = 2 \cdot 3000 = 6\ \text{kHz}$$

- 6.14** Si la porteuse vaut 1 ou 100%, la puissance dans chaque bande latérale vaut 1/4 ou 25%. Voir **Figure 6.14**.

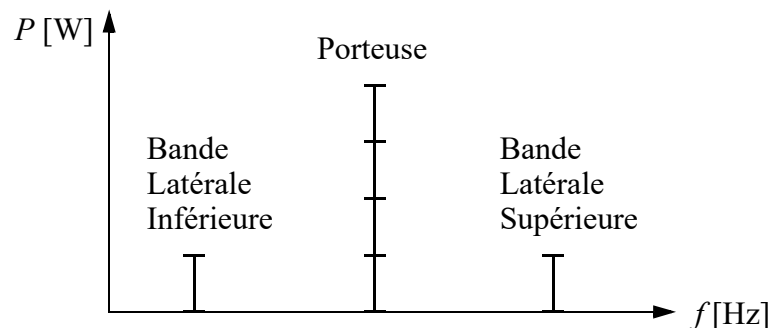


Figure 6.14 Puissances relatives dans la porteuse et les bandes latérales dans le cas de la modulation AM à 100%.

Note : le processus de modulation AM (modulation à 100%) est décrit mathématiquement comme suit :

$$v_{AM} = [1 + \cos(\omega_m \cdot t)] \cdot \cos(\omega_c \cdot t) =$$

$$v_{AM} = \cos(\omega_c \cdot t) + \frac{1}{2} \cdot [\cos(\omega_c \cdot t + \omega_m \cdot t) + \cos(\omega_c \cdot t - \omega_m \cdot t)]$$

Note : où l'on voit que le signal modulé AM est composé d'une porteuse et de 2 bandes laté-

rales qui ont chacune la moitié de l'amplitude de la porteuse (ω_c représente la porteuse, ω_m le signal de modulation et t le temps).

Note : si l'on considère les valeurs maximales puisqu'on est modulé à 100%, les « $\cos(\omega \cdot t)$ » disparaissent et l'on reste avec (en prenant quelques libertés mathématiques) :

$$v_{AM} = f_c + \frac{1}{2} \cdot (f_{c+m} + f_{c-m}) \text{ où l'on peut assigner la valeur « 1 » à } f_c, f_{c+m} \text{ et } f_{c-m}.$$

Note : il s'agit ici de tensions. La puissance se calcule en élevant la tension au carré pour obtenir une puissance de 1 dans la porteuse et une puissance de 1/4 dans chaque bande latérale.

Note : certains ouvrages mentionnent que si la puissance totale vaut 100%, la puissance dans les **deux** bandes latérales ensembles vaut 1/3, ce qui est équivalent et peut se voir sur la figure **Figure 6.14** ci-dessus.

6.15 * a) J3E réfère à la BLU. Si la fréquence maximum de modulation est de 3 kHz et la fréquence minimum de 300 Hz, cela demande une largeur de bande de 2,7 kHz (voir réponse **6.12** page 87).

b) A1A réfère à la télégraphie. 30 mots par minutes (30 WPM) correspondent à une vitesse de 150 caractères par minutes (un mot est constitué de 5 caractères – par définition le mot PARIS).

On peut considérer la formule (ARRL *Handbook*) : $BW = 5 \cdot (WPM / 1,2)$, on obtient alors une largeur requise de : $5 \cdot (30 / 1,2) = 125$ Hz.

Cependant sans calculs, il est intuitif que la largeur requise pour la CW est plus faible que tout autre mode de transmission. Le point b) est la bonne réponse.

c) F3E réfère à la FM. Si la fréquence maximum à transmettre est de 3 kHz, la largeur requise est, selon la formule donnée à la réponse **6.10** page 86 de 12 kHz.

d) A3E réfère à l'AM. Avec une fréquence maximale audio de 3 kHz, la largeur requise est de 6 kHz (voir réponse **6.13** page 87)..

6.16 Examinons les réponses proposées en commençant par la fin.

En d), C3F, Télévision. Le C signifie bande latérale résiduelle, ce qui est le mode standard de modulation pour la TV commerciale analogique. De plus nous savons qu'une image de télévision nécessite plus de 5 MHz de bande passante. Ce n'est bien entendu pas la bonne réponse.

En c et b), Nous savons que la largeur de bande d'une émission en BLU est de 2,7 kHz. Nous savons aussi que la SSTV consiste à transmettre une image dans la même largeur de bande qu'une émission BLU, ces deux modes utilisent donc la même largeur de bande de 2,7 kHz.

En a), par élimination ce doit être la bonne réponse. De plus nous devrions savoir que la RTTY, spécialement à basse vitesse (45 Bd) utilise peu de place. La formule pour calculer cette largeur de bande fait appel à la vitesse de transmission (45 Bd) et au

décalage entre les deux fréquences transmises (*shift*), malheureusement ici, cette dernière valeur n'est pas connue et tout calcul est impossible.

- 6.17** Un signal avec des fronts raides est assimilable à un signal carré (voir réponse 2.54 page 15) or un tel signal est constitué d'une fondamentale et d'une infinité d'harmoniques. Plus généralement, on peut dire que plus les fronts d'un signal sont raides, plus il contient des harmoniques de rangs élevés.

Un signal de télégraphie présentant des front relativement raides contient ainsi des harmoniques de fréquences relativement élevées. Ce contenu fréquentiel se retrouve dans le signal émis sous forme d'un spectre large comparable à un spectre AM (spectre de part et d'autre de la fréquence centrale) d'autant plus large que les flancs sont raides.

Une certaine largeur de bande est néanmoins requise, ainsi la formule donnée ci-dessus (réponse 6.15 lettre b ci-dessus) tient-elle compte des harmoniques 3 et 5 de la fondamentale.

- 6.18** Un signal audio de fréquence 1,5 kHz produit une excursion de fréquence de ± 3 kHz dans un émetteur FM. L'indice de modulation FM est donné par :

$$\text{indice de modulation FM} = \frac{\Delta f}{f_{mod}} = \frac{3000}{1500} = 2$$

- 6.19** La porteuse (supprimée) se trouve donc sur 3700 kHz. Le processus de modulation AM crée 2 bandes latérales à ± 1 kHz. En bande latérale inférieure, on élimine la bande latérale supérieure (3700 kHz + 1 kHz) pour ne conserver que la bande latérale inférieure.

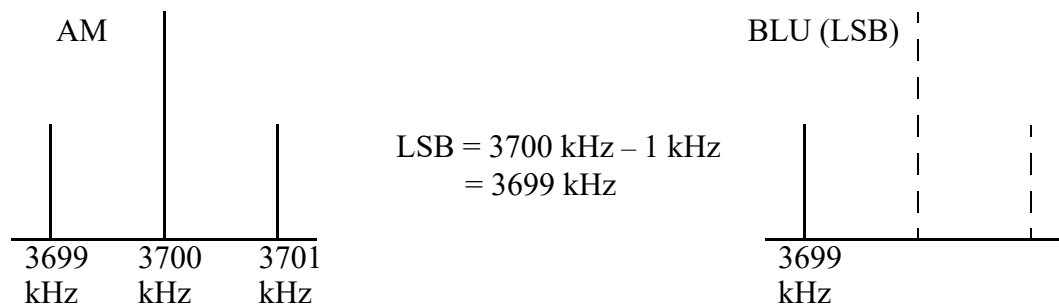


Figure 6.19 Spectre d'une émission en LSB sur 3700 kHz, modulé par un ton unique de 1 kHz.

- 6.20 *** Influence de la dérive (généralement d'origine thermique – par échauffement des composants en fonctionnement) pour différents modes de transmission :

a) en AM : la porteuse servant à la démodulation étant transmise avec le signal, une faible dérive n'a pas d'importance, la différence de fréquence entre la porteuse et ses bandes latérales restant constante. Il faut cependant que la dérive soit suffisamment faible pour que le signal reste dans la bande passante (du filtre IF) de réception. Une dérive acceptable pourrait être de l'ordre de 1 à 2 kHz.

b) en BLU : la porteuse servant à la démodulation n'étant pas transmise avec le signal mais reconstituée à la réception, une dérive même faible a de l'importance, la différence de fréquence entre la porteuse et la bande latérale ne restant pas constante. Il faut de plus que la dérive soit suffisamment faible pour que le signal reste dans la bande passante (du filtre IF) de réception. L'effet d'une dérive serait une altération des fréquences du signal démodulé (voir réponse 5.23 page 76). Une dérive acceptable devrait être inférieure à 100 Hz.

c) en FM : l'information est contenue dans des variations de fréquence autour d'une fréquence centrale, cependant la valeur absolue de cette fréquence n'est pas trop importante. Il faut cependant que la dérive soit suffisamment faible pour que le signal reste dans la bande passante (du filtre IF) de réception et surtout dans la partie linéaire¹ du discriminateur FM. Une dérive acceptable pourrait être de l'ordre de 1 à 2 kHz (NBFM).

d) en CW : (télégraphie): la situation est identique à celle de la BLU, mais l'effet est sans conséquence tant que la dérive est faible, le seul effet est de modifier la hauteur de la note reçue. Avec les filtres étroits généralement utilisés pour la réception de la CW, il faut que la dérive soit suffisamment faible pour que le signal reste dans la bande passante (du filtre IF) de réception. Une dérive acceptable devrait être inférieure à 100 Hz.

6.21 La BLU étant une forme d'AM, les effets de la surmodulation² sont les mêmes : le signal est déformé (« clippé ») ce qui correspond à la création de flancs raides porteurs d'harmoniques. Les conséquences en sont :

- distorsion et mauvaise intelligibilité à la réception.
- élargissement du spectre, donc perturbation des « canaux » adjacents et dans les cas extrêmes perturbations d'autres utilisateurs du spectre, loin de la fréquence de transmission.
- diminution de la puissance utile, puisqu'une partie de la puissance disponible est utilisée à la transmission de perturbations.

La réponse a) est donc la bonne, bien que le terme « bande passante » ne soit pas judicieux, on devrait parler de « largeur de bande occupée par la transmission ».

6.22 Dans le cas présenté, -40 dB en dessous de 100 W représentent 10 mW ou 10 dBm. en effet, $40 \text{ dB} = 10 + 10 + 10 + 10 \text{ dB}$; et 10 dB correspondent à 1/10 de la puissance. Voir question 5.26 page 77 pour une définition des produits d'intermodulation de troisième ordre.

Note : 0 dBm correspondent par définition à 1 mW. Un rapport de 10 dB correspond à un facteur de 10 fois en puissance, donc 10 mW correspondent à 10 dBm.

6.23 En SSB, on utilise fréquemment un *speech processor* ou compresseur de modulation ou compresseur vocal, pour garder le taux de modulation plus ou moins constant en dépit des variations d'intensité de la voix de l'opérateur et pour réduire la dynamique

1. Linéaire = qui n'introduit pas de distorsion.
2. Surmodulation = modulation à plus de 100%.

du signal (différence entre les intonations fortes et les passages plus doux), ceci afin de maintenir un bon rapport signal/bruit à la réception. Cela augmente, de ce fait, la puissance moyenne transmise, et améliore le rapport signal/bruit à la réception.

- 6.24** En FM, l'amplitude de la porteuse est constante. Il n'est donc pas besoin de linéarité pour l'étage final. Les classes A, B et AB conservent toutes les variations d'amplitude du signal, ce qui ici est inutile. Elle le font toutes aussi au détriment du rendement. Donc dans le cas de la FM, la classe C est adéquate, et c'est aussi celle qui a le meilleur rendement (et de plus pas de courant de repos).
- 6.25** La classe C n'a pas de courant de repos. La classe B n'a juste pas de courant de repos. La classe AB a un courant de repos intermédiaire entre la classe B et la classe A. Quant à la classe A, elle a un courant de repos égal à sont courant de « travail » et qui est généralement important. La bonne réponse est donc classe A.
- 6.26** C'est toute l'utilité d'avoir différentes classes d'amplification, certaines ont un meilleur rendement, mais au détriment de la linéarité. Cependant comme vu à la question **6.24** ci-dessus, il est des cas où la linéarité n'est pas nécessaire. La classe A a le rendement le plus faible et la classe C a le meilleur rendement parmi celles proposées.
- 6.27** En classe C, le courant de repos n'est pas faible, il est nul.
- 6.28 *** Dans le cas général, une source de puissance fournit un maximum de puissance à une charge de même valeur que sa résistance interne. Dans le cas d'un émetteur, son fabricant l'a conçu pour fournir un maximum de puissance dans une charge spécifique, en général 50Ω . Donc pour obtenir un maximum de puissance de l'émetteur, la charge présentée à l'émetteur doit être ici de 50Ω . L'impédance de l'antenne et du câble n'ont pas nécessairement besoin d'être aussi de 50Ω , bien que ce soit généralement le cas. Ce qui compte est que l'émetteur voie 50Ω .
- 6.29 *** Voir réponses **6.20** page 89 et **5.23** page 76. Ici, l'émetteur de votre correspondant dérive de -300 Hz , ce qui signifie qu'il émet maintenant 300 Hz trop bas, mais votre BFO lui, n'a pas changé.

La réponse b) est donc la bonne réponse (voir figure page suivante).

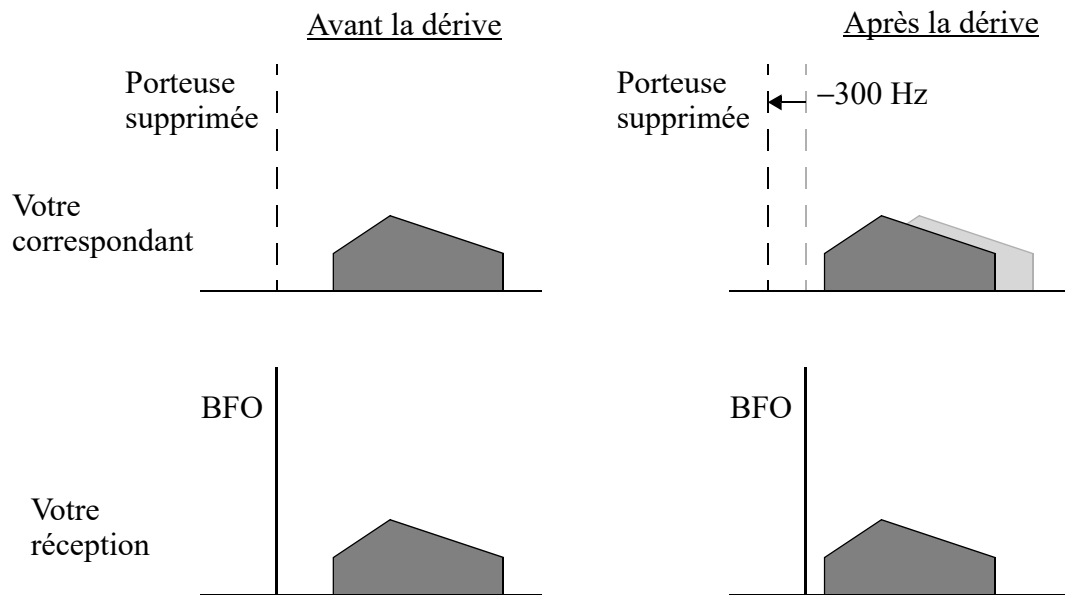


Figure 6.29 En USB, si l'émetteur de votre correspondant dérive vers des fréquences plus basses, le signal démodulé de votre côté aussi car votre BFO ne change pas.

7. Antennes et *feeders*

- 7.1 * Un dipôle¹ ouvert a une impédance de 60 à 75 Ω alors qu'un dipôle replié présente une impédance 4 fois plus élevée de 240 à 300 Ω . De plus le dipôle replié a une plus grande largeur de bande.



Figure 7.1 Dipôle ouvert, dipôle replié.

- 7.2 Il s'agit d'un dipôle ouvert (s'il n'est pas précisé autrement), et son impédance théorique est de l'ordre de 75 Ω .
- 7.3 * Une antenne *groundplane* (GP) est une antenne 1/4 d'onde ($\lambda/4$). Un certain facteur (de raccourcissement) doit être pris en compte en raison de la section du conducteur qui n'est pas infiniment fine ; ainsi le brin sera légèrement plus court qu'un quart d'onde d'où la réponse proposée (env. $\lambda/4$).
- 7.4 * Commençons par décrire les antennes mentionnées dans cette question et la suivante, et profitons-en pour parler de leur fréquence d'utilisation.
- La *quad* peut avoir de 1 à plusieurs éléments. La circonférence de ces éléments est de l'ordre de la longueur d'onde du signal à émettre. Les *quads* sont aussi bien utilisées en HF qu'en VHF et UHF.
 - La parabole n'est pas l'antenne elle-même, elle n'est que le réflecteur (et directeur tout à la fois). L'antenne est située au point focal de la parabole et prend généralement la forme d'une antenne cornet ou similaire. Une telle antenne est exclusivement utilisée en UHF et au-dessus, mais pas en HF.
 - L'hélice ou *helical* (en anglais) existe en 2 versions. Dans sa version axiale, les spires ont approximativement une circonférence égale à la longueur d'onde. Le rayonnement se fait dans l'axe de la bobine. L'élément à l'arrière est un réflecteur. Une telle antenne est utilisée en VHF et au dessus, mais en aucun cas en HF. Dans la version radiale de l'antenne hélice, le rayonnement se fait perpendiculairement à l'antenne, comme pour une antenne GP. Il s'agit en fait d'une antenne GP raccourcie, Le diamètre des spires doit être faible en regard de la longueur d'onde. Une telle antenne est utilisée en VHF et UHF (antenne « queue de cochon » sur les *transceivers* portables, et quelquefois en HF quand les dimensions de l'antenne doivent rester faibles. Elle est normalement recouverte de caoutchouc ou d'un film plastique.
 - La W3DZZ est une antenne à trappes qui est utilisables sur plusieurs fréquences allouée au service amateur en HF (bande décamétrique). Elle n'est pas utilisable en VHF & UHF.

1. Le mot français pour dipôle est « doublet », mais il est peu usité.

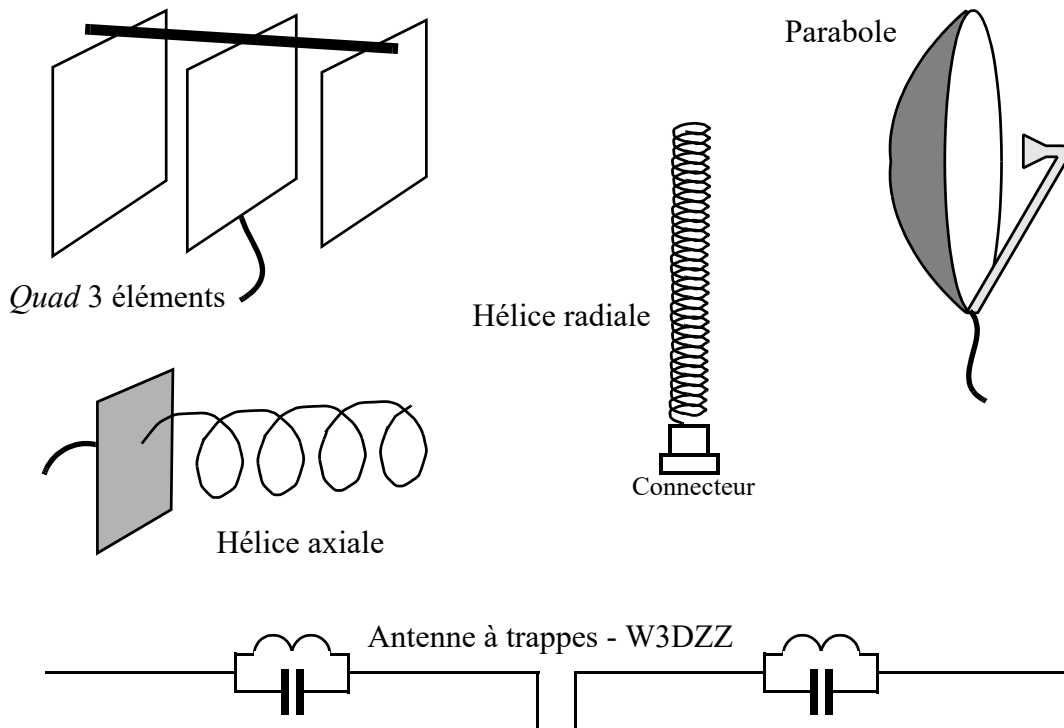


Figure 7.4 Les antennes dont il est question ici.

A la lumière de ces explications, parmi les réponses proposées pour cette question, seule la W3DZZ n'est pas utilisée en VHF et UHF.

7.5 * En se référant à la figure et aux explications de la question précédente, nous pouvons éliminer la W3DZZ et la *quad* qui sont utilisables en décimétrique (HF). La parabole semble être la meilleure réponse puisqu'elle ne peut pas être utilisée en HF. Le cas de l'antenne hélicale est moins clair, mais comme une version est utilisable en HF, la bonne réponse est donc d).

