

Radio-Club de la Haute Île

F6KGL F5KFF

Port de Plaisance (boite à lettres n°15)

Chemin de l'écluse

F-93330 Neuilly sur Marne

<http://www.f6kgl-f5kff.fr>

PRÉPARATION au CERTIFICAT D'OPÉRATEUR du SERVICE AMATEUR

Premier livre - COURS



Réglementation
et Technique

par F6GPX



Septembre 2017
Révision F4IIZ - 2022-03

Site internet :

REF :

<https://exam1.r-e-f.org/accueil>

ANFR :

<https://www.anfr.fr/licences-et-autorisations/radioamateurs/>

INTRODUCTION

Intro - 1) Il n'existe plus qu'un seul certificat d'opérateur

qui est un équivalent CEPT : les titulaires de ce certificat d'opérateur peuvent émettre sans formalité particulière dans la plupart des pays européens. Depuis le 9 mai 2012, l'épreuve de Réglementation ne suffit plus pour obtenir un certificat d'opérateur du service amateur (classe 3 – Novice) et l'épreuve de Morse donnant accès au certificat d'opérateur de classe 1 a été supprimée. Toutefois, les conditions d'exploitation d'une station opérée par un radioamateur de classe 3 n'ont pas changé par rapport à la décision ARCEP 10-0537 et sont rappelées en italique ci-dessous :

Certificat	CEPT	Epreuves à passer	Puissances et classes d'émission autorisées
Ex-Classe 3 (Novice)	NON		10 W sur la bande 144-146 MHz (*) - Classes autorisées : CW (A1A, A2A), AM (A3E), FM (G3E, F3E), BLU (J3E)
Classe unique Ex-Classe 2 (Téléphoniste)	OUI	Réglementation + Technique ou ex-Classe 3 + Technique	Toutes bandes et toutes classes d'émission avec : 479KHz 28Mhz 30MHz 1W PIRE 500W 250W 120W Sauf bande 60m 15W PIRE
<i>Ex-Classe 1</i> (Télégraphiste)	<i>OUI</i>		<i>(*) la puissance est mesurée à la sortie de l'émetteur sauf pour les bandes 135,7-137,8 kHz et 472-479 kHz en puissance PIRE</i>

Intro - 2) Les deux parties de l'examen sont indépendantes.

Mais **il faut réussir les épreuves de réglementation et de technique** pour obtenir le certificat d'opérateur et un indicatif d'appel.

Le bénéfice des parties réussies est conservé pendant un an. Ainsi, un candidat qui ne réussit que la partie Technique n'a à repasser que la Réglementation, la partie Technique lui étant acquise pour un an.

Les opérateurs de l'ex-classe 3 n'ont que l'épreuve de Technique à passer pour accéder à la classe unique. En revanche, depuis 2012, ces opérateurs se verront changer d'indicatif d'appel : F0ABC deviendra F4DEF après la réussite de l'épreuve de technique même si l'indicatif F4ABC n'est pas attribué.

Les épreuves de Réglementation et de Technique se passent sur micro-ordinateur et comportent 20 questions à choix multiples (une seule réponse possible pour chacune des questions) auxquelles il faut répondre dans le temps imparti. Le **décompte des points** est le même pour ces deux épreuves : 3 points pour une bonne réponse, - 1 point pour une réponse fautive, aucun point pour une question sans réponse. Pour chacune des deux épreuves, il faut obtenir au moins 30 points (soit une moyenne de 30/60).

Épreuve de Réglementation :

L'épreuve sur "La Réglementation des radiocommunications et les conditions de mise en œuvre des installations du service amateur" dure **15 minutes** et comporte **20 questions**.

Épreuve de Technique :

L'épreuve de "Technique portant sur l'électricité et la radioélectricité" dure **30 minutes** et comporte **20 questions**.

Intro - 3) L'examen

L'ANFR (Agence Nationale des Fréquences), qui organise les examens, propose une **présentation du logiciel** utilisé sur son site Internet (voir coordonnées en début de ce dossier). La base de données des questions, tant en réglementation qu'en technique, est réduite et peu représentative des difficultés rencontrées à l'examen. **On ne peut donc pas qualifier cette présentation de logiciel d'entraînement.** L'interface sera toutefois exactement celui rencontré le jour de l'examen.

Afin que l'ensemble du programme des examens soit balayé et pour éviter trop de questions sur des sujets similaires, l'ANFR nous a informé que les questions de chaque épreuve ont été réparties dans **10 familles plus ou moins homogènes**. Pour chaque partie de l'examen, 2 questions sont choisies au hasard dans chacune des 10 familles puis l'ensemble est présenté aléatoirement lors de l'épreuve.

Intro - 4) Stratégie pour passer le certificat d'opérateur

Compte tenu du calcul des points lors de l'examen, il faut « assurer » un certain nombre de réponses.