7.6 * Une antenne demi-onde ($\lambda/2$) est alimentée en tension, ce qui signifie que le point d'alimentation est à haute impédance.

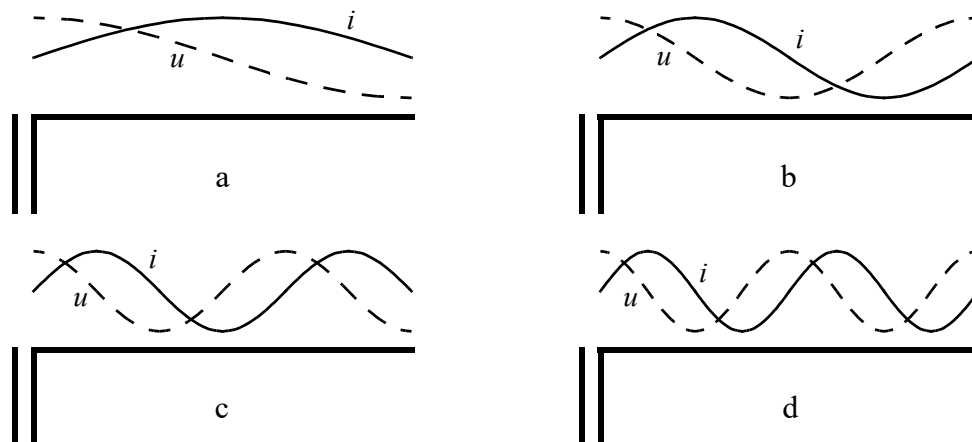


Figure 7.6 Répartition du courant et de la tension dans une antenne demi-onde. a) fondamentale, b) harmonique 2, c) harmonique 3, d) harmonique 4.

Voir la **Figure 7.6** pour les cas de la fondamentale et des harmoniques 2, 3 et 4. Bien entendu, si la tension est à un maximum, le courant est minimum à cet endroit (loi d'Ohm). Dans les 4 cas, la situation est identiques pour les deux extrémités du brin rayonnant (faible courant, forte tension).

- 7.7 Deux antennes couplées sans pertes fournissent un gain de 2, soit 3 dB. 2 antennes de plus, pour un total de 4 fournissent un nouveau gain de 2 soit 3 dB de plus, pour un total de 6 dB. La gain total de cet arrangement est de :

$$8 \text{ dB} + 6 \text{ dB} = 14 \text{ dB}$$

- 7.8 Un point de basse impédance est le siège d'un fort courant et d'une faible tension (loi d'Ohm). Une antenne alimentée en courant est alimentée sur un point de basse impédance (par exemple le centre d'un dipôle – théoriquement 73Ω). Au point d'alimentation le courant est élevé, on parle d'un ventre de courant et la tension est faible, on parle d'un noeud de tension.

- 7.9 Un point de haute impédance est le siège d'un faible courant et d'une forte tension (loi d'Ohm). Une antenne alimentée en tension est alimentée sur un point de haute impédance. Au point d'alimentation la tension est élevée, on parle d'un ventre de tension et le courant est faible, on parle d'un noeud de courant. Voir par exemple la **Figure 7.6**.

- 7.10 * Nous savons qu'une antenne $1/4 \lambda$ est alimentée sur une basse impédance (donc que le courant en ce point est élevé. Rien que cette remarque permet de déterminer que la bonne réponse est b).

D'autre part, l'extrémité supérieure du $1/4 \lambda$ est en l'air, connectée à rien. il ne peut y avoir de courant en ce point. Seule la réponse b) satisfait cette condition.

- 7.11 Un dipôle présente une impédance relativement faible, de l'ordre de 75Ω . Au point d'alimentation, il y a donc un courant élevé et par conséquent une tension faible. On parle d'un noeud de courant

Aux extrémités du dipôle, il ne peut y avoir de courant car il n'a nulle part où aller ; il y a donc à cet endroit une tension élevée. On parle d'un ventre de tension. Ceci est représenté sur la figure ci-dessous.

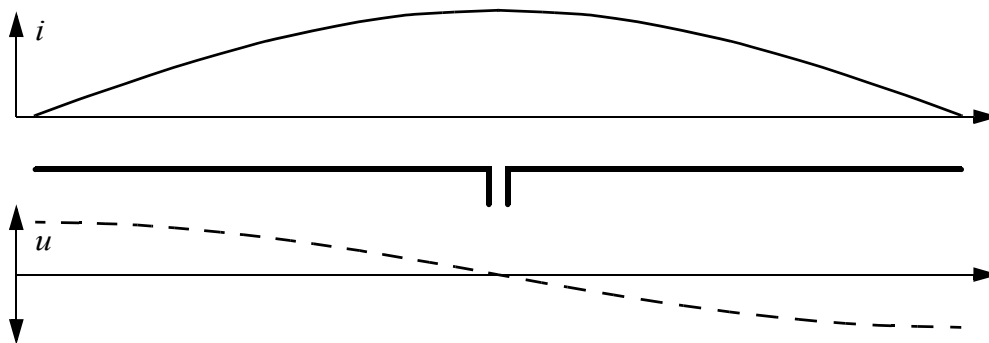


Figure 7.11 Répartition du courant et de la tension le long d'un dipôle.

- 7.12 * Même problème que ci-dessus.

7.13 On peut rallonger électriquement une antenne trop courte physiquement en insérant une bobine dans le brin rayonnant.

On peut raccourcir électriquement une antenne trop longue physiquement en insérant une capacité dans le brin rayonnant.

L'utilité d'un tel arrangement serait de résonner une antenne de dimension fixe, non modifiable, mais trop longue électriquement pour la fréquence désirée. Voir la **Figure 7.13** ci-dessous qui représente ces différents cas.

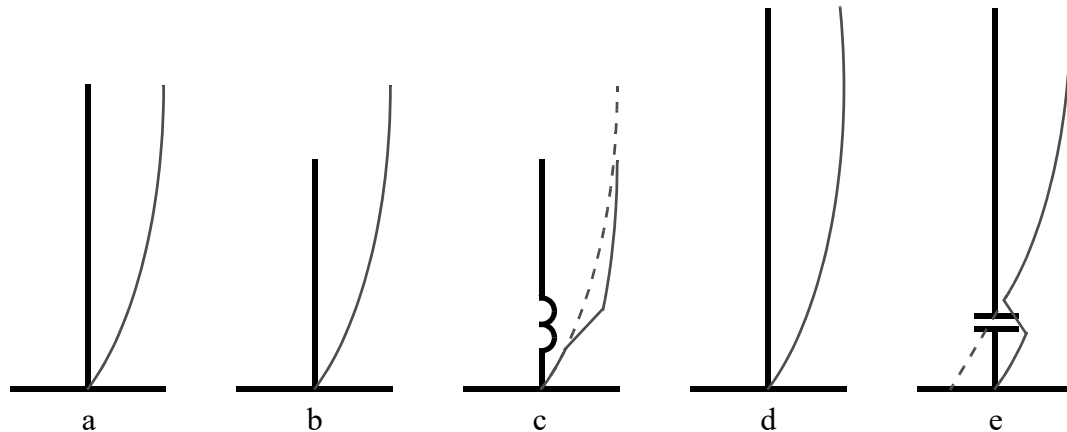


Figure 7.13 Alimentation de différentes antennes GP (voir texte).

En a) est représenté un quart d'onde proprement alimenté, la tension est minimale à la base de l'antenne et maximale et haut. Ce sont les conditions pour un accord correct du quart d'onde.

En b) un quart d'onde raccourci est alimenté dans les mêmes conditions et l'on voit que le sommet ne se trouve plus sur un ventre de tension. Cette antenne n'est pas correctement alimentée (pour être en résonance).

En c) une bobine est insérée à la base de l'antenne pour la rallonger électriquement. Le déphasage dû à la bobine compense la trop faible longueur de l'antenne (dans une bobine la tension est déphasée en avance sur le courant).

En d) un quart d'onde trop long est alimenté normalement et l'on voit que le sommet ne se trouve plus à un ventre de tension. Cette antenne n'est pas en résonance.

En e) l'antenne est « raccourcie électriquement » par un condensateur. Le déphasage dû à la capacité compense la trop grande longueur de l'antenne (dans un condensateur la tension est déphasée en retard sur le courant).

7.14 * Une antenne étant un élément passif n'a pas à proprement parler de gain. Cependant toutes les antennes ont la propriété de « focaliser » leur rayonnement en favorisant une direction ou un plan. Pour un observateur se situant dans la ou les directions favorisées, tout se passe comme s'il se trouvait devant une antenne omnidirectionnelle, alimentée par une puissance apparemment plus grande. En effet il lui est impossible de dire d'où il se trouve si ce rayonnement est directionnel ou omnidirectionnel.

Il semblerait logique que la référence pour mesurer un tel gain (apparent) soit une antenne véritablement omnidirectionnelle, soit l'antenne isotrope ; il n'est rien, traditionnellement, pour les radioamateurs, c'est le dipôle qui sert de référence.

Dans le cas de l'émission, le gain de l'antenne est donc le rapport de la puissance apparemment émise avec l'antenne considérée, par rapport à la puissance apparemment émise par un dipôle. Ce gain se mesure en dBd soit dB par rapport à un dipôle.

Dans le cas de la réception, le gain de l'antenne est le rapport de la puissance effective reçue avec l'antenne considérée, par rapport à la puissance effective reçue par un dipôle. Ce gain se mesure en dBd soit dB par rapport à un dipôle et bien entendu est le même qu'en émission.

- 7.15 *** Un dipôle est une antenne bidirectionnelle. Son rayonnement est le même en avant et en arrière. Si on lui adjoint un réflecteur et aussi éventuellement un ou des directeurs, l'antenne *Yagi* ainsi obtenue, devient unidirectionnelle. Non seulement ceci permet d'obtenir un gain dans le sens avant, mais peut aussi servir à éliminer (dans le cas de la réception) le signal d'une station indésirable qui se trouverait dans la direction en arrière de l'antenne.

Le taux de réjection de l'arrière, par rapport au gain en avant est appelé **rapport avant/arrière**. Il se mesure en dB.

- 7.16** Un rapport de 9 dB correspond à 3 fois 3 dB et 3 dB correspondent à un doublement de la puissance. On a donc 3 doublements de puissance, soit $2^3 = 8$ fois. Ce qui donne 80 W ERP $\approx 79,43$ W. (ERP, voir page 145).

Solution mathématique :

$$\text{rapport de puissance [dB]} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \text{ d'où l'on tire:}$$

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport de puissance}}{10}\right)} = 10 \cdot 10^{\left(\frac{9}{10}\right)} = 79,43 \text{ W}$$

- 7.17 *** Il s'agit d'une antenne *GroundPlane* (un fouet vertical et 4 radiaux comme plan de masse).

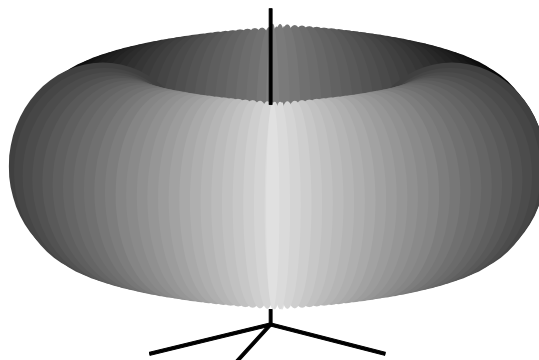


Figure 7.17 Diagramme de rayonnement horizontal d'une antenne GP.

Le diagramme de rayonnement d'une telle antenne ressemble à une chambre à air autour du brin rayonnant, voir la figure ci-dessus.

Vu de dessus, un tel diagramme ressemble à un cercle avec l'antenne comme centre.

7.18 La formule pour calculer la longueur d'onde est :

$$\lambda = \frac{c}{f} \text{ et la longueur théorique d'un dipôle vaut } \frac{\lambda}{2}$$

Cette formule fait intervenir la longueur d'onde et la vitesse de propagation des ondes dans le vide (air), comme mentionné dans l'énoncé de la question. Cependant, lors du calcul de la longueur d'un dipôle, on doit tenir compte d'un facteur de raccourcissement qui est de l'ordre de 2 à 5%, selon le diamètre du fil de l'antenne et son isolation. La bonne réponse est donc c).

7.19 La longueur d'un dipôle est de $\lambda/2$ soit 2 quarts d'onde. À la fréquence de 10,125 MHz, cette longueur est de :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6}{10,125 \cdot 10^6} = \frac{300}{10,125} = 29,63 \text{ m}$$

$$\lambda/2 = 29,63/2 = 14,82 \text{ m}$$

Cependant on demande de tenir compte d'un raccourcissement de 5%. Ce raccourcissement est dû à la vitesse de propagation du signal le long du brin rayonnant et dépend principalement du diamètre du conducteur utilisé. Un raccourcissement de 5% correspond à un facteur multiplicatif de :

$$100 - 5 = 0,95$$

$$\text{Longueur du dipôle} = 14,82 \cdot 0,95 = 14,074 \text{ m}$$

7.20 Même problème que ci-dessus, seuls les nombres changent. La longueur d'un dipôle est de $\lambda/2$ soit 2 quarts d'onde. À la fréquence de 24,94 MHz, cette longueur est de :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6}{24,94 \cdot 10^6} = \frac{300}{24,94} = 12,03 \text{ m}$$

$$\lambda/2 = 12,03/2 = 6,014 \text{ m}$$

Cependant on demande de tenir compte d'un raccourcissement de 3%. Ce raccourcissement est dû à la vitesse de propagation du signal le long du brin rayonnant et dépend principalement du diamètre du conducteur utilisé. Un raccourcissement de 3% correspond à un facteur multiplicatif de :

$$100 - 3 = 0,97$$

$$\text{Longueur du dipôle} = 6,014 \cdot 0,97 = 5,834 \text{ m}$$

- 7.21 L'angle d'ouverture correspond à l'angle entre les deux points de chaque côté du lobe principal pour lesquels la puissance est de -3dB . Voir figure ci-dessous.

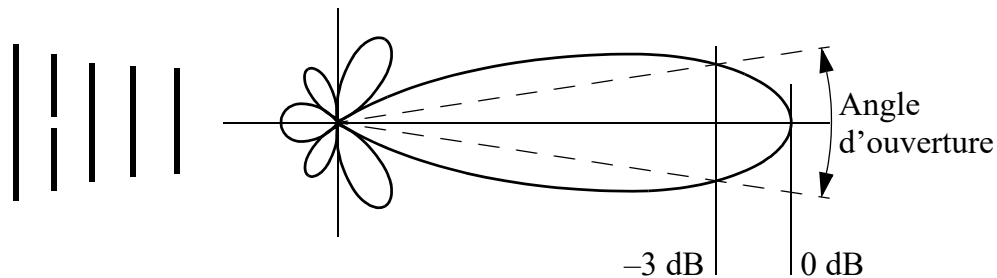


Figure 7.21 Angle d'ouverture d'une antenne Yagi.

- 7.22 * L'antenne représentée est composée d'un radiateur et d'un directeur (si l'élément parasite était plus long que le radiateur, il agirait comme réflecteur et le diagramme de rayonnement serait inversé). Il faut s'attendre ainsi à un diagramme de rayonnement présentant une certaine directivité et un faible rapport avant/arrière (voir réponse 7.15 page 97).

a) Ce diagramme est celui d'un quart d'onde dans le plan horizontal (voir réponse 7.17 page 97). Ce n'est pas la bonne réponse.

b) Ce diagramme est celui d'un dipôle dans le plan horizontal. C'est la réponse que l'on obtiendrait sans l'élément directeur. Ce n'est pas ici la bonne réponse.

c) Ce diagramme ne peut être obtenu qu'avec plusieurs antennes alimentées dans un rapport de phase adéquat ou avec une antenne utilisée sur une harmonique (voir réponse 7.6 page 94). Ce n'est pas la bonne réponse.

d) Ce diagramme correspond exactement à nos attentes, faible rapport avant/arrière et un certain gain dans la direction du radiateur. C'est la bonne réponse.

Note : normalement si une telle antenne a deux éléments, ce sera un radiateur et un réflecteur. En effet, tant qu'à obtenir un petit gain par l'adjonction d'un élément parasite, autant faire d'une pierre deux coups et aussi obtenir une amélioration du rapport avant-arrière.

- 7.23 * Il est question ici de lignes de transmission entre l'émetteur ou le récepteur et l'antenne.

a) Les lignes symétriques ou lignes parallèles (*twin-lead*).

b) et c) Les lignes coaxiales ou asymétriques.

d) Les guides d'ondes servent effectivement à transporter l'énergie haute-fréquence. Un guide d'onde bien que conducteur ne conduit pas à proprement parler de courant HF, il est plutôt à considérer comme une enveloppe qui confine l'onde à transporter. L'abréviation OC (ondes courtes) est à considérer ici dans un sens de la bande de 1,8 à

30 MHz. Dans ce cas, cette réponses est exacte, car les guides d'ondes ne sont utilisés qu'en UHF et au dessus.

- 7.24 *** L'impédance d'un câble coaxial ne dépend pas de sa longueur mais essentiellement de ses dimensions mécaniques (rapport du diamètre du conducteur extérieur sur celui du conducteur intérieur). L'impédance est aussi affectée dans une moindre mesure par les propriétés de l'isolant entre les conducteurs.

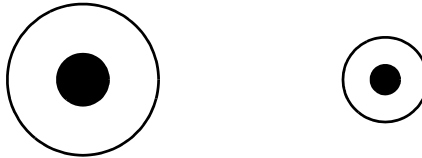


Figure 7.24 Ces deux câbles coaxiaux ont des impédances caractéristiques identiques.

- 7.25 *** L'impédance caractéristique d'un câble coaxial ne dépend pas de sa longueur, voir la réponse 7.24, ci-dessus.
- 7.26 *** Voir réponses 7.24 et 7.25 ci-dessus.
- 7.27 *** Dans le vide (ou dans l'air) les ondes se propagent à 300'000 km/s (qui est aussi la vitesse de la lumière). Dans un câble, cette vitesse est inférieure d'un facteur VF (facteur de vélocité). Ce facteur dépend du type de câble et des matériaux le constituant (isolant). Il est de l'ordre de 0,66 pour des câbles coaxiaux et 0,8 à 0,9 pour des lignes ouvertes (lignes symétriques).
- 7.28** *VSWR* est une abréviation anglaise (*Voltage Standing Wave Ratio*) en français *ROS* (Rapport d'Ondes Stationnaires)¹.

Solution 1 : On sait (ou on devrait savoir) que 11% représentent un *ROS* de 2 et 25% un *ROS* de 3, dans ce cas, avec 11 W réfléchis pour 100 W directs, le *ROS* est de 2.

Solution 2 : On calcule le coefficient de réflexion (ρ) et ensuite le *ROS* :

$$\rho = \sqrt{\frac{P_R}{P_F}} \quad \text{et} \quad ROS = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

$$\text{ce qui donne: } \rho = \sqrt{\frac{11}{100}} = 0,332 \quad \text{et} \quad ROS = \frac{1 + 0,332}{1 - 0,332} = 1,99 \approx 2$$

Solution 3 : On utilise la formule plus directe :

$$ROS = \frac{\sqrt{P_F} + \sqrt{P_R}}{\sqrt{P_F} - \sqrt{P_R}} = \frac{\sqrt{100} + \sqrt{11}}{\sqrt{100} - \sqrt{11}} = 1,99 \approx 2$$

1. Le TOS (Taux d'Onde Stationnaire) est quelquefois utilisé en langue française pour dénommer le ROS. Cet usage est mathématiquement faux (un rapport n'est pas un taux).

- 7.29 *** Le RG213 est un type de câble coaxial à relativement faibles pertes et d'un diamètre extérieur de 10,3 mm très courant d'utilisation chez les radioamateurs. Ce câble présente une atténuation de 10 dB/100 m aux fréquences de la gamme des 2 m.

30 m de ce câble présentent donc une atténuation de 3 dB, soit une diminution de moitié de la puissance. La puissance disponible au bout du câble est donc de 5 W, pour 10 W à son entrée.

- 7.30** Plutôt que d'utiliser un transformateur, il est possible d'effectuer une adaptation d'impédance au moyen d'un segment de ligne de transmission d'impédance particulière et de longueur adéquate. Ceci est appelé un Q-match. Le Q est l'abréviation de *Quarter-wave* soit quart d'onde, en effet la longueur de la ligne requise est 1/4 d'onde (électrique) pour la fréquence considérée.

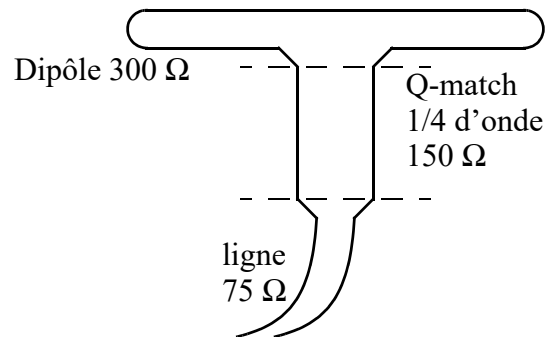


Figure 7.30 Adaptation d'impédance au moyen d'un Q-match.