Si on ne répond qu'à 10 ou 11 questions, aucune faute ne sera permise : $(10 \times 3) - 1 = 29 < 30$;

Si on répond à 12 questions, une seule faute est tolérée : $(11 \times 3) - 1 = 32$

Si on répond à 13 questions, deux fautes sont possibles : $(11 \times 3) - 2 = 31$

Si on répond à 14 questions, trois fautes sont autorisées : $(11 \times 3) - 3 = 30$

C'est l'objectif de **13 questions au minimum** dont on est certain de la réponse qu'il faut viser. Passez les questions qui vous semblent difficiles et revenez dessus une fois l'ensemble du questionnaire parcouru. Un clic sur « Récapitulatif » vous affiche un tableau indiquant les questions auxquelles vous n'avez pas répondu.

Il ne faut répondre qu'aux questions dont on est certain de la réponse.

Intro - 5) Modalités pratiques de l'examen

Pour passer l'examen, il n'y a **plus d'âge minimum** depuis l'arrêté du 21/09/00. Les examens se passent dans des centres d'examens qui dépendent des **SRR** (Services Régionaux de Radiocommunication de l'ANFR). Il faut prendre un **rendez-vous** en téléphonant au centre d'examen que vous avez choisi. Le délai d'attente entre la prise de rendez-vous et la

date de l'examen est d'environ un mois et si vous souhaitez une date particulière, réservez en avance votre rendez-vous auprès du centre d'examen. Toutes les coordonnées de ces centres sont dans les annexes de ce cours. Pour confirmer le rendez-vous, le SRR vous envoie un dossier qu'il faut lui retourner ~~accompagné d'un chèque (en 2015, taxe d'examen = 30 €, tarif inchangé depuis 1991).~~ **gratuit depuis 2021.** Le chèque doit avoir été encaissé pour pouvoir passer l'épreuve. **Le jour de l'examen, pensez à amener vos papiers d'identité ainsi que votre calculatrice (non programmable) et un crayon.** Le papier brouillon est fourni par le centre d'examen.

Si le candidat a un **taux d'invalidité** (IPP) supérieur ou égal à **70%**, les épreuves sont adaptées à son handicap et le temps de l'examen est triplé (45 minutes en réglementation, 1h30 en technique). Dans ce cas, l'épreuve peut se dérouler au domicile du candidat (se renseigner auprès du centre d'examen pour les modalités pratiques).

Sauf si vous repassez une épreuve suite à un échec, l'examen du certificat d'opérateur débute par l'épreuve de réglementation puis continue par celle de technique. **Les résultats des deux épreuves ne sont connus qu'à la fin de l'examen.**

Avant de commencer l'épreuve de technique, prenez quelques secondes pour noter sur la feuille de brouillon qui vous a été fournie les principales formules (triangles de la loi d'ohm, rapports de transformation, etc.), les tables de conversion (dB, multiples et sous multiples) et le code des couleurs : vous les aurez toujours sous vos yeux.

En cas de problème lors de l'examen (problème matériel ou question litigieuse), prévenez aussitôt le surveillant qui, seul, peut arrêter le décompte de temps et éventuellement permet de recommencer l'épreuve. **Aucune contestation ne sera recevable après la fin du décompte de temps.** En cas de question litigieuse, notez sa référence (en haut à gauche de l'écran). Le personnel présent sur le lieu de l'épreuve est en général disponible et compréhensif mais ne vous laisse pas sortir de la salle d'examen avec vos notes et brouillons.

A la fin des épreuves, le candidat est informé immédiatement du résultat. En cas de réussite, l'ANFR envoie par courrier dans la semaine suivante le certificat d'opérateur accompagné d'un dossier de demande d'indicatif à retourner au siège de l'ANFR à Maisons-Alfort (service REGIE) qui gère la partie « recettes » du dossier administratif des radioamateurs. **La notification de l'indicatif d'appel, seul document permettant d'émettre, est envoyée au bout d'environ deux semaines** après la réception du dossier par l'ANFR. *Depuis 2015, l'ANFR a les compétences pour établir le certificat d'opérateur et pour notifier l'indicatif d'appel, ce qui réduit sensiblement les délais de traitement (3 semaines en tout au lieu de deux mois auparavant car ces documents étaient signés par une autorité désignée par le Ministre chargé des Communications Electroniques).*

En cas d'**échec à l'une des épreuves**, le candidat doit attendre **deux mois** avant de repasser l'épreuve où il a échoué. L'ANFR n'acceptera pas tout de suite la nouvelle inscription : il faudra attendre un mois pour prendre un nouveau rendez-vous.

Intro - 6) Présentation du cours :

Le document comprend deux livres : le cours proprement dit (ce que vous lisez en ce moment) et les exercices.

Le premier livre (le cours) se présente en deux parties réparties en sections, chapitres et paragraphes.

La première partie concerne la réglementation et est scindée en deux sections :

la **réglementation** proprement dite (ensemble des textes français et internationaux) est subdivisée en 4 chapitres référencés R-1 à R-4

les connaissances de base de **technique** (vestiges de l'ancienne classe 3) sont regroupées dans le chapitre R-5. Les références de ce chapitre, notées entre parenthèses, sont celles des chapitres consacrés à la technique, objet de la deuxième partie.

Les mots-clés sont en gras souligné. Ces mots-clés permettent de repérer les notions importantes. *Les paragraphes ou les parties de texte en italique ne sont pas au programme de l'examen. Toutefois, sauf indication contraire, quelques questions d'examen portant sur ces sujets ont été recensées.*

La seconde partie traite de la technique. Cette seconde partie est divisée en trois sections et treize chapitres numérotés de 0 à 12.

Les connaissances à avoir pour passer l'examen se repèrent aux **polices de caractères utilisées**. Le texte définissant le programme de l'examen est parfois très vague et sujet à controverse. Quelques formules sont citées mais pas toutes : lors de l'examen, des questions peuvent être posées sur des formules non citées explicitement dans le texte. Ainsi, dans le cours, des polices de caractères différentes sont utilisées :

les **formules à connaître** sont en gras. Les formules qui sont en **gras italique** ne sont pas à connaître mais permettent saisir mieux que par des phrases certaines notions et grandeurs.

les **exemples** d'application sont signalés en retrait et présentés dans une police de caractères différente (Arial).

les **mots-clés** sont en gras souligné. Ils permettent de repérer les notions à connaître pour l'examen.

les paragraphes ou les parties de texte en italique ne sont pas à apprendre pour l'examen : ce sont des connaissances supplémentaires qui, à notre opinion, sont hors programme. Les mots-clés de ces parties sont en italique souligné, les formules en italique gras et les exemples d'application en Arial italique.

A la fin du cours (annexe, pages 98 et 99), les formules à connaître pour la partie technique sont reprises : il faut connaître et savoir utiliser non seulement ces formules mais aussi leurs variantes. Ainsi, les formules $U = R \times I$ et $P = U \times I$ doivent être maîtrisées ainsi que leurs variantes comme $I = U / R$, $I = P / U$ ou $P = U^2 / R$.

Le second livre recueille **490 exercices** et permet de mettre en application les différents sujets abordés dans le cours dans l'esprit des questions posées le jour de l'examen. Les sujets abordés sont séparés entre la technique et la réglementation (sauf dans les séries Progression), ce qui permet de travailler les différentes épreuves séparément. Le recueil d'exercices est composé de trois sections :

Chapitre par chapitre (21 séries numérotées 1 à 21) ; - Progression (11 séries numérotées 22 à 32) ; - Examens blancs :
Réglementation (9 séries numérotées 33 à 40)
Technique (9 séries numérotées de 41 à 49)

En **complément de ces deux livres**, la page Formation du site du radio-club (<http://www.f6kgl-f5kff.fr>, onglet « Formation F6GPX ») met à votre disposition des outils complémentaires. Entre autres, vous trouverez :

un fichier nommé « Reglementation.pdf » contient les extraits des textes réglementaires français et internationaux en vigueur. Ce document permet de revenir à la source de l'information. Dans le cadre d'un radio-club, une seule édition de ce document pour l'ensemble du groupe est suffisante car l'essentiel de ces textes (ce qui est au programme de l'examen) est repris dans ce cours. Ce document est aussi « en ligne » à partir de l'URL suivante : <http://f6kgl.f5kff.free.fr/Textes.htm> ;

un lien vers le site http://fr.groups.yahoo.com/group/examen_f0_f4/messages qui met à disposition des comptes rendus d'épreuves communiqués par des candidats ayant passé l'examen.

une synthèse des questions d'examen issues de cette liste de diffusion est disponible sur cette page au format PDF : ce sont les fichiers « Regl.pdf » et « Tech.pdf » ;

un lien vers le site <http://www.f5axg.org> pour télécharger le logiciel d'entraînement **Exam'1**. A utiliser sans modération pour se préparer dans les meilleures conditions.

le radio-club F6KGL-F5KFF organise tous les vendredis soirs une téléconférence au cours de laquelle le cours est diffusé en direct sur Internet. Ces séances sont enregistrées puis téléchargées sur la chaîne Youtube de F6KGL. Tous les fichiers et les liens sont sur <http://f6kgl-f5kff.fr/lespodcasts/index.html>.

Intro - 7) Conseils aux formateurs et aux candidats se préparant seuls :

Les exercices sur le logiciel EXAM'1 (voir « *entraînements* », page 100 du cours) permettent de vérifier les niveaux des candidats et leur progression.

Compte tenu des modalités de passage de l'examen depuis mai 2012 (réussite obligatoire aux deux épreuves pour obtenir un certificat d'opérateur et bénéfice de l'épreuve où la moyenne a été obtenue pendant un an), il y a lieu d'affiner la stratégie en fonction des compétences du candidat :

un candidat se sentant à l'aise avec la partie technique de l'examen sera prêt dès qu'il aura acquis les connaissances de Réglementation. De nombreux candidats témoignent qu'en bachotant à temps complet pendant 15 jours, l'épreuve de Réglementation est une simple formalité. En cas d'échec à la partie technique, puisque le candidat garde le bénéfice de l'épreuve de Réglementation pendant un an, il devrait être au niveau en moins d'une année.

les candidats n'ayant pas (ou peu) de connaissances techniques commenceront eux aussi par la Réglementation mais ne se présenteront aux épreuves que lorsque les deux parties de l'examen seront assimilées car, en cas d'échec à une des épreuves, le délai d'un an pour réussir l'épreuve ratée risque d'être court (surtout si l'échec vient de la partie technique de l'examen).