L'impédance requise pour le segment de ligne de 1/4 d'onde de longueur ($\lambda/4$) est donnée par la formule :

$$Z_{Q-match} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Dans le problème posé, l'antenne a une impédance de 300 Ω et la ligne d'alimentation une impédance de 75 Ω . La ligne permettant l'adaptation (transformateur 1/4 d'onde ou Q-match) aura une longueur électrique (voir réponses 7.31 ci-dessous) de 1/4 d'onde et une impédance caractéristique de :

$$Z_{Q-match} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} = \sqrt{300 \cdot 75} = 150 \Omega$$

- 7.31** A cause de la vitesse de propagation inférieure à la vitesse de la lumière dans un câble, la longueur physique d'une section de câble est plus courte que sa longueur électrique. Il convient d'utiliser un facteur multiplicatif de raccourcissement (0,66 à 0,9 – voir réponse 7.27 ci-dessus).

Si l'on examine la répartition du courant et de la tension le long d'un segment de ligne de 1/4 d'onde ouvert et fermé, on peut en tirer des conclusions intéressantes :

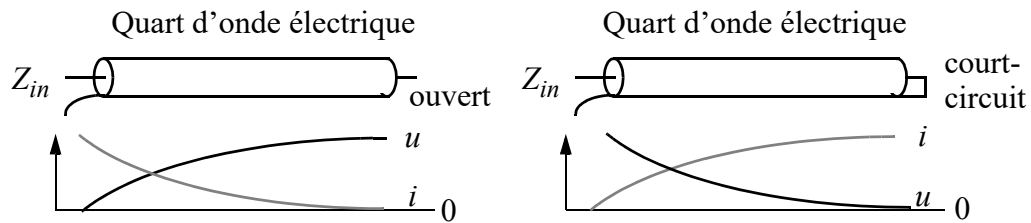


Figure 7.31 Répartition du courant et de la tension dans un segment de ligne coaxiale d'une longueur de 1/4 d'onde.

Premièrement, sur la **Figure 7.31** – gauche, le 1/4 d'onde est ouvert en bout, ce qui implique qu'à cet endroit il ne peut y avoir de courant (trait gris à zéro) et que la tension est à un maximum (trait foncé).

À la fréquence considérée (et sur ses multiples impairs) cette situation est propagée et inversée vers l'entrée du câble de telle sorte que le courant est maximum et la tension est nulle. À cette fréquence (et pour ses harmoniques impaires) Z_{in} vaudra ainsi zéro : on aura réalisé un court-circuit sélectif en fréquence.

Sur la figure de droite, le 1/4 d'onde est fermé en bout ce qui implique qu'à cet endroit il ne peut y avoir de tension (trait noir à zéro) et que le courant est à un maximum (trait gris).

À la fréquence considérée (et sur ses multiples impairs) cette situation est propagée et inversée vers l'entrée du câble de telle sorte que le courant est zéro et que la tension est maximale. À cette fréquence (et pour ses harmoniques impaires) Z_{in} sera ainsi infinie (caractéristique d'un isolant) : on aura réalisé un isolant sélectif en fréquence.

Le cas de la figure de gauche est similaire à un circuit résonant série (l'impédance est minimale à une fréquence) alors que le cas de la figure de droite est assimilable à un circuit résonant parallèle (impédance maximale à la fréquence de résonance).

Quant au problème posé, il est maintenant évident qu'une section de 1/4 d'onde ouverte est requise (impédance zéro à la fréquence en jeu) et sa longueur est de :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300 \cdot 10^6}{145 \cdot 10^6} = \frac{300}{145} = 2,069 \text{ m} \quad \text{et} \quad \lambda/4 = 2,069/4 = 0,517 \text{ m}$$

En tenant compte du facteur de vélocité $VF = 0,8$:

$$\text{Longueur} = 0,517 \cdot 0,8 = 0,4138 \text{ m} \approx 41,4 \text{ cm}.$$

7.32 * *Matchbox*, de l'anglais « boîte d'adaptation », en français boîte d'accord ou coupleur d'antenne. Ces appareils contiennent généralement un ou plusieurs condensateurs variables et une ou plusieurs selfs fixes ou ajustables. Leur fonction est d'adapter l'impédance présentée par l'antenne à celle requise par l'émetteur.

7.33 Un *balun* est un transformateur HF. Les deux enroulements sont bobinés sur un même noyau ou conjointement s'il s'agit d'un bobinage sur air.

Le mot *balun* est construit à partir des mots *BALanced/UNbalanced* pour symétrique/asymétrique.

Suivant le sens de son branchement, un *balun* permet donc de passer d'une ligne asymétrique à une ligne symétrique ou vice-versa.

Note : le rapport de transformation dépend du nombre de spires, et peut, dans la pratique, varier de 1:1 à 16:1 suivant la construction du *balun*.

7.34 Selon la formule applicable aux transformateurs :

$$\frac{U_P}{U_S} = \frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}}$$

Le rapport de transformation est donc de :

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{8}{4} = 2 : 1 \quad \text{et donc} \quad \frac{2}{1} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \frac{\sqrt{Z_P}}{\sqrt{Z_S}}$$

Ce qui correspond à une transformation d'impédance de 4:1. L'impédance primaire est ainsi de 300 Ω et l'impédance secondaire de 75 Ω .

L'émetteur voit 300 Ω quand l'antenne présente 75 Ω d'impédance.

7.35 L'impédance coté antenne est de 240 Ω et l'impédance coté ligne est de 50 Ω . La réponse étant donnée au format 2,19:1, dénote que l'on considère le coté antenne comme le primaire. Dans le cas contraire, la réponse serait de 1:2,19. Ceci n'a pas grande importance, la valeur de 2,19 étant la seule à considérer. Voyons le calcul, selon la formule applicable aux transformateurs :

$$\text{rapport de transformation} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \sqrt{\frac{240}{50}} = 2,19 \quad \text{donc } 2,19:1$$

7.36 Ce problème est identique au précédent :

$$\text{rapport de transformation} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \sqrt{\frac{470}{50}} = 3,07 \quad \text{donc } 3,07:1$$

7.37 Il s'agit ici d'un problème similaire au deux précédents, vraisemblablement la connexion d'un antenne vers un préamplificateur de réception. Partons de la formule applicable aux transformateurs que nous allons transformer pour obtenir Z_S .

$$\text{rapport de transformation} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} \quad \text{rapport de transformation}^2 = \frac{Z_P}{Z_S}$$

$$\text{et finalement} \quad Z_S = \frac{Z_P}{\text{rapport de transformation}^2}$$

Ce qui donne : $240/16 = 15 \Omega$.

7.38 * Il s'agit du même problème que le 7.35 et le 7.36 :

$$\text{rapport de transformation} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} = \sqrt{\frac{600}{50}} = 3,46 \text{ donc } 3,46:1$$

7.39 Examinons chacun des systèmes proposés.

Deltamatch : De par sa configuration symétrique (en forme de triangle isocèle) cet adaptateur est complètement symétrique. Il n'est pas adéquat pour adapter un câble coaxial (asymétrique) à une antenne symétrique. C'est la réponse demandée.

Gammamatch : Cet arrangement qui a une forme de lettre L inversée (gamma majuscule - Γ) est idéal pour adapter une ligne coaxiale à une antenne symétrique. Ce n'est pas la bonne réponse.

Balun : Par définition un tel *balun* permet de connecter une ligne asymétrique à une antenne symétrique. Ce n'est pas la bonne réponse.

Ligne de déviation demi-onde : ce texte n'est pas clair. La réponse proposée dans une version précédente du document de l'OFCOM était libellée correctement : « *Balun* coaxial demi-onde ». De nouveau, la définition du *balun* est d'adapter un circuit asymétrique à un autre circuit symétrique. Comme pour le précédent, ce n'est pas la bonne réponse. .

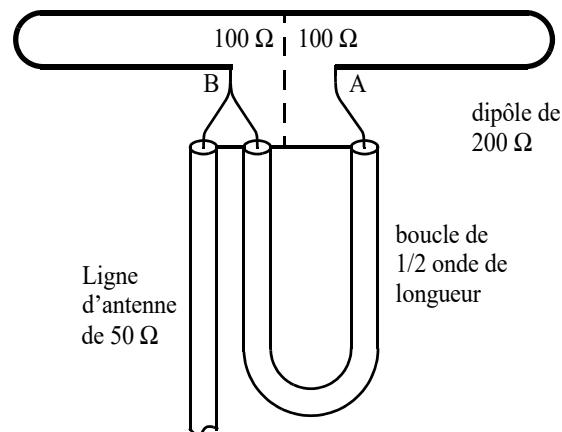


Figure 7.39 *Balun* coaxial demi-onde

7.40 Voir réponse 7.13 page 96.

8. Propagation des ondes

- 8.1 * *Short-skip* (saut à courte distance) est un autre nom pour le sporadique E (E_s). En HF, particulièrement sur 10 m, propagation par réflexion simple (quelquefois multiple) sur la couche E_s (E-sporadique, couche E se situant à 100 – 115 km d'altitude).

Le terme *short skip* est utilisé en particulier lorsque que le signal est reçu dans la zone de silence (voir réponse 8.2 ci-dessous) grâce à l' E_s .

- 8.2 * L'onde de sol se propage en ligne droite (excepté pour les ondes longues où elle suit la courbure de la terre). Elle s'atténue rapidement pour les fréquences élevées.

L'onde réfléchie permet des liaisons à grande distance par réflexion sur les couches de l'ionosphère.

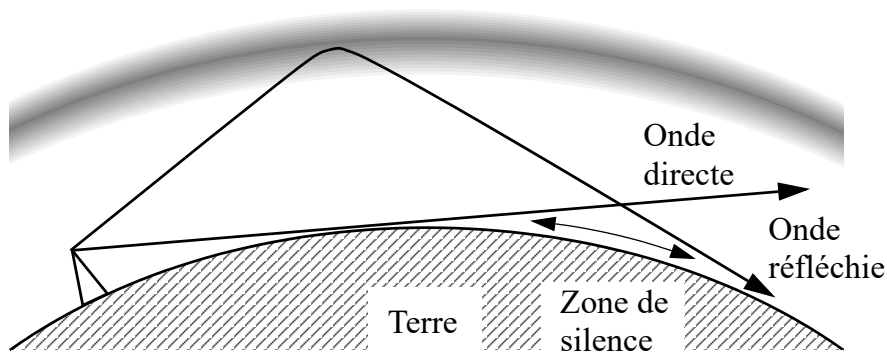


Figure 8.2 Onde directe (aussi appelée onde de sol) et onde réfléchie.

- 8.3 * Voir réponse et figure ci-dessus en ce qui concerne la propagation par réflexion ionosphérique.
- 8.4 * Le terme « effet Mögel-Dellinger » a été introduit dans la langue (suisse) française par les PTT suisses dans les années 60 ou 70, puis maintenu par les Télécoms (suisses), puis maintenant dans toutes les éditions de leur *Exemples de problèmes d'examen* par l'OFCOM. En effet, je n'ai trouvé aucun ouvrage en français¹ pour appeler ceci l'effet Mögel-Dellinger.

L'appellation « effet Mögel-Dellinger » est la plus courante dans la littérature en langue allemande. On la retrouve dans la littérature de langue anglaise, mais souvent on lui préfère *Sudden Ionospheric Disturbance – SID* ou *Short Wave Fadeout – SWF*. Quelques auteurs parlent d'effet Dellinger seulement, mais en français, bien que ce phénomène soit souvent décrit, il semble ne pas avoir d'appellation spécifique.

L'effet Mögel-Dellinger est dû à une augmentation soudaine et limitée dans le temps de l'ionisation de la couche D. Cette dernière absorbe les ondes avant qu'elles ne

1. À part « Le radioamateur - Manuel de référence » édité par moi-même, où ce terme a été introduit spécifiquement pour préparer les candidats à l'examen suisse de radioamateur.

puissent atteindre les couches à même de les réfléchir (F) provoquant de ce fait une interruption momentanée de toute propagation HF par réflexions.

8.5 * Les aurores boréales sont dues à l'attraction que le champ magnétique terrestre exerce sur les particules émises par le soleil (électrons et protons). Elles se manifestent par des lueurs nocturnes vers les pôles de la terre, dues à l'intense ionisation des couches supérieures de l'ionosphère. Cette ionisation agit comme un rideau réfléchissant pour les ondes entre approximativement 20 MHz et les UHF. Les signaux réfléchis de cette manière ont une sonorité particulière, rauque et souvent très distordue, à cause des fluctuations rapides et incessantes de l'aurore boréale.

8.6 * En VHF et UHF, les ondes se propagent en ligne droite et sont réfléchies par tous les obstacles naturels (montagnes) et non naturels (bâtiments).

Ces ondes traversent normalement les couches de l'ionosphère, d'où leur utilisation pour les satellites et l'EME¹.

A moyenne distance (500 à 700 km) les VHF et UHF peuvent se propager par diffraction troposphérique. Les ondes sont diffractées (réfléchies) par la troposphère (couche de l'atmosphère inférieure à 10 km d'altitude) ; ceci est appelé « tropo ».

Finalement, ces ondes peuvent être prises en charge sur une distance considérable (1500 à 3000 km) comme « conduite » par la troposphère (*ducting*). Ce dernier phénomène dépend fortement des conditions météorologiques.

Bien que la question proposée soit plutôt mal libellée, la seule réponse possible est a).

8.7 * Le soleil passe par des cycles d'activité de 11 ans (approximativement). Lors des pointes de son activité, marquées par un grand nombre de taches solaires, la propagation est considérablement « améliorée ».

L'activité accrue du soleil a pour conséquence une ionisation plus importante de l'ionosphère, qui permet de meilleures réflexions ainsi qu'une absorption moindre. Il en découle que des liaisons sur des fréquences plus élevées sont possibles et avec moins de puissance.

Lors des périodes de faible activité solaire, il est difficile (voire impossible) d'utiliser les fréquences les plus élevée (de la HF) pour des liaisons à grande distance. et seules les bandes basses du spectre HF sont utilisables.

8.8 * Les conditions de propagation changent en fonction de l'activité solaire (qui agit sur les conditions de l'ionosphère) de la bande et de la direction de la liaison.

MUF : *Maximum Usable Frequency* – Fréquence Maximale Utilisable. Au-delà d'une certaine fréquence, les ondes ne sont plus réfléchies par l'ionosphère et ne sont donc utilisables qu'en onde directe. Cette fréquence limite variable est appelée MUF. Certaines revues destinées aux radioamateurs publient des tables de MUF en fonction de l'heure, du mois et de la direction désirée de transmission.

1. *Earth-Moon-Earth* (Liaisons par réflexions sur la lune).

- 8.9 *** Les conditions de propagation changent en fonction de l'activité solaire (qui agit sur les conditions de l'ionosphère) de la bande et de la direction de la liaison.

LUF : *Lowest Usable Frequency* – Fréquence la plus Basse Utilisable. Cette limite est due à l'absorption des ondes par la couche D. Pour des conditions données, cette absorption est fixe et la LUF dépend donc de la puissance mise en jeu. On peut donc relever la LUF en utilisant plus de puissance.

- 8.10 *** La *Figure 8.10* ci-dessous montre les différentes couches de l'ionosphère ainsi que leur hauteur approximative. Les couches F1 et F2 se combinent la nuit en une seule couche F.

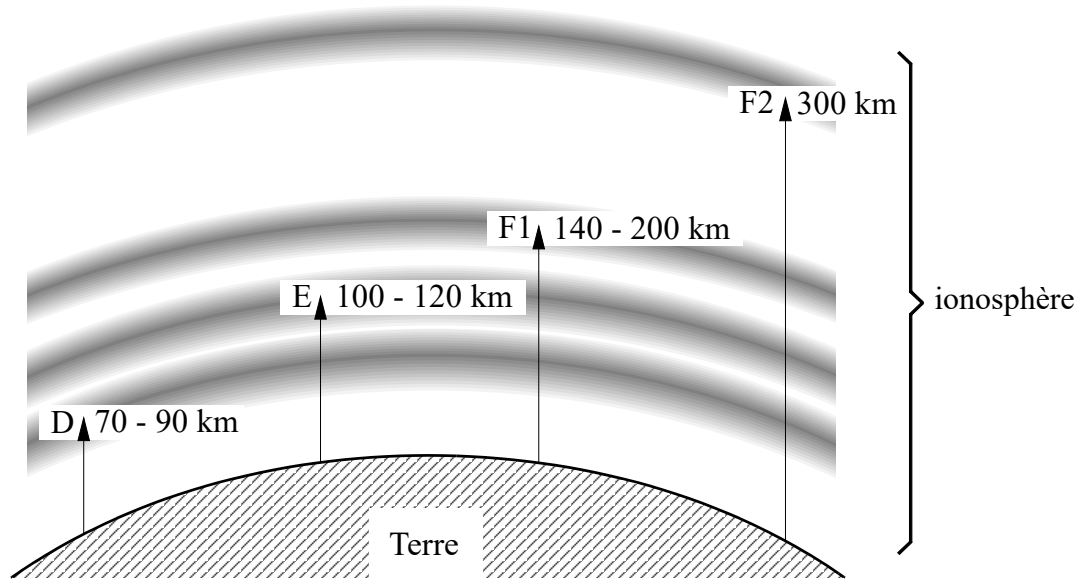


Figure 8.10 Représentation et dénomination des différentes couches de l'ionosphère.

La couche D a pour effet d'absorber les ondes qui la traverse et ne participe ainsi pas à la propagation. Elle est responsable pour la LUF car son taux d'absorption varie en fonction de l'heure d'où une moindre absorption le soir et la nuit.

La couche E participe à la propagation principalement le jour car elle disparaît quasiment de nuit. Elle dépend du rayonnement solaire pour son existence.

Les couches F sont les couches importantes pour la propagation HF à longue distance. La couche F1 est peu importante et disparaît même de nuit. La propagation est essentiellement supportée par la couche F2.

- 8.11 *** La propagation par réflexions ionosphériques est exploitable dans les bandes HF, c'est-à-dire pour les radioamateurs la bande des 1,8 MHz et le décimétrique (3 à 30 MHz).

- 8.12 *** Il s'agit ici de fréquences de la gamme HF (OC), utilisant la propagation par réflexions. L'angle de départ dépend du type d'antenne et de sa hauteur au dessus du sol.

L'onde directe (onde de sol) ne peut pas porter à des distances de l'ordre de 500 à

1000 km, il faut donc utiliser la propagation par réflexion ionosphérique. Dans ce cas l'angle d'émission a son importance et doit être assez bas sur l'horizon. Le chemin A de la *Figure 8.12* est court, pour un angle α relativement grand $> 30^\circ$, alors que pour un angle plus faible β la portée est plus grande (chemin B).

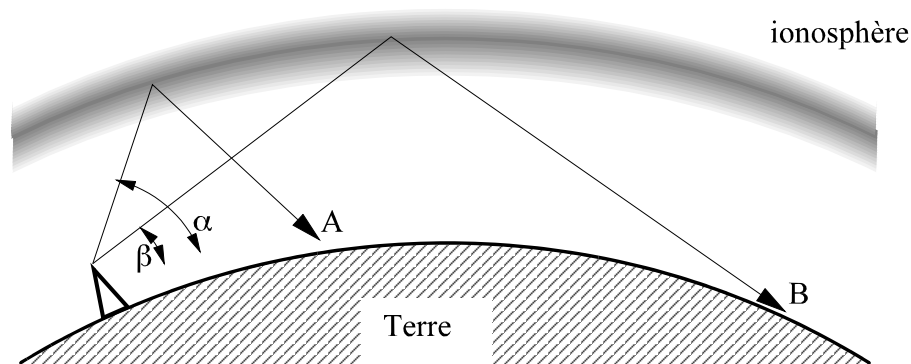


Figure 8.12 Pour un angle de départ des ondes plus faible, on aura des chances de faire des liaisons à plus grande distance.

Note : les radioamateurs n'ont que dans de très rares cas la possibilité d'avoir des antennes permettant d'ajuster l'angle de départ. Cependant pour une antenne multibande donnée, l'angle varie en fonction de la bande puisque la hauteur¹ de l'antenne varie en fonction de la fréquence.

8.13 * Voir réponse ci-dessus. Voir aussi la note ci-dessus.

8.14 * Deux signaux en provenance du même émetteur arrivant à l'antenne de réception par des chemins différents peuvent s'additionner en phase et ainsi se renforcer ou s'annuler s'ils sont d'amplitudes égales. Bien entendu toutes les situations intermédiaires sont possibles et il peut aussi y avoir plus de 2 signaux en provenance du même émetteur.