Pendant le cours, faites des exercices et expliquez les réponses au tableau. Au besoin, revenez sur un chapitre ou une partie du cours. Enfin n'insistez pas sur les paragraphes en italique : ils sont là pour les candidats et les formateurs qui veulent aller plus loin et peu de questions, voire aucune, portent sur ces points.

Commencez par la Réglementation : les textes s'assimilent assez facilement quand on en comprend la grille de lecture. Les quelques connaissances techniques à assimiler seront vues à nouveau dans la partie Technique.

La partie Technique du cours est moins linéaire que la partie Réglementation : si la première section du cours de technique qui porte sur les bases de l'électricité est longue et décourageante pour certains car il faut assimiler toutes les formules et les notions, la seconde section qui traite des composants actifs est beaucoup plus simple car il y a peu de formules à apprendre. Quant à la dernière section consacrée à la radioélectricité, elle est de loin la plus intéressante et elle amène le plus de questions : les formateurs devront souvent recentrer les débats.

Pour les calculettes (indispensables pour l'épreuve technique mais non obligatoires pour l'épreuve de réglementation), optez pour des modèles de type **collège** non programmable (ou dont la mémoire s'efface facilement car le surveillant du centre d'examen pourrait vous interdire de vous en servir si vous ne savez pas lui montrer que la mémoire est vide et, dans ce cas, il vous fournira une autre calculette que vous ne connaissez pas !.

Choisissez une calculette qui accepte l'affichage en mode Ingénieur et la saisie en écriture naturelle. A titre d'information, la TI 30 X II B (Texas Instr.) et la FX-92 (Casio) répondent aux critères de l'ANFR. D'autres marques moins connues proposent des calculettes convenant parfaitement à notre usage et pour des prix souvent inférieurs. Chacun peut avoir une calculette différente mais chacun doit connaître parfaitement toutes les touches de fonction et la manière d'utiliser son matériel. Pour le fonctionnement des calculettes, se reporter au § 0.3.

Premier livre – COURS

Première Partie – EPREUVE de RÉGLEMENTATION

Section A : Réglementation

R-1) Classes d'émission et conditions techniques	
R-1.1) environnement réglementaire	10
Histoire de la réglementation du radioamateurisme en France	12
R-1.2) classes d'émission	16
R-1.3) conditions techniques d'émission	17
R-2) Fréquences et les puissances autorisées	18
R-2.1) fréquences attribuées	19
R-2.2) puissances et classes d'émission autorisées	20
R-3) Alphabet international et code Q	22
R-3.1) table internationale d'épellation	22
R-3.2) abréviations en code Q	22
R-3.3) déroulement d'un contact	24
R-3.4) teneur des conversations	24
R-4) Conditions d'exploitation et indicatifs d'appel.....	25
R-4.1) carnet de trafic	25
R-4.2) exploitation d'une station	25
R-4.3) installations de radio-club et stations répétitrices	26
R-4.4) sanctions	26
R-4.5) modalités de l'examen	27
R-4.6) formation des indicatifs d'appel français	27
R-4.7) utilisation de l'autorisation d'émettre dans les pays de la CEPT	29

Section B : Connaissances techniques de base

R-5.1) puissance, rapports de puissance et décibel (dB)	31
R-5.2) type d'antennes et caractéristiques	32
R-5.3) lignes de transmission	33
R-5.4) brouillages et protections des équipements électroniques	35
R-5.5) protections électriques	35

Deuxième Partie – EPREUVE de TECHNIQUE

0) Rappel de mathématique et d'algèbre	
0.1) transformation d'équations	38
0.2) puissances de 10, multiples et sous-multiples	39
0.3) utilisation d'une calculatrice	40

Section A : Bases d'électricité et composants passifs

1) Lois d'Ohm et de Joule	
1.1) bases de l'électricité	42
1.2) lois d'Ohm et de Joule	42
1.3) autres unités	43
1.4) résistivité	43
1.5) code des couleurs	44
1.6) loi des nœuds et des mailles	45
1.7) groupements série et parallèle (ou dérivation)	45
1.8) autres exemples d'application avec des résistances	48
2) Courants alternatifs, bobines et condensateurs	
2.1) courants alternatifs	49
2.2) valeur maximum, efficace, moyenne, crête à crête	50
2.3) bobines et condensateurs	51
2.4) charge, décharge et constante de temps pour les condensateurs	55
2.5) calcul de l'impédance des bobines et condensateurs non parfaits	55
3) Transformateurs, piles et galvanomètres	
3.1) transformateur	57
3.2) transformateur non parfait	57
3.3) piles et accumulateurs	58
3.4) galvanomètre, voltmètre et ampèremètre	59