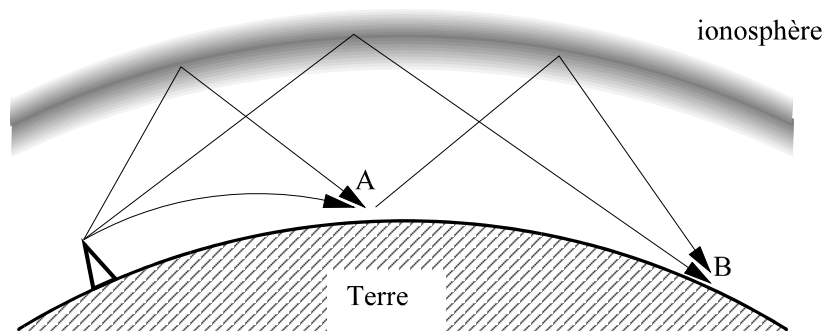


Figure 8.14 Les signaux de l'émetteur peuvent parvenir à un récepteur par plusieurs chemins simultanément.

Les deux chemins peuvent être soit l'onde de sol et l'onde réfléchie (point A *Figure 8.14*) soit deux ondes réfléchies sur des trajets différents (point B où l'onde ayant atteint le point A et réfléchi à nouveau vers le point B).

La bonne réponse est a) en terminant la phrase par « s'additionnent ».

1. En termes de longueur d'onde.

- 8.15 *** Voir réponses **8.8** et **8.9** page 107. Contrairement à la LUF (qui, causée par l'absorption par la couche D dépend de la puissance), la MUF, elle, ne dépend pas de la puissance. La MUF est causée par l'incapacité de la couche F à réfléchir les ondes au-delà d'une certaine fréquence. Cette limite est donc purement fréquentielle et indépendante de la puissance. Seule c) est la bonne réponse.
- 8.16 *** Voir réponse **8.7** page 106.
- 8.17 *** Voir réponses **8.8** et **8.9** page 107. La LUF qui est causée par l'absorption par la couche D dépend de la puissance, contrairement à la MUF, qui elle, ne dépend pas de la puissance. En effet une puissance plus élevée (ou un gain plus important de l'antenne) permettra de combattre les pertes due à l'absorption par la couche D.
- Note :** la LUF est quelquefois appelée **fréquence d'absorption** par les amateurs.
- 8.18 *** La réflexion des ondes par *scatter* est due à l'ionisation de l'air causée par la chute des météores dans les hautes couches de l'atmosphère. On peut donc dire que les météorites permettent des liaisons par *scatter* quand ils ionisent les hautes couches de l'atmosphère en y entrant. Dans le vide, dans la mesure où ce serait un « élément », il n'y a rien à ioniser et le *scatter* n'est pas possible. En ce qui concerne les nuages, la vapeur d'eau en général, y compris la pluie, ils peuvent causer du *scatter*, en SHF et au dessus, cependant le principal effet est l'atténuation qu'ils font subir aux signaux.
- 8.19 *** La troposphère est la partie inférieure de notre atmosphère, de 8 à 15 km suivant la latitude, c'est celle qui est affectée par les phénomènes météo. C'est un milieu dense, en comparaison avec les autres couches, mais faisant preuve de grandes variations de densité (concentration d'air). Ces différences de densité permettent des liaisons à grande distance en VHF et UHF par « dispersion » des ondes sur ces discontinuités. On parle alors de *tropospheric scatter* ou *troposcatter* ou encore plus simplement de *tropo*. Un autre mécanisme est la courbure des ondes dans ces couches par réfraction (*tropo bending*) ou la prise en charge de l'onde comme dans un conduit (*tropo ducting*). Dans ce dernier cas, des liaisons à grande distance sont possibles, avec des puissances réduites, l'onde ne subissant que peu d'atténuation. Ces variations de densité sont dues à des différences de température des couches d'air, en particulier des **inversions** de températures et des différences d'humidité.
- 8.20** Le *meteor scatter* est possible sur 50 MHz et 144 MHz. Il est encore éventuellement possible sur 432 MHz, en cas de forte ionisation, mais plus possible plus haut en fréquence.
- 8.21 *** Seule la réponse a) est plausible. En effet la distance est ici courte (28 km), une liaison en onde directe est donc possible. De nuit, et par conséquent le matin avant que les effets ionisants du soleil ne se manifestent suffisamment, la couche D est inexistante, et des liaisons par réflexions sont donc possibles. L'apparition de la couche D, avec la levée du soleil, n'est pas homogène et stationnaire, et l'onde réfléchie subit des variations d'intensité. L'interaction de l'onde de sol et de l'onde réfléchie sujette à ces variations, peut donner naissance au phénomène décrit ici.
- 8.22 *** L'effet pelliculaire est la disposition des électrons à ne se déplacer que près de la surface d'un conducteur. On peut calculer que la profondeur moyenne utilisée par le cou-

rant sous la surface externe d'un conducteur est de $67 \mu\text{m}$ à 1 MHz et de $7 \mu\text{m}$ à 1 GHz. Ceci a pour effet pratique que la résistance apparente d'un conducteur augmente avec la fréquence puisque seule une partie restreinte du conducteur participe à la conduction. L'effet pelliculaire est appelé en anglais *skin effect* signifiant « effet de peau », expression que l'on entend quelquefois en français.

La bonne réponse est donc b). Cependant, la réponse d) est une conséquence de l'effet pelliculaire. En effet si la section effective du conducteur diminue en HF, sa résistance augmente en HF.

Note : cette question est sans rapport avec la propagation des ondes.

9. Technique de mesure

- 9.1 * La puissance de la porteuse (non modulée) est de 100 W. Un wattmètre PEP doit aussi indiquer 100 W dans les mêmes conditions.

L'émetteur étant maintenant modulé à 100%, le cycle de plus grande amplitude a une amplitude double du signal non modulé.

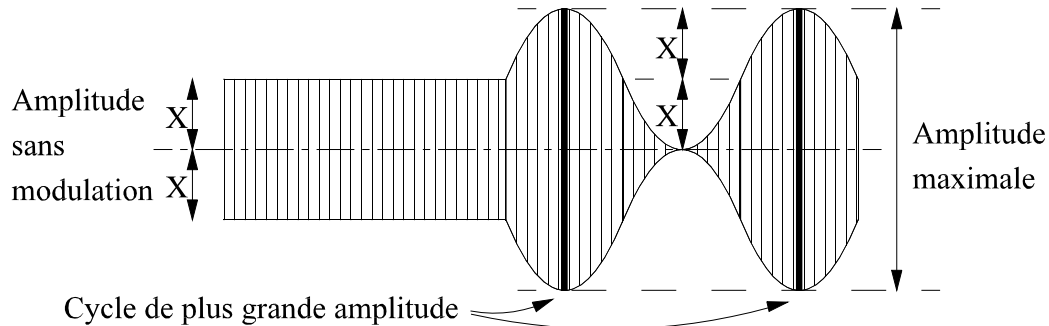


Figure 9.1 Signal non modulé puis modulé à 100% en AM.

En effet l'amplitude requise du signal BF pour moduler à 100% est égale à l'amplitude du signal HF, ici $2 \cdot X$.

À une amplitude (tension) double correspond une puissance quadruple puisque :

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Le wattmètre PEP mesurant le cycle de plus grande amplitude indiquera donc 400 W.

On peut aussi utiliser la formule adéquate pour le calcul de la puissance de crête d'un signal modulé en AM. On commence par l'amplitude du signal non modulé, puis on calcule l'amplitude du cycle de pointe ($U_{\text{eff cycle pointe}}$) et enfin P_{PEP} :

$$U = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{100 \cdot 50} = 70.71 \text{ V}$$

$$U_{\text{eff cycle pointe}} = 70.71 \cdot 2 = 141.42 \text{ V}$$

$$P_{PEP} = \frac{U_{\text{eff cycle pointe}}^2}{R} = \frac{141.42^2}{50} = 400 \text{ W}$$

Note : ici, on s'est donné une impédance de sortie pour l'émetteur de 50 Ω . Ce calcul aurait tout aussi bien pu se faire avec une autre impédance, par exemple 10 Ω ou 1 Ω .

- 9.2 Un galvanomètre de 2 mA à pleine échelle et de 50 Ω de résistance interne doit être utilisé pour mesurer un courant de 15 mA. Il faut donc lui adjoindre une résistance en

parallèle pour dévier le surplus de courant. Une telle résistance (montée en parallèle) est appelée un *shunt*.

La tension aux bornes de l'instrument est :

$$U = I \cdot R = 0,002 \cdot 50 = 0,1 \text{ V}$$

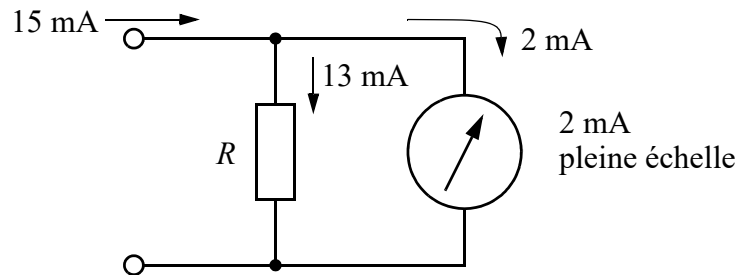


Figure 9.2 Montage d'un shunt en parallèle sur un galvanomètre pour la mesure de courants importants.

La tension aux bornes de la résistance est la même que la tension aux bornes du galvanomètre, la valeur de la résistance est donc :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{0,1}{0,013} = 7,692 \text{ } \Omega \approx 7,7 \text{ } \Omega$$

- 9.3 * Un ampèremètre sert à mesurer le courant. Le courant circule dans un circuit et pour pouvoir le mesurer il faut interrompre le circuit. L'ampèremètre se branche donc **en série dans** le circuit.

Il faut cependant que l'insertion de l'ampèremètre dans le circuit influe le moins possible sur ce circuit. L'ampèremètre ayant une résistance interne, va provoquer une chute de tension. Il faut que cette chute de tension soit aussi faible que possible ; en d'autres termes il faut que la résistance interne de l'instrument soit faible.

La bonne réponse est donc a).

- 9.4 Les 3 illustrations de gauche représentent la forme du signal dans le temps. Il s'agit d'un signal BLU à 2 tons (voir réponse 2.61 page 17).

Les 3 illustrations de droite sont une représentation dans le domaine spectral, chaque pointe (raie) correspond à une fréquence distincte. Un tel signal est affiché par un instrument appelé **analyseur de spectre**.

a) La forme du signal est convenable (sans distorsion) dans le domaine temporel et ceci permet déjà de déterminer que c'est la bonne réponse. Dans le domaine fréquentiel on distingue les deux fréquences correspondant aux deux tons de modulation. Les 2 petites pointes de part et d'autre des 2 raies principales sont des produits d'intermodulation (indésirables mais rien n'est parfait) d'une amplitude faible et par conséquent négligeables¹.

b) Le signal est clairement modulé à plus de 100% et présente une distorsion importante. Dans le domaine spectral on retrouve les 2 raies principales mais 4 autres fré-

quences sont créés par le processus de surmodulation avec des amplitudes non négligeables. On peut aussi remarquer que le spectre s'est élargi d'où interférences aux canaux adjacents, diminution de la puissance utile (puisque une partie de la puissance disponible sert à émettre des signaux inutiles) et distorsion du signal pouvant rendre la compréhension difficile à la réception (voir réponse 6.21 page 90).

c) Le signal est visiblement « clippé » (tronqué) et présente ainsi une distorsion importante. Dans le domaine spectral on retrouve les 2 raies principales mais plusieurs autres fréquences sont créés par le processus de surmodulation avec des amplitudes non négligeables.

9.5 Voir *Figure 9.5* pour une représentation plus « réaliste » d'un signal FM.

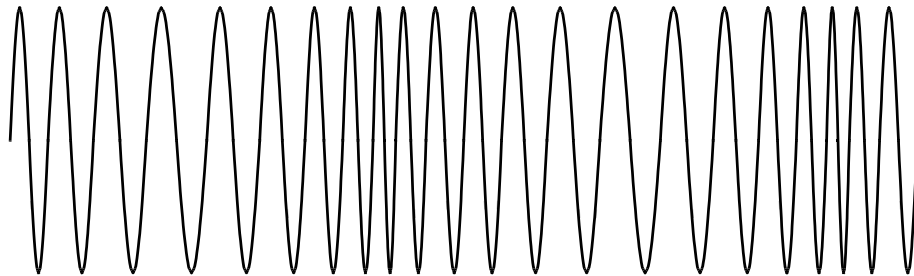


Figure 9.5 Représentation d'un signal FM.

9.6 Voir réponses 2.59 page 16 et 9.1 page 111. Un oscilloscope est un instrument permettant d'afficher la forme d'un signal en fonction du temps (domaine temporel).

Pour un taux de modulation AM de 100%, les creux de modulation passent juste par zéro.

9.7 * Un voltmètre est à connecter aux deux points d'un circuit entre lesquels on désire mesurer la tension. Souvent l'un de ces points, la référence, est la masse. Le voltmètre se branche donc en parallèle sur le ou les éléments aux bornes desquels on mesure la tension.

Il ne faut pas que le branchement du voltmètre dans le circuit influe sur ce dernier. Il faut pour cela que la résistance interne du voltmètre soit très élevée par rapport aux impédances (résistances) des points mesurés. En pratique il suffit que la résistance interne du voltmètre soit aussi élevée que possible et que de ce fait le courant qui traverse le voltmètre (« volé » au circuit mesuré) soit aussi faible que possible.

9.8 Nous savons qu'un ampèremètre se branche en série dans un circuit et qu'il a une résistance interne aussi faible que possible (9.3 page 112). Nous savons d'autre part qu'un voltmètre se branche en parallèle dans un circuit et qu'il doit avoir une résistance aussi élevée que possible (9.7 page 113), ceci afin que ces instruments affectent le moins possible le circuit mesuré. Examinons les réponses proposées.

1. Normalement un analyseur de spectre fournit un affichage en dB, avec 10 dB par division. Les raies secondaires sont ici 50 dB en dessous des autres, et en fait 56 dB en dessous du signal maximal. 56 dB correspondent à une puissance 400'000 fois plus faible.

a) L'ampèremètre court-circuite la source et le reste du circuit. De plus, le voltmètre, en raison de sa résistance interne élevée, modifie sérieusement le circuit. Ce n'est pas la bonne réponse.

b) L'ampèremètre court-circuite la résistance. De plus, le voltmètre, en raison de sa résistance interne élevée, modifie sérieusement le circuit. Ce n'est pas la bonne réponse.

c) L'ampèremètre mesure le courant qui entre dans la résistance, il est monté en série dans le circuit, ce qui est correct. Le voltmètre est monté en parallèle sur la résistance qui est l'élément aux bornes duquel on désire mesurer la tension. C'est la bonne réponse.

d) L'ampèremètre court-circuite la source et le reste du circuit. De plus, le voltmètre, étant court-circuité par l'ampèremètre ne mesure rien. Ce n'est pas la bonne réponse.

9.9 Parmi les 4 montages proposés, seul b) est adéquat, en effet pour calculer le *ROS*, il faut mesurer la puissance directe et la puissance réfléchie dans une ligne. Pour ce faire, il faut au moins une entrée et une sortie sur l'appareil afin de l'insérer dans la ligne.

a) Une pile, une résistance variable et un galvanomètre ne peuvent en aucun cas constituer un appareil à même de déterminer le *ROS*, la puissance directe ou réfléchie dans une ligne.

b) Nous avons là le schéma complet d'un appareil permettant de mesurer la puissance directe (de l'émetteur vers l'antenne) et la puissance réfléchie (de l'antenne vers l'émetteur).

Par couplage inductif et capacitif, les deux petites lignes couplées à la ligne principale prélèvent une petite partie de l'onde directe et de l'onde réfléchie. En terminant (par une résistance) l'une ou l'autre extrémité de la ligne, on obtient sur son autre extrémité dans un cas une tension proportionnelle à l'onde directe et dans l'autre cas à l'onde réfléchie.

On redresse alors cette tension de haute fréquence pour l'appliquer à un galvanomètre. L'un dévie alors proportionnellement à l'onde directe et l'autre à l'onde réfléchie. On peut ainsi calculer le *ROS* selon les formules présentées à la réponse 7.28 page 100, mais normalement, ces appareils sont gradués de manière à pouvoir y lire directement le *ROS*.

c) Un circuit accordé sur une seule fréquence, suivi d'une diode et d'un galvanomètre pourrait servir à mesurer la puissance rayonnée sur une seule fréquence, si le condensateur variable était un condensateur fixe. Un condensateur variable à cette endroit est hautement fantaisiste et ce point à lui seul permet d'écarter cette réponse.

d) Deux diodes montées tête-bêche sur un galvanomètre permettent tout au plus de protéger ce dernier en évitant que la tension sur le galvanomètre dépasse 0,7 V mais rien de plus. Ce ne peut être la bonne réponse.

10. Perturbations et protection contre les brouillages

- 10.1 *** Vraisemblablement ce que le voisin entend n'est que le pâle reflet de votre émission, puisque son récepteur n'est pas équipé d'un démodulateur adéquat pour la SSB.

Il est probable que le signal entre par les lignes de haut-parleur, mais il se pourrait aussi qu'il entre par la ligne secteur ou l'antenne.

Dans tous les cas, le signal est plus ou moins démodulé dans le récepteur, probablement dans la partie BF.

Note : on peut souvent incriminer dans les cas de BCI¹ une conception bon marché (et même quelquefois hors normes) de l'installation du voisin, mais comme ne manquera pas de vous faire remarquer votre sympathique voisin, avant que vous n'émettiez il n'avait pas de problèmes.

- 10.2 *** La troisième harmonique d'un émetteur sur 145,525 MHz se trouve sur :

$$145,535 \cdot 3 = 436,575 \text{ MHz}$$

ce qui correspond à la fréquence de réception. Une telle perturbation à courte distance est inévitable puisque il est virtuellement impossible d'éliminer totalement les harmoniques d'un signal puissant.

Note : la valeur de la moyenne fréquence n'a pas d'utilité dans cette question. Elle aurait pu en avoir si l'émetteur causant le brouillage était sur 3,5667 MHz. Dans ce cas la troisième harmonique de cet émetteur pourrait « rentrer » directement dans la moyenne fréquence (difficile mais possible) et être entendue sur le récepteur à n'importe quelle fréquence puisque le signal perturbateur entre directement dans la moyenne fréquence.

- 10.3 *** Comme indiqué aux réponses **6.21** page 90 et **9.4** page 112, la surmodulation cause un élargissement inutile du spectre de l'émission. Ceci est aisément perceptible par un correspondant « écoutant » de part et d'autre de votre émission. Les termes de *splatter* (éclaboussement) ou de « moustaches » sont utilisés pour décrire ce phénomène. Si cela arrive, il est nécessaire d'y remédier : il faut diminuer le taux de modulation (réduire le niveau ou le gain BF).

Note : voir aussi la réponse **6.7** page 85.

- 10.4 *** ~~La télévision par câble nécessitant plus de canaux (de télévision) que ceux normalement disponibles, elle fait usage des fréquences de 104 MHz à 174 MHz pour les canaux dénommés S1 à S10, puis des fréquences de 230 MHz à 471 MHz pour les canaux S11 et au dessus (S37 jusqu'à 438 MHz).~~

1. BCI : *BroadCast Interference*, terme utilisé pour dénommer des interférences aux programmes de radio et télévision.

~~Le signaux de télévision par câble étant confinés dans des câbles, il n'y a pas normalement de rayonnement sur ces fréquences mais comme rien n'est parfait, il arrive que de faibles signaux soient émis (fuites).~~

~~Le canal S6 ayant sa fréquence porteuse vidéo sur 140,250 MHz et la fréquence porteuse son sur 145,750 MHz (son FM large bande) il peut arriver que des fuites sur ce canal perturbent les stations d'amateur.~~

~~**Note :** normalement les câblodistributeurs évitent ce canal car il y a risque de perturbation à une station d'amateur, mais c'est surtout parce que la réciproque est vraie et qu'une émission puissante sur cette fréquence peut perturber par le même chemin les récepteurs de télévision sur le câble à cette fréquence.~~

Note : Cette question est marquée comme obsolète dans la version allemande.

10.5 * On nous demande quelle perturbation observée sur un récepteur de radio (ou peut-être de TV) ne peut pas être causée par un émetteur de radioamateur.

a) « Une puissance d'émetteur trop élevée » Ce texte ne décrit pas une perturbation. On pourrait donc penser que ce n'est pas une bonne réponse, mais c'est surtout n'importe quoi.

b) « Un rayonnement radioélectrique dans le réseau électrique ». Du charabia qui peut s'apparenter à une perturbation (encore que). Ce ne serait donc pas la bonne réponse.

c) « Une trop faible sensibilité du système de réception. » Une expression équivoque qui veut probablement dire que le récepteur perd de sa sensibilité. Il est parfaitement possible qu'un récepteur perde de la sensibilité en présence d'un signal hors bande de forte amplitude (soit en activant de ce fait l'AGC qui ne devrait être activé que par le signal reçu, soit en modifiant le point de fonctionnement de l'étage d'entrée). Ce n'est donc pas la bonne réponse, mais c'est celle que l'OFCOM considère comme juste. Si maintenant on considère que le récepteur a, et a toujours eu, une « trop faible » sensibilité, ce n'est toujours pas une perturbation, mais un état de fait ou une attente exagérée. Ce ne serait toujours pas la bonne réponse.

d) « La ligne d'alimentation de l'émetteur rayonne ». De nouveau, ceci n'est pas une perturbation, mais peut être la cause de perturbations. Ce n'est vraisemblablement pas la bonne réponse.