3.5) qualité des voltmètres	59
3.6) ohmmètre et wattmètre	60
3.7) microphone, haut-parleur et relais électromécanique	60
4) Décibel, circuits R-C et L-C, loi de Thomson	
4.1) décibel (dB)	61
4.2) circuits R-C	62
4.3) circuits L-C	63
4.4) circuits RLC	64
4.5) filtre en pi	66
4.6) autres calculs à partir des formules de ce chapitre	67

Section B : Les composants actifs et leurs montages

5) Les diodes et leurs montages	
5.1) diodes	64
5.2) courbes et caractéristiques de fonctionnement des diodes	64
5.3) montages des diodes	65
5.4) alimentation	66
6) Les transistors	
6.1) transistors	67
6.2) gain des transistors	67
6.3) montages des transistors	67
6.4) transistors FET	68
6.5) diodes thermoïoniques	69
6.6) autres tubes thermoïoniques	69
7) Amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs	
7.1) classes d'amplification	70
7.2) résistance de charge	70
7.3) liaisons entre les étages	71
7.4) amplificateurs radiofréquences (R.F.)	71
7.5) oscillateurs	72
7.6) multiplicateurs de fréquence	74
7.7) mélangeurs	74
8) Amplificateurs opérationnels et circuits logiques	
8.1) caractéristiques des amplificateurs opérationnels	75
8.2) montage fondamental des amplificateurs opérationnels	75
8.3) autres montages des amplificateurs opérationnels	76
8.4) circuits logiques	76
8.5) système binaire et traitement numérique du signal	77

Section C : Radioélectricité

9) Propagation et antennes	
9.1) relation longueur d'onde/fréquence	78
9.2) propagation	78
9.3) propagation en ondes réfléchies	79
9.4) antenne doublet demi-onde alimenté au centre (dipôle)	80
9.5) antenne quart d'onde (ground plane)	81
9.6) antenne Yagi	81
9.7) gain d'une antenne	81
9.8) puissance apparente rayonnée	82
9.9) angle d'ouverture	82
9.10) compléments sur les antennes	82
10) Lignes de transmission et adaptations	
10.1) lignes de transmissions (feeders)	83
10.2) impédance et coefficient de vélocité	85
10.3) adaptation, désadaptation et ondes stationnaires	86
10.4) lignes d'adaptation et symétriseurs	87
11) Les synoptiques	
11.1) récepteur sans conversion de fréquence (amplification directe)	89
11.2) récepteur avec fréquence intermédiaire (FI)	89

11.3) fréquence image	90
11.3) sensibilité d'un récepteur	90
11.4) émetteur	90
11.5) compatibilité électromagnétique (CEM)	91
11.6) intermodulation, transmodulation et bruit	91
12) Les différents types de modulations	
12.1) schématisation des différents types de modulations	92
12.2) modulateurs et démodulateurs	93
12.3) modulation d'amplitude (AM)	94
12.4) modulation de fréquence (FM)	94
12.5) manipulation par coupure de porteuse (CW)	95
12.6) bande latérale unique (BLU)	96

Troisième Partie – ANNEXES et EXERCICES

- Principales formules à connaître pour passer l'examen	98-99
- Bibliographie, adresses et coordonnées	100

Second livre – EXERCICES

o Présentation du recueil d'exercices.....	102
o Chapitre par chapitre (21 séries numérotées 1 à 21)	103-144
o Progression (11 séries numérotées 22 à 32)	145-166
o Série Réglementation (8 séries numérotées 33 à 40)	167-182
o Série Technique (9 séries numérotées 41 à 49)	183-200

PREMIERE PARTIE
REGLEMENTATION

Section A : Réglementation

1) CLASSES D'ÉMISSION et CONDITIONS TECHNIQUES

R-1.1) Environnement réglementaire : trois niveaux réglementaires se superposent et se complètent.

Au niveau international : UIT Union Internationale des Télécommunications

(ITU en anglais), dont le siège est à Genève, est chargée des télécommunications par les Nations Unies (ONU). Au sein de l'UIT, la normalisation des télécommunications est traitée par l'UIT-T, leur développement par l'UIT-D et les radiocommunications par l'UIT-R qui édite le **RR Règlement des Radiocommunications**, (*Radio Regulations en anglais*), traité international ratifié par la France, qui constitue la base des réglementations nationales et européennes. L'édition 2015 du RR comprend 58 articles (S1 à S59) subdivisés en dispositions, 21 appendices (A1 à A42), les résolutions prises en assemblée plénière et les recommandations qui orientent les travaux des commissions. En complément, l'UIT édite des rapports qui font un état des lieux détaillé d'une technique ou d'un problème. L'article S1 définit la terminologie utilisée dans le RR.

S1-56 La disposition définit le service amateur ainsi : « Service de radiocommunication ayant pour objet l'instruction individuelle, l'intercommunication et les études techniques, effectué par des amateurs, c'est-à-dire par des personnes dûment autorisées, s'intéressant à la technique de la radioélectricité à titre uniquement personnel et sans intérêt pécuniaire .

S1-57 La disposition définit le service d'amateur par satellite ainsi : « Service de radiocommunication faisant usage de stations spatiales situées sur des satellites de la Terre pour les mêmes fins que le service d'amateur ».