10.6 * ~~Les canaux de télévision se trouvant à la fois en dessous et au dessus des bandes des 2 m (144-146 MHz) et des 70 cm (430-440 MHz) ils n'ont que peu (voire aucune) réjection à ces fréquences et sont donc très susceptibles de surcharges par ces signaux.~~

~~Les antennes de télévision sont souvent précédées par des amplificateurs de ligne à large bande (bandes I-II-III-IV-V, soit 47 MHz à 862 MHz, voir **Table 9.7** ci-dessous) qui sont très sensibles aux signaux puissants. Ces amplificateurs sont une solution bon marché en remplacement de solutions techniquement plus satisfaisantes mais plus onéreuses et sont très facilement saturés.~~

~~Ceci étant établi, voyons quelle réponse est la bonne :~~

a) Cette réponse correspond en tous points à la description ci-dessus. C'est la bonne réponse et élimine ainsi les autres réponses proposés.

Note : Cette question est marquée comme obsolète dans la version allemande.

10.7 * Il s'agit vraisemblablement d'un amplificateur de ligne à large bande (bandes I-II-III-IV-V, soit 47 MHz à 862 MHz, voir *Table 10.7* ci-dessous). Ces amplificateurs n'offrent souvent aucune réjection en dessous de 47 MHz et sont donc très sensibles aux signaux puissants même hors bande qui peuvent les saturer. Ces amplificateurs sont une solution bon marché en remplacement de solutions techniquement plus satisfaisantes.

Les fréquences autorisées aux amateurs en HF se situent entre 1,8 MHz et 29,7 MHz et se trouvent ainsi hors des fréquences pour télévision. Des signaux (puissants) sur ces fréquences peuvent entrer dans l'amplificateur et le saturer. Il faut dans ce cas fournir à l'amplificateur la réjection hors bande dont il a besoin sous forme d'un filtre passe-haut à son entrée.

Table 10.7 Répartition du spectre VHF-UHF

Bande	Fréquences	Usage
I	47 MHz - 68 MHz	Télévision - Canaux 2, 3 et 4
II	88 MHz - 108 MHz	Radiodiffusion FM
	108 MHz - 174 MHz	Divers services publics dont la bande radioamateur des 2 m
III	174 MHz - 230 MHz	Télévision - Canaux 5 à 12
	230 MHz - 470 MHz	Divers services publics dont la bande radioamateur des 70 cm
IV-V	470 MHz - 862 MHz	Télévision - Canaux 21 à 69

Note : (2023) plus d'émissions en bande I depuis longtemps, plus d'émissions en bande II à fin 2024 (en Suisse).

Note : Cette question est marquée comme obsolète dans la version allemande.

10.8 * Il faut éviter que les signaux HF indésirables n'atteignent les circuits du récepteur, généralement par blindage ou filtrage. Une ou plusieurs des solutions proposées permettent de diminuer des perturbations et vraisemblablement une des réponses proposée n'aiderait en rien :

a) Filtre à l'entrée du récepteur : passe-haut, passe-bas, passe-bande ou *notch* suivant les fréquences prévues pour le récepteur et les fréquences perturbatrices pour éviter qu'un signal perturbateur n'entre dans le récepteur par ce chemin. Ce peut être une solution dans certains cas.

b) Mettre une self de filtrage la ligne du haut-parleur : insérer une self dans la ligne pour éviter que la ligne de haut-parleur n'agisse comme une antenne. Ce peut être une solution dans certains cas.

c) On trouve aussi dans le commerce des filtres passe-bas à insérer dans la ligne secteur. Ce peut être une solution dans certains cas.

d) L'insertion d'un atténuateur dans la ligne d'antenne du récepteur pourrait bien entendu résoudre le problème, mais au détriment de la sensibilité du récepteur. Ce serait techniquement une mauvaise solution et c'est vraisemblablement la réponse demandée. Cependant on nous demande une solution qui n'apporte pas d'amélioration, et un atténuateur pourrait être une solution, bien que pas très bonne. Cette réponse est équivoque.

10.9 * Voyons les réponses proposés :

a) « Diminuer la puissance ERP » : cela peut aussi signifier diriger l'antenne dans une autre direction que celle du récepteur brouillé. C'est clairement la réponse demandée.

b) « Augmenter la puissance ERP » : cela ne ferait qu'exacerber le problème.

c) « Changer le type de modulation » : cela ne devrait pas aider, surtout de SSB à FM (la FM ayant une puissance moyenne plus importante que la SSB).

d) « Remplacer le câble d'antenne » : Un câble bien adapté n'est pas la cause de perturbations et de ce fait ce n'est pas la bonne réponse.

Note : l'énoncé de la question suggère que plusieurs réponses sont possibles, gageons que c'est une erreur.

10.10 * Clairement l'appareil est affecté par l'émission directe lorsqu'il est branché sur le secteur, ce qui signifie que le signal indésirable entre par ce chemin.

a et b) Un tel filtre passe-bas ou passe-haut ne peut pas être une solution puisque sur piles l'appareil n'est pas affecté.

c) Ce n'est pas une réponse satisfaisante.

d) C'est la seule solution plausible.

10.11 Par appareil sensible, il faut entendre récepteur ou émetteur sensible à la composante HF gênante. Pour chaque schéma, les deux lignes verticales représentent le positif et le négatif du système électrique du véhicule, l'appareil étant connecté sur les bornes à droite.

a) Les bobines vont court-circuiter la composante continue à travers les résistances. Il n'y aura donc aucune tension à la sortie et les résistances devraient produire (brièvement il est vrai) une jolie fumée. Ce n'est pas la bonne réponse.

b) Non seulement les bobines court-circuitent la tension d'entrée, mais les condensateurs empêchent tout passage. Ce n'est pas la bonne réponse.

c) Les condensateurs éliminent la composante HF vers la masse, mais seraient plus efficaces s'ils étaient précédés d'une impédance, par exemple une bobine. Les résis-

tances vont causer une chute de tension si l'on consomme du courant ce qui n'est pas une solution idéale. Ce pourrait-être une solution, mais vraiment pas une bonne.

d) Les bobines vont s'opposer à la HF en laissant libre passage à la composante continue. Les condensateurs vont éliminer la HF restante sans influencer sur la composante continue. C'est bien évidemment la bonne solution.

10.12 * Examinons les 4 réponses proposées :

a) Je ne sais pas ce qu'est une ligne d'alimentation ouverte, adaptée ou non. Examinons les autres réponses.

b) Un filtre passe-bas sur la sortie d'un émetteur est un excellent moyen d'atténuer les harmoniques qu'il pourrait produire et réduire ainsi des perturbations éventuelles.

c) Quelques spires du câble coaxial bobinées sur un tore, ou simplement un tore enfilé sur un câble coaxial¹. Voilà encore un excellent moyen d'empêcher qu'un signal de haute fréquence ne trouve un chemin vers un récepteur susceptible d'être perturbé. À noter qu'en allemand il existe un mot spécifique pour cet arrangement : *Mantelwellensperren*.

d) Une antenne adaptée est un bon moyen d'éviter des perturbations.

En conséquence, et sans comprendre la réponse, par élimination des autres, la réponse demandée doit être a).

10.13 * Si l'on commute un circuit inductif, il se produit dans l'interrupteur une étincelle qui finit par détruire ce dernier si des précautions de sont pas prises (voir réponse **10.13** page 119). Ces étincelles produisent aussi des parasites (dans les récepteurs radio par exemple).

Ces étincelles sont causées par les changements brusques de tension lors de l'interruption du courant dans le circuit.

Il s'agit de déterminer lequel de ces circuits est le plus approprié pour protéger l'interrupteur contre ces étincelles.

a) L'interrupteur fermé, la résistance causerait une chute de tension inacceptable. L'interrupteur ouvert, le condensateur se chargerait pour se décharger brusquement dans l'interrupteur lors de sa fermeture (avec risques de brûlure des contacts). Ce n'est pas la bonne solution.

b) L'interrupteur ouvert, la résistance laisserait passer un courant (même faible). Il n'est donc pas possible de couper le courant dans ce circuit. En fermant l'interrupteur, le condensateur se déchargerait brusquement dans ce dernier risquant de brûler les contacts. Ce n'est pas la bonne solution.

1. Ici le tore sert à empêcher des courants à la surface du blindage du câble, courants provenant par exemple d'une mauvaise adaptation, ce qui ferait que le câble rayonne.

c) Comme pour le point b) il n'est pas possible d'interrompre le courant dans un sens (sens de la diode conductrice) de plus dans l'autre sens, il n'y a aucun élément susceptible de protéger l'interrupteur. Ce n'est pas la bonne solution.

d) L'interrupteur ouvert, aucun courant ne passe dans ce circuit, mais le condensateur se charge, ce qui n'est pas gênant. Lors de la fermeture de l'interrupteur, le condensateur se décharge dans la résistance qui limite le courant. Aucun effet utile ou néfaste n'est à relever à ce point.

Lors de l'ouverture de l'interrupteur, la soudaine pointe de tension, va être absorbée par le condensateur (qui va ainsi se charger) au lieu de causer un arc entre les contacts. L'interrupteur a été protégé et l'étincelle évitée.

On peut aussi considérer que la soudaine pointe de tension qui cause l'étincelle est assimilable à une composant alternative de relativement haute fréquence (puisqu'elle varie rapidement) et qu'elle va ainsi trouver un chemin plus aisé à travers le condensateur et la résistance plutôt que de sauter (sous forme d'un arc) entre les contacts (en train de s'ouvrir) de l'interrupteur. C'est la bonne réponse.

Note : l'explication ci-dessus semble assumer que l'on considère seulement la cas du courant continu ; en fait en alternatif la situation est exactement identique. Lors des passages par zéro de la tension il n'y a pas d'utilité pour ce circuit, mais lorsque la tension est importante (lors des ventres de tension) les commentaires ci-dessus sont valables. Finalement dans le cas d) un petit courant alternatif peut traverser le circuit RC, mais ce dernier est dimensionné pour ne laisser passer qu'un courant négligeable à la tension et à la fréquence de fonctionnement normales et pour être efficace lors des pointes anormales de tensions.

10.14 * L'expression « réception directe » semble signifier que le téléviseur reçoit directement un signal en provenance de votre émetteur. Dans ce cas une harmonique de votre émission tombe sur la fréquence d'un canal TV. Cette harmonique ne peut être filtrée que par un filtre passe-bas sur l'émetteur. Il ne s'agit pas là d'une défektivité de l'installation de télévision, mais d'un problème lié à la proximité de l'installation émettrice (voir *Table 10.7, "Répartition du spectre VHF-UHF"* à la page 117).

10.15 * Le blocage est un phénomène qui diminue la sensibilité d'un récepteur et même empêche toute réception lorsqu'un¹ signal trop puissant (hors bande) modifie le fonctionnement de l'étage d'entrée d'un récepteur au point où ce dernier perd de sa sensibilité ou même ne laisse plus passer aucun signal.

Clairement les réponses a), c) et d) ne sont pas les bonnes. La réponse b), perte de sensibilité correspond à la définition ci-dessus. Quant aux crépitements, il n'est pas clair d'où ils proviennent et ce doit être un cas particulier.

Note : « bourrage » ne veut rien dire.

10.16 * L'intermodulation (IM) ou la distorsion d'intermodulation (IMD) est causée par des non-linéarité dans l'étage d'entrée d'un récepteur en présence de signaux de grande amplitude. L'effet en est que des signaux indésirables sont créés à des fréquences harmoniques de ces signaux, mais surtout à des fréquences sommes et différences de ces

1. ou plusieurs.

signaux et de leurs harmoniques. Certains de ces signaux (essentiellement les produits de 3^{ième} ordre), tombent dans la même bande de fréquence que les signaux originaux.

Par exemple pour 2 fréquences $f_1 = 14,110$ MHz et $f_2 = 14,120$ MHz, les produits de 3^{ième} ordre sont :

- $2f_2 - f_1 = 14,130$ MHz
- $2f_1 - f_2 = 14,100$ MHz

Ceci est représenté sur le graphe ci-dessous.

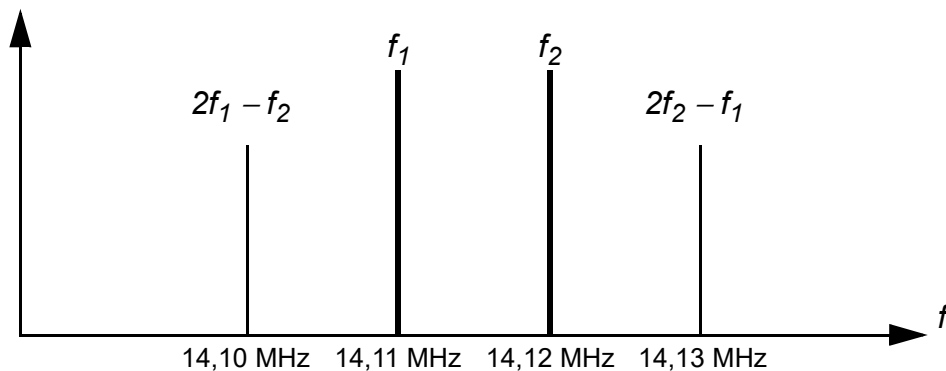


Figure 10.16 Les produits d'intermodulation de 3^{ième} ordre tombent tout près du signal utile.

Puisque ces signaux sont créés par des non-linéarités en présence de signaux de (trop) grande amplitude, enclencher l'atténuateur devrait les faire disparaître - réponse c).

Note : ne vous laissez pas effrayer par les signaux fantômes !

10.17 * Sans commentaire (n'oubliez cependant pas d'être poli) !

10.18 * Selon les prescriptions pour radioamateurs, ces valeurs de références applicables sont spécifiées dans le document des normes européennes ETSI EN 301 783 1 en particulier dans la section 5.2. En résumé, selon le niveau de puissance et la bande, différentes valeurs doivent être respectées.

10.19 * Je ne comprend pas cette question et je n'ai jamais entendu parler de « flux » dans des cas de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique). De plus je n'ai rien trouvé dans la littérature en français ou en anglais sur ce sujet. Absolument personne ne parle de « flux » dans les cas de CEM.

En examinant la réponse proposée, on comprend qu'une perturbation est induite dans un câble par un rayonnement électromagnétique. Dans ce cas on parlerait de « conduction », voire de « courant induit », le signal perturbateur entre dans l'appareil testé par conduction.

10.20 * Je ne comprend pas cette question et je n'ai jamais entendu parler de « radiation » dans des cas de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique). De plus je n'ai rien trouvé dans la littérature en français ou en anglais sur ce sujet.

En examinant la réponse proposée, on comprend qu'une perturbation est induite dans

l'appareil par un rayonnement électromagnétique. Dans ce cas on parlerait de « rayonnement », le signal perturbateur entre dans l'appareil testé par rayonnement, le blindage de l'appareil étant insuffisant.

- 10.21 *** Au vu de la réponse, il se pourrait que la question posée est : *Quelle perturbation peut être produite par le signal utile de votre émetteur dans un récepteur voisin ?*

La bonne réponses serait alors : interférence, voire blocage du récepteur.

- 10.22 *** Une question vague au possible, mais gageons que le « bruit » trouverait sa source chez un radioamateur voisin, pourquoi pas chez vous ? Petit indice, la chaîne stéréo est éteinte.

Comme on ne sait rien du « bruit », examinons les réponses pour espérer y trouver un indice.

- a) C'est une possibilité, mais j'imagine qu'il faudrait un signal vraiment puissant.
- b) « ... les jonctions PN dans l'étage préliminaire BF. » ... euhhh, préliminaire ???
- c) Puisqu'on vous dit que l'appareil est éteint.
- d) Puisqu'on vous dit que l'appareil est éteint.

- 10.23 *** En examinant les réponses proposées, on se rend compte que la bonne réponse doit être celle qui est la moins farfelue, mais le problème ici est qu'elles le sont toutes. Il est aussi difficile de discerner si cet état de fait est volontaire, pour guider le lecteur vers la bonne réponse ou s'il s'agit plus simplement d'une traduction fantasmagorique de l'allemand. Connaissant la bonne réponse, je me permet de la formuler correctement :

Réponse c) A travers n'importe quel câble et/ou travers les étages FI

- 10.24 *** Réponse d) Un nombre élevé de produits d'intermodulation et d'harmoniques. (Ondes secondaires ne veux rien dire dans ce contexte).

- 10.25 *** Il faut que les bandes latérales de cette émission, de part et d'autre de la porteuse tombent entièrement dans la bande allouée au radioamateurisme. Puisque l'émission a une largeur de bande de 15 kHz, il faut que la porteuse se trouve à 7,5 kHz des limites.

- 10.26 *** « des 2 m » est une information inutile.

- 10.27 *** Sans commentaire.

- 10.28 *** « Self des ondes de gaine » ne veut rien dire. Il n'y a pas de mot en français pour dire *Mantelwellensperre* ou *Mantelwellendrossel*. Le but d'un *Mantelwellensperre* est d'éliminer les ondes à l'extérieure du blindage du coaxial, causées par une mauvaise adaptation entre le coaxial et l'antenne, et particulièrement lors de l'alimentation d'une antenne symétrique par une ligne asymétrique.

Cet arrangement peut prendre essentiellement 3 formes :

- Soit on enfile sur le coax, près du point d'alimentation de l'antenne des tubes de ferrite qui vont présenter une impédance élevée aux courants qui voudraient circuler à l'extérieur du blindage du coax. Ce type de balun est appelé W2DU de l'indicatif de son inventeur.
- Soit on bobine quelques spires du coax sur un tore en ferrite.
- Soit on bobine le coax sur quelques spire pour former une self.

En anglais ces arrangements sont appelés *choke baluns*. En français on utilise aussi le terme anglais ou simplement on décrit l'arrangement : quelques spires du câble bobinées sur un tore en ferrite.

Examinons maintenant les réponses proposées.

- a) Supprimer tous les signaux ne semble pas une très bonne idée.
- b) Supprimer les parasites de basse fréquence est une discrimination contre les parasites de haute fréquence.
- c) Supprimer les signaux RF en mode commun est clairement la bonne réponse. Mais il nous reste encore à examiner ce qu'est le mode commun.
- d) Supprimer les ronronnements seulement si l'on aime pas les chats.

Mode commun est une expression utilisée dans les circuits différentiels, c'est-à-dire dans notre cas les circuits symétriques, telle une antenne alimentée symétriquement. Ce qui cause le mode commun ici est que l'antenne (symétrique) est alimentée par un coaxial (asymétrique). Voyons ceci sur un petit schéma.

L'âme du coax alimente le brin de gauche (I_1). Le blindage (courant interne au coax - I_2) alimente le brin de droite. I_1 et I_2 , à l'intérieur du coax sont égaux et de signes opposés. Cependant, à cause de manque d'adaptation entre l'antenne et le coax, un courant circule aussi à l'extérieur du blindage du coax (I_3). Ce courant « soulève » tout le coax et par conséquent affecte de la même façon les courant I_1 et I_2 , d'où le terme mode commun.

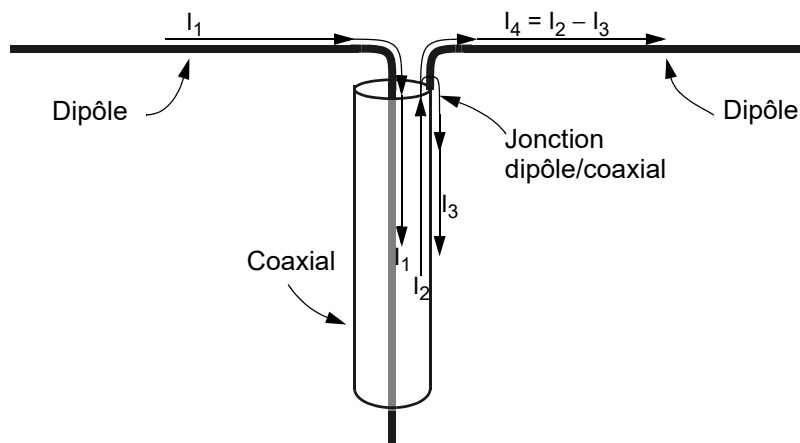


Figure 10.28 Câble coaxial alimentant un dipôle.

Le but d'un *choke balun* est d'empêcher ce courant I_3 de circuler et de symétriser ainsi l'alimentation du dipôle.