S25 L'article définit les conditions d'exploitation des stations du service amateur. Les dispositions de cet article précisent notamment : l'indicatif d'appel est attribué par l'administration de chaque pays après vérification des aptitudes des opérateurs ; les communications se font en langage clair ; il est interdit de transmettre des communications pour les tiers sauf en cas d'urgence.

Résolution 646 : (Ex R640) intitulée « Protection du public et secours en cas de **catastrophes** » (*PPDR en anglais*) reconnaît l'utilité de la **Convention de Tampere** signée en 1998 sur la mise à disposition de ressources de télécommunication (coopération entre les états) et préconise une harmonisation des fréquences par région.

Adoptée en 2003, la résolution 646 remplace les 640 « relative à l'utilisation internationale, en cas de catastrophe naturelle, des [...] bandes [...] attribuées au service d'amateur » et 644 qui traitait des « moyens de télécommunications pour l'atténuation des effets de catastrophes et pour les opérations de secours en cas de catastrophes ».

*La Recommandation **UIT-RM.1042** (Communications en cas de catastrophe) rappelle ce que l'UIT attend des radioamateurs : la mise en œuvre rapide de réseaux souples et fiables.*

La Résolution 647 prévoit l'établissement d'une base de données des fréquences utilisables.

Disposition S25-9A du RR résume l'esprit de tous ces textes : « les administrations sont invitées à prendre les mesures nécessaires pour autoriser les stations d'amateur à se préparer en vue de répondre aux besoins de communication pour les opérations de secours en cas de catastrophes ».

*Tous les 3 ou 4 ans, l'UIT-R organise dans ses locaux de Genève une **Conférence Mondiale des Radiocommunications (CMR ou WRC en anglais)** pour mettre à jour le RR. Lors des WRC, chaque utilisateur du spectre radioélectrique et chaque administration envoie ses représentants pour négocier. Au sein de l'UIT-R et lors des conférences, les radioamateurs sont représentés par l'IARU qui défend une position commune définie au préalable par les associations nationales de radioamateurs (le REF pour la France). Washington 1927 puis Madrid 1932 et Le Caire 1938. Atlantic City 1947 décida du transfert du siège de l'UIT de Berne à Genève et remania profondément le RR et le plan d'attribution des fréquences dont la limite haute était 10,5 GHz. Les CMR de 1959 et 1979 ont été des étapes importantes dans les modifications du plan de fréquences pour tenir compte des progrès de la technique radio. La CMR-97 a renuméroté les articles et dispositions du RR.*

La CMR-03 a supprimé l'exigence de la connaissance de la connaissance du code Morse.

La CMR du 2 au 27 novembre 2015 a attribué la nouvelle bande des 60 mètres aux radioamateurs. La prochaine CMR se déroulera du 28 octobre au 22 novembre 2019.

Au niveau européen : la CEPT : Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications.

Créée en 1959, rassemble les autorités réglementaires des 28 pays de l'Union Européenne et de 20 autres pays européens.

*Le Bureau Européen des Communications (ECO), basé à Copenhague, est l'organe permanent de la CEPT qui assure la logistique des réunions. Le Comité des Communications Électroniques (ECC) adopte les recommandations et les décisions préparées par les groupes de travail. Une **recommandation** n'est qu'une incitation pour les États membres à adopter un comportement particulier alors qu'une **directive** donne des objectifs à atteindre avec un délai et une **décision** est applicable sans transposition dans le droit national. Les radioamateurs, représentés par l'IARU, participent avec un statut d'observateur aux groupes de travail traitant des radiocommunications. La CEPT n'est pas le seul organisme régional traitant des télécommunications, l'UIT-R en recense 5 autres : ATU pour l'Afrique, RCC pour les pays de l'ex-URSS, ASMG pour les pays arabes, CITEEL pour les Amériques et APT pour l'Asie et le Pacifique.*

Recommandation T/R 61-01, signée en 1985, établit la **libre circulation** des radioamateurs sans formalité administrative dans les pays membres de la CEPT **pour des séjours de moins de 3 mois**.

Recommandation T/R 61-02 date de 1990 et fixe une harmonisation des réglementations nationales en matière de certificats d'opérateur du service amateur en préconisant un **programme de réglementation et de technique HAREC**.

Le rapport ERC 32, 2005, définit le programme du certificat d'opérateur CEPT Novice.

La recommandation ECC (05) 06, 2005, établit leur libre circulation dans les pays membres de la CEPT. La moitié des pays appliquent ces textes (pas la France) et l'ancien certificat d'opérateur novice français (ex-classe 3) n'était pas un certificat CEPT Novice.

Au niveau national :

CPCE le Code des Postes et Communications Électroniques

Régie notre activité. Les installations de radioamateurs n'utilisent pas de fréquences spécifiquement assignées et sont donc établies librement relèvent du 1° de l'article **L33-3** du CPCE qui différencie les installations radioélectriques. Parmi les 5 catégories d'installations utilisant des fréquences radioélectriques définies à l'article **D406-7** du CPCE, la 3^{ème} catégorie correspond aux installations radioamateurs. (4^{ème} CB, 5^{ème} PMR)

L41-1 article du CPCE indique que « l'utilisation de fréquences radioélectriques en vue d'assurer soit l'émission, soit à la fois l'émission et la réception de signaux est soumise à autorisation administrative » et que « l'utilisation (...) de fréquences radioélectriques (...) constitue un mode d'occupation privatif du domaine public de l'État ».