- 10.29 *** Ici encore, en éliminant les réponses farfelues, il ne reste plus que la réponse a), encore que « dans la direction de rayonnement opposée » ne rime à rien.
- 10.30 *** Premièrement, attardons-nous sur l'antenne d'intérieur. Une telle antenne prendrait soit la forme d'un brin télescopique sur la radio, soit d'un simple fil derrière la radio, soit éventuellement d'un petit dipôle en câble plat, lui-même placé derrière la radio. Donc il n'y a pas ici de coaxial entre l'antenne et le récepteur. Ceci permet d'éliminer la réponse b). Il n'est du même coup pas possible, et ce serait contre-productif d'installer un préamplificateur, ceci élimine la réponse c). La réponse d) est un peu brutale. Il ne reste donc que la réponse a) qui est pleine de bon sens (si votre voisin y consent).
- 10.31 *** EIRP réfère à une antenne isotrope, ERP réfère à un dipôle. Sachant ceci on peut éliminer les réponses a) et d). Dans une station d'émission, l'émetteur est connecté à l'antenne par une ligne d'alimentation (coax ou autre) qui occasionne des pertes. La puissance rayonnée par l'antenne est donc la puissance de l'émetteur, moins les pertes (dans la ligne d'alimentation - et autres pertes possibles, connecteurs, *tuner* d'antenne) plus le gain de l'antenne, donc réponse b). En français on utilise quelquefois le terme PAR - Puissance Apparente Rayonnée, mais ERP est aussi d'un usage courant.
- 10.32 *** Ceci fait partie des prescriptions.
- 10.33 *** On nous parle de radio et de TV. La télévision utilise des fréquences dans les VHF et les UHF (encore que de nos jours - 2024 - la télévision vient soit par câble soit par internet). Quand à la radio, dès 2023, elle n'utilise plus les grandes ondes, ni les ondes moyennes. La radiodiffusion en ondes courtes et aussi en voie de disparition. Au vu de cette situation, installer un filtre passe-haut, au-dessus de 30 MHz est la seule réponse plausible, mais qui ôte la possibilité de réception des ondes moyennes ou longues.
- 10.34 *** Même raisonnement que pour la question **10.31 ***, mais dans le cas d'une antenne isotrope. PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) est l'équivalent français de EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*). Les deux acronymes sont d'un usage courant.
- 10.35 *** Essentiellement la même question que la **10.33 ***. Ici, on assume en plus que les perturbations peuvent aussi entrer dans l'appareil par les autres câbles en plus du câble d'antenne. Effectivement placer une bobine sur ferrite dans ces câbles peut être une solution.
- 10.36 *** Voir le problème **10.28 ***.
- 10.37 *** Voyons les réponses proposées :
- a) Des fois installer une antenne dans les combles se fait par obligation (interdiction ou impossibilité d'installer une antenne extérieure), mais c'est toujours un pis-aller, et souvent une bonne méthode pour créer des perturbations chez soi.
 - b) Utiliser une prise de terre, est certainement une excellente idée. Il n'est

pas clair de quoi elle devrait être séparée ; il est probable que l'OFCOM voulait dire spécifique pour votre station.

- c) Il est interdit d'utiliser le conducteur de protection comme prise de terre.
- d) Il est interdit d'utiliser une conduite d'eau comme prise de terre.

10.38 * « ... présente un flux au niveau de l'étage BF. » ne veut rien dire, mais nous avons déjà rencontré la notion de « flux OFCOMien », qui semble vouloir dire induction ou conduction (voir question **10.19**). Voyons donc la bonne réponse pour essayer d'y comprendre quelque chose.

« Utiliser un câble de haut-parleur blindé. ». Cela suggère qu'un signal indésirable, est induit dans le câble de haut-parleur.

Le problème ici est que si l'on nous soumet à l'examen une telle question incompréhensible, est de savoir comment y répondre. Examinons donc les 4 réponses en supposant que nous ne connaissions pas la bonne.

- a) Mettre un condensateur en série dans le câble du haut-parleur. Bien entendu ce ne peut être une solution pour plusieurs raisons. Votre voisin devrait sérieusement s'y opposer, de plus un condensateur à cet endroit devrait sérieusement modifier la qualité du son, quelle valeur mettre, et finalement ça ne servirait à rien.
- b) Utiliser un câble de réseau blindé. Si le problème semble être dans l'étage BF, il est difficile d'envisager que ce pourrait être une solution.
- c) Utiliser un câble de haut-parleur blindé. Ce pourrait être une solution puisque le haut-parleur est directement connecté à l'étage BF de sortie.
- d) Insérer un filtre BF dans le câble coaxial. Premièrement un filtre BF ne veut rien dire. Deuxièmement le câble coaxial est vraisemblablement le câble d'antenne, rien à voir avec l'étage de sortie BF.

Donc finalement, sans comprendre la question, en éliminant les réponses les plus farfelues, on en conclut que la bonne réponse est c).

10.39 * Même question que **10.33 *** et **10.35 ***. Ici on nous demande quel schéma représente un filtre passe-haut. Seul le schéma a) représente un filtre passe-haut.

10.40 * Laquelle des réponses ci-dessous donne les couleurs des conducteurs selon la norme pour les câbles d'alimentation à 3 pôles, soit dans l'ordre: le conducteur de protection (mise à terre), la phase et le neutre ?

Vert et jaune pour la terre de protection, brun pour la phase et bleu pour le neutre.

10.41 * Premièrement, il semble absurde d'installer une antenne de cette façon.

Le second problème est qu'aucune des réponses proposées n'a de sens, y compris celle qui est censée être la bonne.

10.42 * Ici, il est évident que les réponses a) et d) sont fausses. La réponse b) comme men-

tionné au problème 10.37 * n'est pas envisageable. Seule reste la réponse c) qui de plus est pleine de bon sens.

- 10.43 *** Bon là, il faudrait savoir. Non seulement il n'y a plus d'émissions en ondes moyennes, mais aux questions 10.33 et 10.35, on néglige la possibilité même de recevoir les ondes moyennes, mais tout d'un coup ici, on semble s'y intéresser...

Nous savons que la fréquence image est la symétrie autour de l'oscillateur local de la fréquence principale de réception.

Avec une moyenne fréquence standard de 455 kHz pour un récepteur de radiodiffusion en ondes moyennes, et avec la gammes des ondes moyennes s'étendant de 525 kHz à 1605 kHz, la fréquence image se situe entre :

$$525 \text{ kHz} + 910 \text{ kHz} = 1435 \text{ kHz} \quad \text{et} \quad 1605 \text{ kHz} + 910 \text{ kHz} = 2515 \text{ kHz}.$$

Puisque la bande des 160 m s'étend de 1800 kHz à 2000 kHz, Il va de soit que c'est celle qui peut provoquer des problèmes de fréquence image dans un récepteur grand public en réception des ondes moyennes.

- 10.44 *** Commençons par énoncer cette question convenablement :

Une prise corrodée sur le câble d'antenne d'un téléviseur du voisinage :

Maintenant, sachant que la corrosion peut dans certains cas dégrader un contact et en faire une sorte de jonction plus ou moins redresseuse, on comprend que cette « diode », élément non-linéaire, peut générer de produits d'intermodulation, en présence d'un signal puissant, à même de perturber d'autres récepteurs. Seule la réponse d) semble décrire ce phénomène.

- 10.45 *** PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente) est l'équivalent français de EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*).

Examinons maintenant la réponse c) et essayons de la formuler de façon compréhensible.

La puissance EIRP (PIRE) est la puissance qu'il faudrait fournir à une antenne isotrope pour que celle-ci produise, dans le champ lointain, le même champ électrique que l'antenne considérée.

- 10.46 *** Il y a un piège dans cette question. En effet, on nous donne un gain par rapport à un dipôle, 11 dBd, mais on nous parle de puissance EIRP (PIRE), donc par rapport à une antenne isotrope. On devrait savoir que la différence de gain entre ces deux antennes est de 2,15 dB, mais ceci devrait aussi être indiqué dans la question (à mon avis).

Donc on nous demande de calculer 0,6 W, plus un gain de 11 dB, Plus un gain de 2,15 dB moins 1 dB. Soit 0,6 W + 12,15 dB.

Bien sûr on peut faire le calcul à l'aide de la formule adéquate :

$$P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport en dB}}{10}\right)} = 0,6 \cdot 10^{\left(\frac{12,15}{10}\right)} = 9,84 \text{ W}$$

Mais l'utilisation des dB va nous faciliter la vie, 12,15 dB correspondent à un tout petit peu plus que 12 dB et 12 dB correspondent 4 doublements de puissance.

$$0,6 \times 2 = 1,2 ; \quad 1,2 \times 2 = 2,4 ; \quad 2,4 \times 2 = 4,8 ; \quad 4,8 \times 2 = 9,6 \text{ W}$$

Or il n'y a qu'une réponse qui correspond à un petit peu plus que 9,6 W, soit ici 9,8 W.

10.47 * Même problème que **10.46 *** avec des valeurs différentes. Ici les 2 dB de pertes dans le câble annulent essentiellement le gain du dipôle (par rapport à l'antenne isotrope). Le gain total est de 5 dB, soit un peu moins de 6 dB qui correspondrait à un gain de 4 fois. Or il n'y a qu'une seule réponse qui correspond à un peu moins de 20 W, soit 16,4 W.

10.48 * Même problème que les 2 précédents, avec une donnée inutile (facteur 1,64). Ici la perte dans le câble vaut exactement le gain d'un dipôle par rapport à une antenne isotrope, par conséquent le système n'a aucun gain, et la puissance EIRP (PIRE) est de 75 W.

Note : Dans ce problème, on nous donne le gain d'un dipôle par rapport à une antenne isotrope, soit 2,15 dB, contrairement aux deux précédents problèmes.

11. Protection contre les tensions électriques, protection des personnes

- 11.1 *** Les interrupteurs à courant de défaut sont des disjoncteurs qui coupent le courant s'il y a une différence entre les courants dans les deux conducteurs du secteur protégé. En effet, dans ce cas, une partie du courant revient par un autre chemin, soit un court-circuit par la terre, soit parce qu'une personne ayant mis son doigt là où il ne fallait pas est en train de se faire électrocuter.

Il existe différents modèles de disjoncteurs à courant de défaut. Seuls les modèles de 30 mA ou moins sont admis (et utiles) pour la protection des personnes.

Alors pourquoi dire qu'un tel dispositif n'offre pas de protection absolue ? Soit parce qu'il est mal dimensionné (courant de défaut supérieur à 30 mA), soit parce que la personne est en contact entre la phase et le neutre, mais isolée de la terre (semelles en caoutchouc par exemple). C'est pourquoi la réponse demandée est : non.


Note : les interrupteurs à courant de défaut sont appelés FI en allemand (pour *Fehler* et I = courant) et DDR : Disjoncteur à courant Différentiel Résiduel en français, cependant FI est plus fréquemment utilisé en Suisse.

- 11.2 *** En Europe, la tension du secteur est maintenant de 230 V (elle était par le passé de 220 V généralement mais de 240 V en Grande-Bretagne, d'où ce compromis) à une fréquence de 50 Hz. En triphasé, cette tension (entre 2 phases) est de 400 V:

$$U_{\text{triphase}} = U_{\text{monophasé}} \cdot \sqrt{3} = 230 \cdot \sqrt{3} = 398,37 \text{ V} \approx 400 \text{ V}$$

- 11.3 *** Il s'agit de la **terre de protection** ou **conducteur de protection** qui ne peut en aucun cas remplacer ou être utilisée comme terre HF pour la station.

- 11.4 *** Un appareil fourni avec une fiche à 3 pôles dépend de cette troisième électrode (terre de protection) pour la protection de son utilisateur en cas de courant de fuite. C'est généralement le cas des appareils comportant des parties métalliques (boîtier – boutons) non isolées (voir aussi réponse **11.5** ci-dessous). La bonne réponse est non.

- 11.5 *** Un appareil fourni avec une fiche à 2 pôles est normalement muni du sigle  qui signifie qu'il comporte une double isolation pour prévenir tout risque d'électrocution en cas de courant de fuite (voir aussi réponse **11.4** ci-dessus).

- 11.6 *** Le boîtier de l'appareil (cas d'une fiche à 3 pôles) doit être relié à la terre de protection (voir les 3 réponses précédentes).

- 11.7 *** Rayé jaune et vert.

- 11.8 *** Voir réponses **11.4** et **11.6** ci-dessus.

- 11.9 *** L'expression « tension de contact » est utilisée par les électriciens pour désigner la

tension avec laquelle un usager peut entrer en contact dans une installation. Bien entendu si cette tension est suffisamment élevée, il y a danger d'électrocution. Cette tension maximale est de 24 V en cas d'humidité (locaux mouillés, peau humide) et de 50 V dans les locaux secs.

11.10 * Sans commentaire.

12. Protection contre les rayonnements non ionisants, RNI

12.1 * 6 W ERP, ce qui signifie en pratique tout émetteur à l'exception des appareils portables.

12.2 * On les trouve aussi sur le site de l'USKA.

12.3 * Voir réponse *12.1*.

12.4 * Les cantons.

13. Protection contre la foudre

Note : dans le passé, le radioamateur devait aussi apprendre les prescriptions de montage d'antenne. Ce n'est apparemment plus le cas, mais les notions présentées ici représentent un minimum à savoir.

- 13.1 * Connecter le mat de l'antenne à la ligne de terre par le chemin le plus court.
- 13.2 * Elles doivent être équipées d'un dispositif contre les surtensions, de façon à éviter qu'en cas de surtension dans la ligne (induite par le foudre qui tomberait à faible distance de l'antenne par exemple) que ne cela puisse provoquer un incendie.
- 13.3 * Il faut effectivement mettre la structure de l'antenne (mat) à la terre au moyen d'une ligne (fil ou ruban) d'un diamètre de 6 mm minimum (cuivre) = section 28 mm^2 .
- 13.4 * Cela semble assez évident.
- 13.5 * Voir réponse 13.3 ci-dessus
- 13.6 * Bonne section par rapport à la résistivité du cuivre pour présenter la même résistance.

14. Méthodes de modulation analogiques et numériques

14.1 * Quelle est la différence de largeur de bande entre la SSB (J3E) et l'AM (A3E) ?

Clairement d) est la bonne réponse.

14.2 * Bien que je comprenne la question, je ne vois aucune relation avec la réponse.

Traduction : La bonne traduction de la version allemande donne ceci : « Parmi les méthodes de modulation suivantes, laquelle est la moins sujette aux perturbations dans les installations radioélectriques des véhicules ? »

Et du coup, la réponse donnée est logique. D'un autre côté, plus personne n'utilise l'AM, l'ASS n'existe pas, DSB ne signifie pas grand chose sans mention de la porteuse ou non.

14.3 * Avec un peu d'expérience, on voit immédiatement que le taux de modulation est de 50%. A titre de vérification utilisons la formule adéquate en utilisant 3 V/division comme indiqué sur la figure.

$$\text{Taux (\%)} = \frac{U_p - U_c}{U_p + U_c} \cdot 100 = \frac{9 - 3}{9 + 3} \cdot 100 = 50 \%$$

14.4 * On nous fournit une figure approximative et floue.

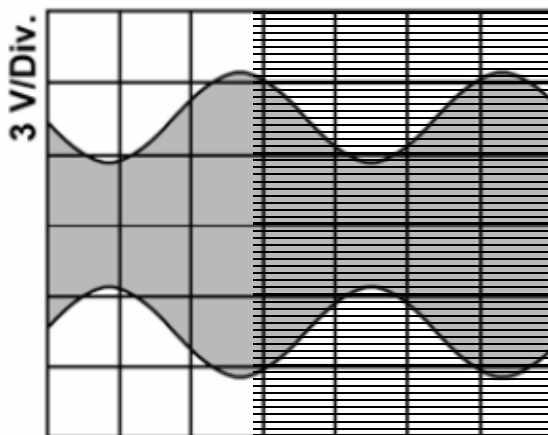


Figure 14.4 Figure approximative et floue. Le taux semble être de 43%.

Le taux peut être calculé à ~43% après avoir ajouté une graduation fine, mais à l'examen vous n'avez pas le loisir de graduer l'axe vertical comme ici. Si l'on utilise la formule en essayant de discerner au mieux les valeurs de pointe et de creux, on trouve une valeur de pointe de ~6,5 et une valeur de creux de ~2,8.

$$\text{Taux (\%)} = \frac{U_p - U_c}{U_p + U_c} \cdot 100 = \frac{6,5 - 2,8}{6,5 + 2,8} \cdot 100 = 39,8\%$$

La seule réponse utilisable est donc 45%.

- 14.5 *** Il est important de reconnaître ce signal, différent de l'AM avec porteuse. Il s'agit ici d'un signal SSB (BLU) modulé par 2 tons .
- 14.6 *** À deux tons . Effectivement, il n'y a aucune référence qui permette de connaître le taux de modulation. Dans un cas réel, toute distorsion de ce signal indiquerait que l'on dépasse les 100%.
- 14.7 *** Formulation de la bonne réponse : d) Par l'importance de l'excursion de fréquence de la porteuse.
- 14.8 *** Formulation de la bonne réponse : a) Par l'importance des variations d'amplitude du signal HF (enveloppe).
- 14.9 *** a) Effectivement, en raison de l'écrêtage appliqué dans les étages MF qui supprime toute information d'amplitude (parasites).
- 14.10 *** Plus l'excursion de fréquence d'une émission en FM est importante, plus la largeur de bande requise l'est aussi. Ici il faut voir que l'énoncé et la réponse juste contiennent les deux les mots « trop grande ».
- 14.11 *** Plus l'excursion de fréquence d'une émission en FM est importante, plus la largeur de bande requise l'est aussi. Ici il faut voir que l'énoncé et la réponse juste contiennent les deux les mots « plus grande ».
- 14.12 *** « *Packet Radio* » est un protocole (dénomé AX25) de transmission numérique où les informations sont transmises en trames. Chaque trame contient entre autres l'indicatif de la station à l'origine de la trame, l'indicatif du destinataire, des bits de contrôle, des bits de correction d'erreurs et 256 bits de data. Ces trames appelées « paquets » peuvent être stockées pour être délivrées plus tard, par exemple quand le destinataire se connecte sur le BBS (*Bulletin Board System* - à usage général) ou sur une *Mailbox* (boîte de messagerie - à usage privé). *Packet radio* fait usage d'un TNC (*Terminal Node Controller*), qui assure l'assemblage et le décodage des trames. Le TNC est soit un appareil séparé connecté à un PC, soit un programme tournant sur le PC lui-même. La transmission de ces données, se fait à 300 bd¹, 1200 bd ou 9600 bd. En HF cette vitesse est normalement de 300 bd, au dessus, VHF, UHF, c'est 1200 ou 9600 bd, mais essentiellement 9600 bd.

Venons-en maintenant à la question posée. Clairement la réponse a) est la bonne, mais qu'en est-il de la réponse b) ? Effectivement les messages peuvent être stockés dans une boîte de messagerie, mais pas sous forme de paquets, simplement sous forme de data. C'est ici un cas de plus où la bonne réponse est celle qui est « la plus juste » et où l'OFCOM s'attend à ce que le candidat radioamateur aie une connaissance appro-

1. Baud (bd) essentiellement, mais pas toujours équivalent à un nombre de bits/seconde.

fondie de certains sujets plutôt pointus.

14.13 * 9k6 signifie simplement 9600 (bd). 9600 bd étant la vitesse de transmission la plus commune en VHF/UHF pour le *Packet radio*.

14.14 * Comme indiqué à la question **14.12 ***, 9600 bd est la bonne réponse. Aucune des autres réponses proposées n'est en fait une vitesse de transmission standard.

14.15 * Un *mailbox* (boite de messagerie) permet de recevoir des messages à usage privé.

14.16 * Typiquement, de nos jours, les modes digitaux se font sous le contrôle d'un PC, avec une carte son qui sert à décoder et générer les tons requis.

14.17 * Examinons les 4 réponses proposées.

- a) C'est exactement le contraire.
- b) Il est possible de faire de la SSTV en VHF/UHF.
- c) C'est tout à fait exact
- d) Rien n'empêche de faire de l'ATV en noir et blanc, et il existe des moyens de faire de la SSTV en couleur.

14.18 * Le PSK31 a été conçu spécialement pour utiliser une largeur de bande minimale (~100 Hz).

La largeur de bande en Pactor (Packet AMTOR = *amateur teleprinting over radio*) et dans de l'ordre de 600 Hz. La largeur de bande en *packet radio* (300 bd) est de l'ordre de 900 Hz et la largeur de bande en RTTY (45 bd) est de l'ordre de 250 Hz.

14.19 * Voyons les réponses proposées.

- a) Simplex implique une transmission que dans un sens seulement (pas de réponse possible de la station réceptrice).
- b) Duplex implique que la communication est possible dans les 2 sens.
- c) Semi-duplex signifie que la communication est possible dans les 2 sens, mais pas en même temps
- d) Duplex intégral ou *full-duplex* signifie que la communication est possible dans les 2 sens simultanément.

15. Radio définie par logiciel (SDR) - bases

15.1 Quel est le rôle d'une transformée rapide de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT).

Réponse c) Transformer des signaux numériques discrets du domaine temporel au domaine fréquentiel.

Explication : « signaux numériques discrets » réfère à un flot de signaux définis à chaque intervalle de temps, soit à la fréquence d'échantillonnage. Le domaine temporel est celui où les signaux sont définis dans le temps. Le domaine fréquentiel est celui où les signaux sont définis en terme de leurs composants de fréquence (fondamentale, harmoniques).