ARCEP Autorité de Régulation des Communications Électroniques et des Postes, est l'autorité de tutelle des RA, (ex ART) est un organe indépendant (art L130 du CPCE) composé de 7 membres nommés pour 6 ans en raison de leur qualification. L'ARCEP est consultée sur les projets de loi, de décret ou de règlement relatifs au secteur des communications électroniques et des postes et participe à leur mise en œuvre. L'ARCEP prend des décisions qui, pour entrer en vigueur, doivent être homologuées par le Ministre chargé des communications électroniques puis publiées au Journal Officiel.

Le partage du spectre radioélectrique se fait en deux temps : le Tableau National de Répartition des Bandes de Fréquences **TNRBF**, (édité par ANFR) fait l'objet d'un arrêté signé du Premier Ministre (*art. L41 du CPCE*). Cet arrêté attribue les fréquences au CSA (Conseil Supérieur de l'Audiovisuel, chargé de la gestion des chaînes de TV et des radios FM), aux services de l'État (Défense, aviation civile, ...) ou à l'ARCEP (autres utilisateurs dont le service d'amateur). Puis l'Arcep assigne aux utilisateurs les fréquences nécessaires à l'exercice de leur activité et veille à leur bonne utilisation *art L36-7 du CPCE*. De plus, l'Arcep fixe les conditions techniques d'utilisation des fréquences dont l'assignation lui a été confiée *art L42 du CPCE*. Ces deux missions sont les fondements de la décision ARCEP 12-1241 qui régit nos activités. Cette décision a été modifiée par la décision 13-1515 qui attribue au service d'amateur la bande 472-479 kHz et modifie deux bandes satellites.

L42-4 du CPCE : le ministre chargé des communications électroniques fixe les conditions d'obtention du certificat d'opérateur et les modalités d'attribution des indicatifs utilisées par les stations radioélectriques. En fait, c'est le Premier Ministre qui a signé l'arrêté du 21/09/00 fixant les conditions d'obtention des certificats d'opérateur du service amateur. Ce second texte fondamental a été complété par un arrêté modificatif daté du 30/01/09 qui précise les conditions d'attribution et de retraits des indicatifs et par un arrêté modificatif du 23/04/12 qui a supprimé l'examen de code Morse et le certificat « novice » (ex-F0).

DGE Direction Générale des Entreprises depuis 2014 (ministère chargé des communications électroniques), créée début 2009 sous le nom de DGCIS), a une mission de conseil auprès du ministre pour toutes les questions touchant aux communications électroniques.

Depuis mai 2017, le dossier est confié à Mounir Mahjoubi, secrétaire d'Etat chargé du Numérique sous la tutelle directe du Premier Ministre, Edouard Philippe (depuis 1997, la tutelle était exercée par le ministre de l'Economie et des Finances).

ANFR L'Agence Nationale des Fréquences est un établissement public à caractère administratif créé en 1997. L'ANFR « a pour mission d'assurer la planification, la gestion et le contrôle d'utilisation (...) des fréquences radioélectriques » *art L43 du CPCE*. L'ANFR édite le **TNRBF** et participe aux conférences organisées par l'UIT et la CEPT. De plus, l'ANFR « organise les examens donnant accès aux certificats d'opérateur des services d'amateur, délivre les certificats et les indicatifs des séries internationales attribués aux stations radioélectriques des services d'amateur et procède au retrait de ces derniers » (*art R20-4411 14° du CPCE*). Les Services Régionaux des Radiocommunications (SRR) organisent les examens et le pôle administratif de Saint Dié des Vosges gère les dossiers. La loi 86-1067 relative à la liberté de communication précise, dans son article 22, que le CSA « prend les mesures nécessaires pour assurer une bonne réception des signaux [de radiodiffusion] ». A la demande de tiers ou de l'autorité affectataire, l'ANFR instruit les dossiers de brouillage (*art R20-44-10 10° du CPCE*).

En conclusion, en France trois autorités se répartissent les différents champs de compétences :

L'ARCEP pour les conditions d'exploitation et l'attribution des bandes,

Le Ministre chargé des communications électroniques pour les conditions de l'examen d'opérateur

L'ANFR en ce qui concerne les **brouillages**, le dossier **administratif** des radioamateurs en général, l'organisation des épreuves, l'**attribution** et le retrait des indicatifs d'appel.