15.2 Quelle est la méthode usuelle pour générer un signal SSB au moyen d'un DSP ?

Explication : La plupart des opérations de modulation/démodulation dans un DSP se font au moyen de signaux dit I et Q. Le signal I est le signal principal (issu par exemple de votre microphone (après amplification et numérisation) alors que le signal Q est le même, mais déphasé de 90° . En combinant (mathématiquement) ces signaux de différentes manières, on obtient un signal USB ou LSB avec suppression de l'autre bande latérale.

15.3 Les mots clés dans cet énoncé sont : I et Q, et quadrature.

Explication : Les signaux I et Q sont toujours déphasés de 90° . D'ailleurs le Q vient du mot Quadrature. qui signifie déphasé de 90° .

Note : La partie de la question : « si on utilise la modulation d'amplitude en quadrature » n'est d'aucune utilité.

15.4 À quelle fréquence un signal analogique doit-il être échantillonné par un convertisseur analogique-numérique (ADC) pour que le signal puisse être reproduit correctement ?

Réponse : b) Au moins au double de la fréquence la plus élevée du signal (théorème de Nyquist-Shannon).

15.5 Qu'est ce que la décimation en technique numérique ?

Réponse : La réduction de la vitesse d'échantillonnage effective par suppression ou omission d'échantillons.

Explication : Une vitesse d'échantillonnage rapide est requise pour éviter les problèmes de repliement (*aliasing*). Cependant lors du traitement du signal, il n'est pas toujours nécessaire d'utiliser tous ces échantillons, la décimation consiste à éliminer (jeter) un certain nombre d'échantillons quand ils ne sont plus utiles. De plus ceci per-

met d'avoir plus de temps entre les échantillons conservés pour effectuer les calculs requis.

- 15.6** Pourquoi, dans un SDR, un filtre antirepliement est nécessaire avant le convertisseur analogique-numérique (ADC) ?

Note : Dans une conversion A/D, le filtre antirepliement n'est pas un filtre numérique.

Réponse : a) Il supprime les composantes de haute fréquence avant la conversion numérique du signal qui créeraient des problèmes de repliement lors du traitement numérique et après la conversion numérique-analogique (DAC).

- 15.7** Quel paramètre de la conversion analogique-numérique d'un SDR à échantillonnage direct détermine la largeur maximale de la bande passante de réception ?

Explication : Puisqu'il faut échantillonner un signal au moins au double de la fréquence la plus élevée à traiter, il va de soit que plus la fréquence d'échantillonnage est élevée, plus la largeur de bande est élevée.

- 15.8** Qu'est-ce qui définit le niveau de signal minimum détectable pour un récepteur SDR à échantillonnage direct en l'absence de bruit atmosphérique ou thermique ?

Note : balayage ?

Réponse : Le niveau de la tension de référence et le nombre de bits d'échantillonnage.

Explication : La tension de référence dans un convertisseur A/D détermine la tension maximale que peut traiter le convertisseur. Les pas de conversion sont égaux à cette tension divisée par le nombre de pas¹ du convertisseur. Donc pour une plus faible tension de référence, les pas étant plus petits, des signaux plus faibles pourront être échantillonnés. D'un autre côté, si la tension de référence est faible, le convertisseur sera saturé par des signaux puissants. Quant au nombre de bits de la conversion, plus il est élevé plus les pas de conversion sont petits.

- 15.9** Quel paramètre permettrait de réaliser un filtre numérique plus précis (avec une bande de transition plus étroite) ?

Réponse : L'ajout de coefficients.

Explications : Les filtres numériques dont nous parlerons plus avant aux questions suivantes, sont implémentés par la multiplication du flux du signal d'entrée par une par une série de coefficients, les coefficients du filtre (cas de filtres FIR). Cette opération s'appelle la convolution. Les coefficients du filtre déterminent sa réponse impulsionnelle. Plus la réponse impulsionnelle du filtre est longue, donc plus son nombre de coefficients est élevé, plus le filtre est efficace au détriment du temps de calcul bien sûr.

- 15.10** Énoncé : Lequel des éléments suivants est un avantage d'un filtre à réponse impul-

1. convertisseur 8 bits, $2^8 = 256$ pas ; convertisseur 16 bits, $2^{16} = 65536$ pas, par exemple.

sionnelle finie (FIR) par rapport à un filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie (IIR) ?

Réponse : Les filtres FIR peuvent retarder toutes les composantes de fréquence du signal de la même quantité (réponse en phase linéaire).

Explication : Il existe 2 catégories de filtres en technique numérique. Les filtres FIR (*Finite Impulse Response filters* - Filtres à réponse impulsionnelle finie) et IIR (*Infinite Impulse Response filters* - Filtres à réponse impulsionnelle infinie).

Dans un filtre FIR, le signal transite d'étage en étage de façon linéaire. Le signal entre dans le filtre, puis chaque échantillon est multiplié par un coefficient et passé à l'étage suivant. Après le dernier étage, le filtre n'a plus d'effet sur le signal. C'est une réponse finie. Dans un filtre IIR, une partie du signal de sortie du filtre est réinjectée pour traitement supplémentaire à l'entrée du filtre. De ce fait, les valeurs passées du signal de sortie continuent d'avoir de l'effet sur le signal présent. En théorie cet effet est infini (en réalité cet effet s'atténue rapidement), d'où le nom de réponse infinie.

Les caractéristiques principales d'un filtre FIR son :

- Nécessitent plus de mémoire
- Plus lents car demandent plus de calculs
- Inconditionnellement stables
- Réponse en phase linéaire

Les caractéristiques principales d'un filtre IIR son :

- Utilisent peu de mémoire
- Nécessitent moins de calculs et sont donc plus rapides
- Peuvent être instables
- Réponse en phase non-linéaire

15.11 Qu'est-ce qui limite la fréquence la plus élevée pouvant être affichée correctement par un oscilloscope numérique ?

Réponse : La vitesse d'échantillonnage du convertisseur analogue-numérique (ADC). Cette question est essentiellement similaire à la question 15.7.

15.12 Réponses :

- a) Bruit blanc : bruit à large bande (souffle).
- b) Bruits d'allumage : bruit impulsionnel, répétitif, généralement d'amplitude supérieure au signal utile.
- c) Bruit transporté par les lignes électriques : parasites essentiellement apériodiques.
- d) Toutes ces réponses sont correctes.

15.13 Quel type de filtre numérique est utilisé dans la génération d'un signal SSB ?

Réponse : c) Un filtre à transformation (ou transformée) de Hilbert.

Explication : Pour générer un signal SSB en technique numérique nous avons besoin de 2 signaux identiques déphasés de 90° , voir problème 15.2. S'il est facile de produire un tel déphasage pour une seule fréquence (insertion d'un délai de $1/4$ de cycles) cela ne marche pas pour toute une plage de fréquences. C'est là que la transformée de Hilbert a sa place, puisqu'un tel filtre, généralement de conception FIR, permet de remplir ce rôle (réponse en phase plate sur une grande plage de fréquences).

15.14 Qu'est-ce que le *dithering* dans le convertisseur A/D d'une radio SDR ?

Réponses : b) Une petite quantité de bruit (blanc) est ajoutée au signal d'entrée de l'ADC pour réduire les erreurs de quantification et ainsi diminuer l'amplitude des harmoniques et des produits d'intermodulation introduits par la quantification.

Explication : L'addition de bruit sur un signal de faible amplitude peut améliorer la résolution bas niveau d'un convertisseur A/D. Ceci s'appelle *dithering* d'un mot anglais signifiant hésitation, souvent en rapport avec une décision à prendre. Ici la décision est quel niveau donner à un signal entre 2 niveaux de quantification (2 niveaux digitaux adjacents). Si un signal varie juste en-dessous d'un niveau de quantification, disons 2, le résultat sera toujours inférieur à 2. Pourtant le signal varie, mais pas assez pour changer de niveau. Ceci crée en fait une distorsion du signal (un plat dans un signal, qui contient des harmoniques impaires tel un signal carré). En introduisant un peu de bruit sur le signal, il sera maintenant quantifié au hasard entre 1 et 2, voire 3. Ceci introduit un peu de bruit sur le signal, mais réduit considérablement la distorsion (les harmoniques impaires et certains produits d'intermodulation).

15.15 On nous demande quel est le rapport entre l'IP3 dans un récepteur analogique et des produits IM3 dans un SDR. Avant de définir ces termes plus complètement, et de répondre à la question d'une manière scientifique, assumons le rôle du candidat typique le jour de l'examen et voyons quelles sont les réponses proposées.

Note : IP3 signifie Point d'Interception de 3^e ordre (*Third Order Intercept Point*) et IM3, Distortion d'Intermodulation de 3^e ordre (*Third Order Intermodulation distortion*).

Les réponses a), b) et c) sont relativement vagues, mais pour le non-initié pourraient être une réponse possible. Cependant la réponse d) est beaucoup plus élaborée, voire trop puisque nous avons droit à un beau spécimen de prose OFCOMienne. C'est la réponse que je cocherai.

Maintenant considérons cette question du point de vue de l'amateur éclairé, c'est-à-dire familier avec les termes IP3 et IM3. La première chose qui vient à l'esprit est que l'IP3 est un phénomène qui se passe à haut niveau (non-linéarités dues à des forts signaux), alors que l'IM3 dans un SDR, se passe à bas niveau (erreurs de quantification) mais reste relativement faible. Dans ces circonstances il n'y a aucun rapport entre les deux. De plus l'IP3 n'existe pas dans un récepteur SDR, ce qui va à l'encontre de la réponse proposée.

Après pas mal de recherches, je suis tombé sur un document écrit par un amateur allemand, qui a vraisemblablement été utilisé par l'OFCOM pour l'élaboration de cette question :

https://dc4ku.darc.de/Differences_between_analog_and_direct-sampling_receivers_dc4ku.pdf

Voyons maintenant brièvement ce qu'est l'IP3 et l'IM3 dans un récepteur analogique et l'IM3 dans un récepteur SDR.

Dans les 2 cas, le banc de mesure est le même.

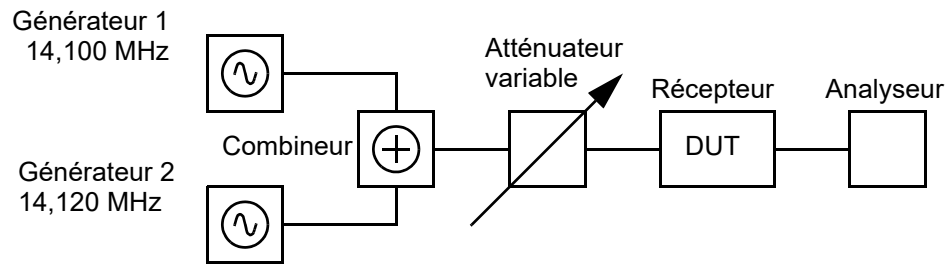


Figure 15.15a Banc de mesure typique pour déterminer le point d'interception de 3^e ordre (IP3) dans un récepteur analogique, et pour la mesure de la distortion d'intermodulation dans un récepteur SDR (IM3).

Pour effectuer ces mesures, on utilise l'arrangement de la figure ci-dessus. Deux générateurs fournissent 2 signaux séparés, ici de 20 kHz. Ces 2 signaux sont combinés puis un atténuateur variable permet de régler le niveau appliqué au récepteur DUT (*Device Under Test*). Finalement on mesure le niveau des produits d'intermodulation de troisième ordre au moyen d'un analyseur de spectre par exemple.

Rappelons que les produits d'intermodulation qui nous intéressent sont (voir **Figure 10.16** page 121) :

- $2f_2 - f_1 = 14,080$ MHz
- $2f_1 - f_2 = 14,140$ MHz

Détermination de l'IP3 dans un récepteur analogique (figure 15.15b ci-dessous) :

En a), on applique deux tons (2 fréquences), ici séparés de 20 kHz. L'axe vertical est gradué en 10 dB/division (en réalité il y aurait beaucoup plus de divisions). Aucun produit d'intermodulation de 3^e ordre n'est présent (points pa sur le graphe d).

En b), on a augmenté le niveau d'entrée, et sur le graphe, le niveau de sortie a augmenté de 10 dB, mais une petite quantité de produits d'intermodulation a fait son apparition (points pb sur le graphe d).

En c), on a augmenté le niveau d'entrée de la même quantité, et les produits d'intermodulation ont augmenté 3 fois plus vite. On remarque aussi que le niveau des signaux principaux n'a pas augmenté de 10 dB comme prévu mais que de 9 dB. Il y a compression du signal de sortie, ici de 1 dB. C'est à cette valeur que l'on arrête la mesure (points pc sur le graphe d).

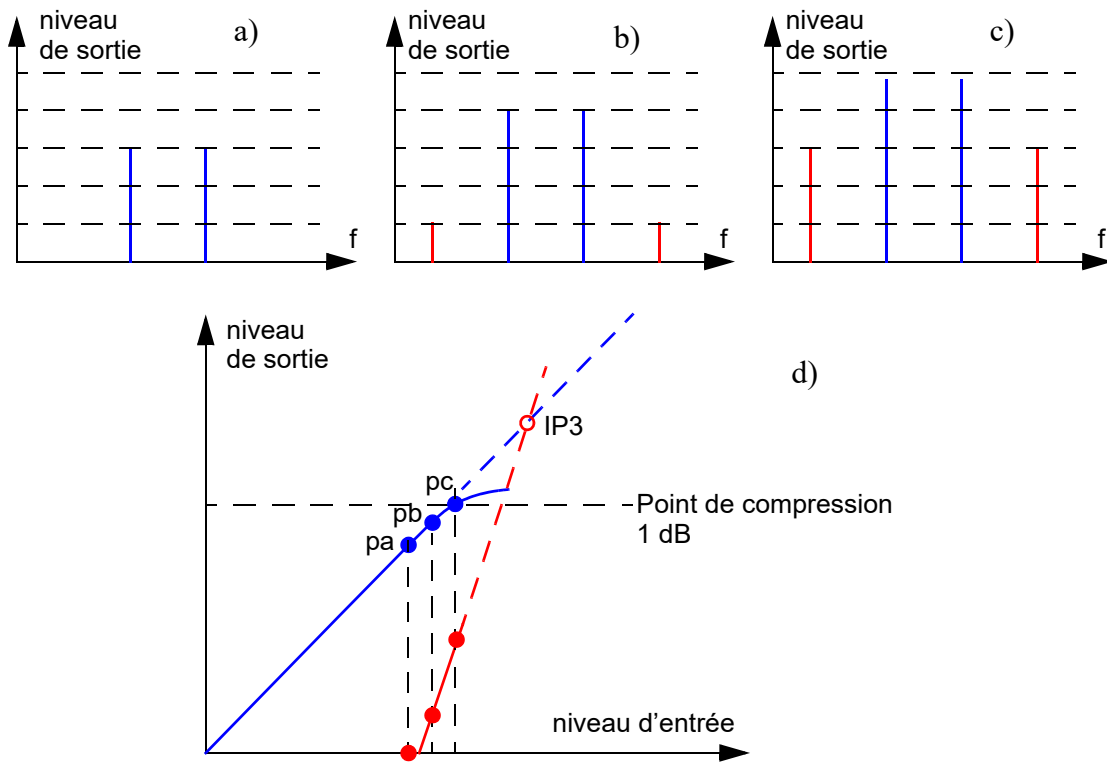


Figure 15.15b Détermination du point IP3 dans un récepteur analogique.

Maintenant, sur le graphe d), reportons ces points et prolongeons la courbe de sortie (bleu) en ligne droite au delà du point de compression. Faisons de même pour la droite de l'amplitude des produits d'intermodulation. En raison de leurs pentes différentes, ces 2 droites se rencontrent au point IP3. Ce point théorique, est appelé point d'interception de 3^e ordre (*Third order Intercept Point*).

En résumé, le point d'interception de 3^e ordre dans un récepteur analogique est un point fictif où les produits d'intermodulation de 3^e ordre atteindraient le même niveau que le signal principal (dans ce cas 2 porteuses proches en fréquence).

Voyons maintenant le cas d'un récepteur SDR. Le banc de mesure est exactement identique.

Avant d'effectuer la mesure, posons la question de ce qui pourrait provoquer de la distortion en avant du convertisseur A/D, dans un récepteur SDR : en fait rien. Avec un ADC parfait, tant que l'on reste sous 0 dBFS (0 dB *Full Scale*), rien ne devrait causer de distortion. Au delà de 0 dBFS, l'écrêtage est total.

En réalité l'ADC n'est pas parfait, et comme nous le verrons une petite quantité d'IM3 est produite. Cet IM3 dans un SDR est du à des erreurs de quantification, et reste à bas niveau (voir *dithering* à la question 15.14).

Venons-en à la mesure maintenant¹.

1. Je n'ai jamais eu l'occasion personnellement d'effectuer cette mesure. Les informations présentées ici sont tirée du document cité ci-dessus par DC4KU et du document MT-012.pdf de Analog Devices.

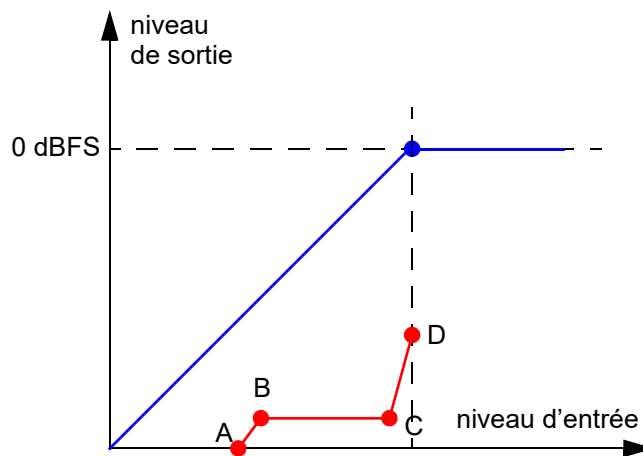


Figure 15.15c Comportement de l'IM3 dans récepteur SDR

La courbe en bleu représente la caractéristique de l'ADC. La réponse est linéaire (monotonique) jusqu'au point de saturation de l'ADC, soit 0 dBFS (0 dB *Full Scale*).

La courbe en rouge représente très schématiquement l'évolution des produits d'intermodulation de troisième ordre (IM3). Notons que cette courbe peut prendre différentes formes suivant l'ADC considéré.

On voit 3 zones. Premièrement la zone A-B. Le point A apparaît plus tôt (à plus bas niveau) que sur un récepteur analogique. Le niveau reste cependant bas, avec ou sans une légère pente ou quelques vaguelettes. (zone B-C). Puis à l'approche de 0 dBFS, l'IM3 augmente rapidement et bien entendu, une fois 0 dBFS atteint, la distortion est extrême puisqu'il y a *clipping* (écrêtage).

Il n'y a pas de point IP3, il n'y a pas de point de compression 1 dB, le niveau d'IM3 reste relativement constant entre B et C indépendamment du niveau d'entrée, et finalement toute la zone de A à C peut être abaissée en utilisant le *dither*. Cette dernière remarque implique bien évidemment que l'IM3 est à un faible niveau.

La (bonne) réponse proposée semble préciser qu'il n'y a aucun rapport entre le comportement de l'IP3 dans un récepteur analogique et le comportement de l'IM3 dans un récepteur SDR. Pourtant la question demande quel est le rapport entre les deux. Puis la réponse explique que l'IP3 ne peut pas être déterminé, mais qu'il existe. Tout ceci semble très confus. De plus la question omet de préciser que l'on considère un récepteur à échantillonnage direct seulement.

En conclusion, cette question n'est pas claire et la réponse pas mieux.

Sur le web, plusieurs auteurs s'accordent à dire que l'IP3 n'existe pas, ou qu'il n'a pas de sens dans un SDR comme il a été montré ci-dessus.

15.16 Qu'entend-on par démodulation par signaux I et Q dans une radio SDR ?

Réponses : c) Démodulation en amplitude et en phase au moyen de deux instances du signal d'entrée, l'une étant déphasée de 90° (Q) par rapport l'autre (I).

Explication : voir problème 15.2, 15.3 et 15.13.

- 15.17** Réponse (corrigée) : b) Un circuit intégré logique pouvant être programmé après sa fabrication.

La réponse a) est la définition d'un FPGA qui est un circuit (logique) complexe qui peut être programmé et reprogrammé dans l'appareil où il est installé.

- 15.18** Quel instrument de mesure permet d'afficher simultanément plusieurs signaux logiques ?

- 15.19** Réponse : c) Un circuit complexe remplissant une ou plusieurs fonctions photographé sur une petite plaquette (généralement) de silicium.

- 15.20** Quelle est la fonction d'une porte logique ?

Réponse : Une porte logique traite des signaux binaires selon les fonctions logiques de base.

- 15.21** Quelles sont les fonctions logique de base ?

- 15.22** Sur quelle gamme de tensions d'alimentation, les circuits intégrés logiques CMOS peuvent-ils typiquement fonctionner ?

- 15.23** Le schéma ci-dessous montre le principe de traitement d'un signal par DSP (DSP = *Digital Signal Processing*).

Réponse : b) 1 : convertisseur A-N (ADC), 2 : convertisseur N-A (DAC).

- 15.24** Quelles peuvent être les fonctions d'un DSP (traitement numérique de signal) dans un appareil de radioamateur ?

Réponse : d) La suppression d'une grande partie des bruits parasites ou la compression de la dynamique.

- 15.25** Quelle peut être une fonction d'un DSP (traitement numérique de signal) dans un récepteur?

- 15.26** Quelles peuvent être les fonctions d'un DSP (traitement numérique de signal) dans un émetteur-récepteur ?

Réponse : b) Comme filtre ou compresseur.

- 15.27** Quelle est la réponse correcte ?

- 15.28** Lequel des quatre signaux de sortie X_1 à X_4 représentés ci-dessous correspond à une fonction OU lorsque les signaux E_1 et E_2 sont appliqués à ses entrées?

- 15.29** Énoncé : Lequel des quatre signaux de sortie X_1 à X_4 représentés ci-dessous correspond à une fonction ET lorsque les signaux E_1 et E_2 sont appliqués à ses entrées?

Glossaire des abréviations

Traduction et définition des abréviations et des sigles utilisés dans ce document.

Note : Les **expressions anglo-saxonnes** et les expressions équivalentes **de langue française** utilisent des fontes différentes pour mieux les différencier.

- ADC** **Analog to Digital Converter - Convertisseur Analogique Numérique**
- AF** **Audio Frequency - Fréquence Audio**
Équivalent de BF - Basse Fréquence.
- AFSK** **Audio Frequency Shift Keying - Manipulation par Décalage de Fréquence Audio.**
Le terme *Manipulation* n'est pas très heureux. Le signal (numérique) de modulation est utilisé pour décaler en fréquence un ton audio, produisant ainsi une fréquence audio pour chaque état du signal de modulation. Ce signal est ensuite utilisé pour moduler l'émetteur.
- AGC** **Automatic Gain Control - Contrôle Automatique de Gain.**
Circuit veillant à réguler le gain des étages HF (et IF) d'un récepteur AM en fonction de la puissance des signaux reçus.
- ALC** **Automatic Level Control - Contrôle Automatique de Niveau.**
Circuit supervisant les conditions de travail de l'étage de sortie d'un émetteur. Se dit aussi de circuits servant à maintenir un niveau constant d'une façon générale, par exemple le taux de modulation d'un émetteur en agissant sur le gain du préamplificateur du microphone.
- AM** **Amplitude Modulation - Modulation d'Amplitude.**
- /AM** **Aeronautical Mobile - Mobile en Avion.**
Suffixe à l'indicatif en cas d'emploi autorisé à bord d'un avion immatriculé en Suisse.
- AND** **Fonction ET en logique.**
Multiplication booléenne.
- ARRL** **American Radio Relay League - Littéralement: Société Américaine de Relais par Radio.**
L'association américaine des radioamateurs qui doit son nom au fait que dans le

temps, les radioamateurs US relayaient des messages pour des tiers de manière très formelle (et parfaitement légale dans un pays où les télécommunications n'étaient pas un monopole d'état).

- ATV** **Amateur TeleVision - Télévision d'Amateur**
Utilisé pour la télévision à bande large, selon le standard (norme) du pays de domicile du radioamateur.
- AVC** **Automatic Volume Control - Contrôle Automatique de Volume**
Synonyme d'AGC.
- BF** **Basse Fréquence**
Synonyme de AF (*Audio Frequency*).
- BFO** **Beat Frequency Oscillator - Oscillateur de (Fréquence de) battement**
Oscillateur destiné à battre contre un signal, généralement a fins de démodulation.
- BJT** **Bipolar Junction Transistor - Transistor (à jonction) Bipolaire**
Se dit des transistors PNP et NPN par opposition aux FET qui sont dits Unipolaires.
- BLU** **Bande Latérale Unique - Single Side Band**
Sigle français pour SSB.
- BPF** **Band Pass Filter - Filtre Passe Bande**
- BW** **Bandwidth - Largeur de Bande**
- CAG** **Commande Automatique de Gain**
Voir AGC.
- CAV** **Commande Automatique de Volume**
Voir AGC.
- CCIR** **Comité Consultatif International des Radiocommunications**
Organisme international émettant des recommandations dans le domaine de la radiodiffusion grand public.
- CEPT** **Conférence Européenne des Postes et des Télécommunications**
- CLC** **Condensateur Inductance Condensateur**
Circuit (filtre) composé des éléments ci-dessus.

- CW** **Continuous Wave - Onde Entretienue**
Réfère normalement à un signal HF dépourvu de modulation. Par extension, est utilisé pour nommer la télégraphie dans les milieux radioamateurs.
- DAC** **Digital to Analog Converter - Convertisseur Numérique Analogue**
- DATV** **Digital Amateur Television**
Télévision numérique d'amateurs.
- DSB** **Double Side Band - Double Bande Latérale**
Par exemple cas d'un signal AM normal.
- DSB-SC** **Double Side Band, Suppressed Carrier - Double Bande Latérale, Porteuse Supprimée.**
Par exemple le signal à la sortie d'un modulateur en anneau.
- DSP** **Digital Signal Processor**
Processeur numérique de signaux.
- EME** **Earth Moon Earth - Terre Lune Terre**
Mode de communication par réflexion du signal sur la lune.
- ERP** **Effective Radiated Power - Littéralement: Puissance Efficace Rayonnée**
Le terme « efficace » n'est pas très heureux. Le terme français est PAR : Puissance Apparente Rayonnée qui est plus descriptif. C'est la puissance émise quand on tient compte du gain de l'antenne (et éventuellement des pertes dans la ligne). Pour un récepteur, tout se passe comme si l'antenne n'avait pas de gain et que l'émetteur avait une puissance accrue. Traditionnellement l'antenne de comparaison est le dipôle.
- EIRP** **Effective Isotropic Radiated Power**
Identique à ERP ci-dessus, mais l'antenne de référence est l'antenne isotrope. Le terme français est PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente)
- E_s** **E sporadic - Sporadique E**
Propagation sporadique par la couche ionosphérique E, particulièrement sur 10 m et en VHF.
- FEM** **Force Electro-Motrice - Electromotive force (emf)**
Tension à vide d'un générateur.

FET	Field Effect Transistor - Transistor à Effet de Champ
FI	Fréquence Intermédiaire - Intermediate Frequency. Voir MF et IF
FIR	Finite Impulse Response filter- Filtre à réponse finie. Type de filtre en technique numérique
FM	Frequency Modulation - Modulation de Fréquence
FOT	Fréquence Optimale de Travail - Frequency of Optimal Transmission. La FOT vaut approximativement: $FOT = 0,85 \times MUF$
FSK	Frequency Shift Keying - Manipulation par Décalage de Fréquence. Le terme <i>Manipulation</i> n'est pas très heureux. Le signal (numérique) de modulation est utilisé pour décaler en fréquence le signal émis. Pour chaque état du signal de modulation correspond une fréquence HF.
GaAs	Gallium Arsenide - Arseniure de Gallium. Matériaux semiconducteur composite utilisé pour la réalisation de composants très haute fréquence.
GMT	Greenwich Mean Time - Temps Moyen de Greenwich Heure du méridien de Greenwich. Cette dénomination devrait être abandonnées au profit de UTC.
GP	Ground Plane - Plan de Masse Sert surtout à nommer une antenne $\lambda/4$ verticale montée sur un plan de masse artificiel composé généralement de radars.
HAREC	Harmonized Amateur Radio Examination Certificate - Certificat pour l'examen de radioamateur unifié.
HF	Haute Fréquence - High Frequency Voir aussi RF.
HPF	High Pass Filter - Filtre Passe-Haut.
IF	Intermediate Frequency - Fréquence Intermédiaire. Synonyme de MF lorsque l'on réfère aux étages en avant du démodulateur dans le récepteur superhétérodyne.
IIR	Infinite Impulse Response filter- Filtre à réponse infinie. Type de filtre en technique numérique

- JFET** **Junction Field Effect Transistor - Transistor à Effet de Champ à Jonction.**
Par opposition aux MOSFET. Type de FET dont la porte (*gate*) est isolée du canal par une jonction polarisée en inverse.
- LC** **Inductance Condensateur**
Circuit (filtre) composé des éléments ci-dessus.
- LHCP** **Left Hand Circular Polarisation - Polarisation Circulaire à Gauche**
Antenne à polarisation circulaire tournant vers la gauche.
- LPF** **Low Pass Filter - Filtre Passe-Bas**
- LSB** **Lower Side Band - Bande Latérale Inférieure.**
- LUF** **Lowest Usable Frequency - Fréquence la plus Basse Utilisable.**
Cette limite est due à l'absorption des ondes par la couche D.
- MF** **Medium Frequencies - Fréquences Moyennes.**
Classification des fréquences entre 300 kHz à 3000 kHz, aussi nommées ondes hectométriques.
- MF** **Moyenne Fréquence.**
Voir IF.
- /MM** **Maritime Mobile - Mobile en Bateau.**
Suffixe à l'indicatif en cas d'emploi autorisé à bord d'un navire en mer immatriculé en Suisse.
- MOSFET** **Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.**
Par opposition aux JFETs. Type de FET dont la porte (*gate*) est une mince couche de Métal, isolée du canal (Semiconducteur) par une couche isolante d'Oxyde de silicium.
- MUF** **Maximum Usable Frequency - Fréquence Maximale Utilisable.**
C'est la fréquence la plus élevée réfléchiée par l'ionosphère à un moment et une direction donnés.
- NAND** **Fonction NON-ET en logique.**
- Ni-Cd** **Nickel-Cadmium.**
Technologie de fabrication d'accumulateurs.

NF	Noise Figure - Facteur de Bruit. Rapport en dB de la mesure de la dégradation du rapport signal/bruit lors du passage du signal dans un appareil.
NOR	Fonction NON-OU en logique.
NPN	BJT composé des 3 couches N, P et N.
OC	Ondes Courtes - Short Waves (SW)
OR	Fonction OU en logique.
OUC	Ondes Ultra Courtes - FM Band Terme grand-public destiné à nommer la bande FM de radiodiffusion.
PA	Power Amplifier - Amplificateur de Puissance
PAR	Puissance Apparente Rayonnée Voir ERP.
PEP	Peak Envelope Power - Puissance de pointe de l'enveloppe Puissance moyenne du cycle de la pointe la plus importante du signal modulé.
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente Voir EIRP.
PLL	Phase Locked Loop - Boucle Asservie en Phase Circuit mettant en jeu un VCO et un comparateur de phase, ayant différents usages en électronique, entre autres la synthèse de fréquences et quelquefois la démodulation FM.
PNP	BJT composé des 3 couches P, N et P
ppm	Part Per Million - Part Par Million. Grandeur valant 0,0001%, utilisée pour définir de petite dérives - par exemple en température.
PTT	Push To Talk - Appuyer pour Parler Se voit fréquemment sur les microphones des émetteurs.
Qxx	Constituent du code Q
/QRP	Faible Puissance. Suffixe à l'indicatif autorisé en cas d'émission avec une faible puissance.

- RC** **Résistance Condensateur.**
Circuit (filtre) composé des éléments ci-dessus.
- RF** **Radio Frequency - Haute Fréquence**
Voir HF. Abréviations anglaise utilisée (souvent de préférence à HF) pour désigner les fréquences utilisées en radiocommunication.
- RGxxx** **Classification de différents types de câbles coaxiaux**
Par exemple RG58 et RG213 - voir par exemple la réponse 7.29 page 101.
- RHCP** **Right Hand Circular Polarisation - Polarisation Circulaire à Droite**
Antenne à polarisation circulaire tournant vers la droite.
- RIT** **Receiver Incremental Tuning - Syntonisation Différentielle du Récepteur**
Option fréquemment proposée sur les transceivers qui permet de décaler la fréquence de réception sans modifier la fréquence d'émission.
- RLC** **Résistance Inductance Condensateur**
Circuit (filtre) composé des éléments ci-dessus.
- ROS** **Rapport d'Ondes Stationnaires - Standing-Wave Ratio (SWR)**
Voir aussi TOS.
- RSGB** **Radio Society of Great Britain - Association de Radio de Grande-Bretagne**
Association des radioamateurs de Grande-Bretagne.
- RTTY** **Radio TeleTYpe - Téléimpression par radio**
Transmission de texte par code numérique. De nos jours le texte transmis est généralement affiché sur un écran plutôt que reçu sur un téléimprimeur (TTY).
- RX** **Receiver - Récepteur**
- S/N** **Signal/Noise ratio - Rapport Signal/Bruit**
Chiffre indiquant le rapport entre le signal utile et le bruit.
- SDR** **Software Defined Radio**
Radio logicielle - Radio définie par software.
- SINAD** **Signal, Noise And Distortion - Signal, Bruit et Distorsion**
Méthode de mesure du rapport signal/bruit incluant aussi la distorsion.

SNR	Signal/Noise ratio - Rapport Signal/Bruit Voir S/N.
SSB	Single Side Band - Bande Latérale Unique Sigle anglais pour BLU.
SSTV	Slow Scan TV - TV à Bande Etroite Transmission d'images de télévision à basse définition, au rythme de 1 image par 8 secondes, utilisant la largeur d'un canal audio.
SWR	Standing-Wave Ratio - Rapport d'Ondes Stationnaires Voir ROS.
TOS	Taux d'ondes Stationnaires - (Sans équivalent direct en anglais) Chiffre indiquant la qualité de l'adaptation de la charge (antenne) sur un émetteur, souvent utilisé à tort pour parler de ROS.
TTY	TeleTYpe - Téléimprimeur (téléscripteur)
TX	Transmitter - Emetteur
UHF	Ultra High Frequency Classification des fréquences entre 300 MHz à 3000 MHz, aussi nommées ondes décimétriques.
USB	Upper Side Band - Bande Latérale Supérieure
USKA	<i>Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure</i> - Union des Amateurs Suisses d'Ondes Courtes
UTC	Coordinated Universal Time - Temps Universel Coordonné Identique à GMT qui ne devrait plus être utilisé.
VCO	Voltage Controlled Oscillator - Oscillateur Commandé en Tension Oscillateur dont la fréquence de sortie dépend de la tension sur son entrée.
VF	Velocity Factor - Facteur de Vitesse Facteur inférieur à 1 qui donne la relation entre la vitesse de propagation d'une onde dans un câble par rapport à la vitesse de la lumière dans le vide.
VFO	Variable Frequency Oscillator - Oscillateur à Fréquence Variable Oscillateur dont on peut commander la fréquence (généralement à l'aide d'un cadran gradué).

VHF Very High Frequency

Classification des fréquences entre 30 MHz à 300 MHz, aussi nommées ondes métriques.

VSWR Voltage Standing-Wave Ratio - Rapport d'Ondes Stationnaires

Voir ROS.

WPM Word per Minute - Mot par Minute.

1 mot par minute correspond aux 5 lettres du mot PARIS.

XIT Transmitter Incremental Tuning - Syntonisation Différentielle de l'Emetteur

Option quelquefois proposée sur les transceivers qui permet de décaler la fréquence d'émission sans modifier la fréquence de réception.

Bibliographie et Références

Les ouvrages suivants ont servi à la rédaction de ce texte. Cependant seuls ceux en caractères gras sont recommandés pour le candidat radioamateur, les autres étant des ouvrages de référence, avancés et destinés aux professionnels et amateurs confirmés.

Il est regrettable que la langue française ne comporte pas plus d'ouvrages adéquats, surtout si l'on considère le niveau relativement élevé de ce qui est demandé à l'examen suisse de radioamateur.

Ouvrages en français:

- **Le Radio-Amateur préparation à l'examen technique – manuel de référence** – Olivier Pilloud, HB9CEM (Technip¹ 2023 5^{ième} édition).
- **L'Emission et la Réception d'amateur** – R. Raffin (ETSF²). Cet ouvrage obsolète est rempli de conseils pratiques et devrait faire partie de la bibliothèque de chaque radioamateur.
- **Les Antennes** – R. Brault, R. Piat (ETSF²).

Ouvrages en anglais:

- Electric Circuits – Joseph A. Edminister – Shaum's Outline Series (McGraw-Hill).
- Introduction to Radio Frequency Design – W.H. Hayward (Prentice-Hall 1982). Cet ouvrage est épuisé mais a été ré-édité par l'ARRL³. Il s'agit d'un excellent ouvrage, hautement recommandé, écrit par un radioamateur confirmé.
- **QST Official Journal of the ARRL** (ARRL¹).
- Radio Amateurs' examination manual – G.L. Benbow, G3HB (RSGB⁴, édition 1982 utilisée pour cet ouvrage).
- Radio Concepts Analog – Ralph S. Carson (John Wiley & Sons 1990).
- Solid State Radio Engineering – Herbert L. Krauss, Charles W. Bostian, Frederick H. Raab (John Wiley & Sons 1980).
- Spectrum Analysis – Application Note 150-1 Hewlett-Packard Co (Maintenant Keysight).
- Spectrum Analysis – Application Note 150 Hewlett-Packard Co (Maintenant Keysight).
- **The ARRL ANTENNA Book** (ARRL¹).
- **The ARRL HANDBOOK** for Radio Amateurs (ARRL¹, Publié annuellement).

1. TECHNIP 5, avenue de la République, F-75011 PARIS, France.

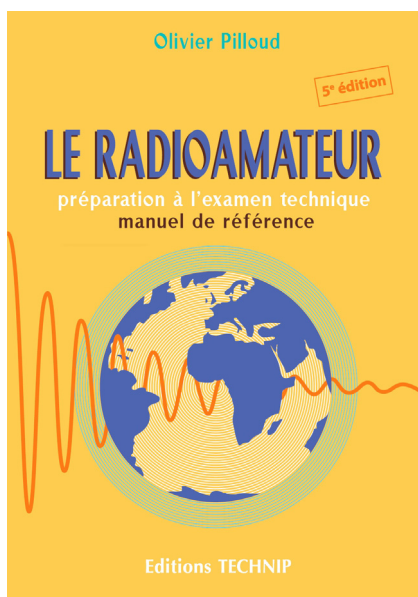
2. Editions Techniques et Scientifiques Françaises.

3. American Radio Relay League, 225 Main st.- Newington, CT 06111 USA.

4. Radio Society of Great Britain – 35 Doughty st. London WC1N 2AE.

Cours Technique

Tous les sujets traités dans ce document sont abordés en détail dans le livre :



Le Radio-Amateur Préparation à l'examen technique Manuel de référence

5^e édition

Olivier Pilloud - HB9CEM

Editions Technip - Paris

ISBN 978-2-7108-1197-8

<http://hb9cem.pilloud.net>

Cet ouvrage, qui expose les bases de la transmission radio et de l'installation d'une station d'émission, est le fruit de nombreuses années d'expérience et d'enseignement. Destiné aux candidats à l'examen de radioamateur, c'est un outil précieux pour tous ceux qui s'intéressent aux radiocommunications et qui désirent acquérir les connaissances indispensables à l'installation et la maintenance d'une station émettrice.

S'adressant particulièrement aux étudiants autodidactes, ce livre constitue un support de qualité pour les cours organisés par les associations de radioamateurs, et les autres utilisateurs d'appareils d'émission (secours international, par exemple).

Il couvre tous les sujets de l'examen du certificat européen de radioamateur (HAREC). Adapté aux prescriptions les plus récentes en vigueur dans les pays de la communauté européenne (et la Suisse), il tient aussi compte des particularités nord-américaines de langue française de cet examen.

- Electrotechnique : après une brève révision mathématique, une étude systématique des phénomènes électriques est proposée, étape par étape, avec de nombreux exercices et problèmes résolus, destinés à faciliter l'assimilation de la matière présentée.
- Radiotechnique : cette section, d'un esprit plus pratique que la précédente, présente les circuits utilisés en radiocommunications modernes analogiques et numériques, la modulation et les émetteurs, la démodulation, les récepteurs traditionnels et numériques, les techniques de démodulation, pour finir par la propagation et les antennes.

L'ouvrage se termine par un formulaire, indispensable lors de l'examen et un index très complet, permettant de retrouver rapidement tout les sujets traités.

Les sujets sont abordés progressivement, dans un ordre logique. Ecrit dans un langage simple et accessible, le texte ne demande pas de connaissances préalables des domaines techniques et mathématiques. L'ouvrage présente plus de 600 figures et schémas ainsi que 800 problèmes et exercices avec réponses, souvent commentées.

Log des versions et modifications

Révision OFCOM	Publication OFCOM	Publication Guide	Modifications
2023-04-20	2023-05-31	2023-08-10	Version initiale
2023-10-20	2023-10-30	2023-11-15	Complété les sections 10, 14 et 15
2023-10-20	2023-10-30	2024-01-02	Quelques petites corrections sans grandes portées
2023-10-20	2023-10-30	2024-01-16	Amélioré les réponses des sections 10, 14 et 15
-	-	2024-01-22	Dernière version puisque l'OFCEM ne publie plus son catalogue de questions.
-	-	2024-02-29	Amélioré la formulation de la réponse 10.19