Histoire de la réglementation du radioamateurisme en France

(pas de question à l'examen)

Tout au long du XIX^{ème} siècle, les théories sur l'électricité, les ondes et la lumière sont développées : avant 1800, on ne connaissait que l'électricité statique, qui permettait de faire des expériences intéressantes et souvent spectaculaires, mais sans réel intérêt pratique. La mise au point de la pile électrique par Alessandro Volta en 1799 fut une grande révolution car on dispose pour la première fois d'une source d'électricité continue et stable. Fresnel émet la théorie vibratoire de la lumière en 1818 ; en 1827, Ohm découvre les lois fondamentales de l'électricité et Ampère imagine le galvanomètre ; en 1831, Faraday décrit l'induction électromagnétique tandis que Henry découvre l'auto-induction et que Ruhmkorff invente la bobine d'induction. En 1832, Samuel Morse conçoit l'idée du télégraphe électrique après une conversation sur l'utilisation de l'électro-aimant mais il faut attendre 1844 pour que le premier message officiel utilisant le code Morse soit transmis depuis la Cour Suprême du Capitole vers le dépôt des chemins de fer de Baltimore. Le lien entre les phénomènes électriques et magnétiques est établi par Maxwell en 1864. A la fin du XIX^{ème} siècle, les ondes radioélectriques sont un vaste champ d'expériences : en 1887, Heinrich Hertz met en évidence les ondes grâce à ses sphères et son éclateur ; en 1890, Édouard Branly met au point son cohéreur ; l'amiral russe Alexandre Popov équipe ses navires d'antennes filaires en 1895. Mais tout ceci reste au stade d'expériences de laboratoire.

L'aventure de la radio commence réellement quand Guglielmo Marconi, en combinant différents équipements existants, réalise le premier système efficace de radiocommunication : liaison expérimentale sur 2 km à Bologne en 1896, sur 13 km au Pays de Galles en 1897 puis liaisons commerciales régulières trans-Manche à partir de 1899. Enfin, en décembre 1901 après des essais infructueux, Marconi, à Terre Neuve (Canada), perçoit une série de S en code Morse en provenance de Poldhu (Sud Ouest de l'Angleterre), à près de 3540 km, montrant que la rotondité de la Terre n'est pas un obstacle.

En France, après la première liaison radio effectuée par Eugène Ducretet le 15 novembre 1898 entre le sommet de la Tour Eiffel et le Panthéon (4 km), Gustave Eiffel prend contact en 1901 avec le capitaine Ferrié, polytechnicien, officier du 8^{ème} Régiment du Génie et chef des transmissions de l'armée française, pour faire de la Tour un support d'antenne de communication à longue distance. Ferrié met au point en 1903 un détecteur électrolytique, nettement plus performant que le cohéreur de Branly mais pas autant que la galène utilisée à partir de 1910. Avec ce système, une liaison est établie avec les forts des environs de Paris dès 1903 et avec l'Est de la France en 1904. Cette année-là, Flemming met en évidence l'effet diode de la lampe à incandescence d'Edison et, deux ans plus tard, Lee de Forest invente la triode « Audion », premier système d'amplification. En octobre 1906, la première Conférence Radiotélégraphique Internationale rassemble à Berlin 29 États et établit le principe de l'obligation de communication entre les navires en mer et la terre ferme en allouant deux longueurs d'onde : 300 et 600 mètres. Pendant ce temps, à Paris, une station radio militaire permanente est installée dans un baraquement en bois sur le Champ de Mars, entre l'École Militaire et la Tour Eiffel, ce qui sauve cette dernière de la démolition prévue pour son 20^{ème} anniversaire, en 1909, car l'antenne est formée de plusieurs câbles partant du baraquement et convergeant vers le sommet de la Tour. Les progrès techniques font que la portée de l'émetteur de la Tour Eiffel passe à 6000 km en 1908.

Le premier contact français entre amateurs qui n'avaient pas encore d'indicatifs d'appel eut lieu en 1907 à Orléans. Dans les années suivantes, les techniques se fiabilisent et les expérimentations se développent. En 1912 est créée la Direction de la TSF, rattachée au ministère des Travaux Publics. Le naufrage du Titanic en avril 1912 montre l'utilité des opérateurs radio à bord des navires. Fin 1913, Armstrong dépose deux brevets utilisant l'audion : le récepteur à réaction et l'oscillateur HF générant des ondes entretenues (continuous waves ou CW en anglais). Toutefois, la technique de l'émetteur à étincelles (ondes amorties) continuera à être utilisée jusque dans les années 1930 puis sera interdite par l'UIT à partir de 1949.

Lorsque la guerre éclate en 1914, la télégraphie militaire devient primordiale : les rapports et les ordres circulent rapidement et, dans les tranchées, les radiocommunications sont préférées aux lignes téléphoniques qu'il faut constamment maintenir à cause des bombardements. En revanche, les communications devront être codées puisque l'ennemi peut les capturer. Pendant la guerre, les émissions d'amateur sont interdites et le Génie militaire a besoin de ces opérateurs et de ces techniciens. Ils se retrouvent pour la plupart au 8^{ème} Génie basé au Mont Valérien (à Suresnes, près de Paris) où Ferrié, qui est promu Général, coordonne les recherches pour améliorer les télécommunications sans fil. A la fin de la guerre, la technique a largement évolué puisque la « triode TM » (Télégraphie Militaire), fabriquée près de Lyon, est d'utilisation courante.

Dés 1921, un réseau d'émission d'amateur fonctionne dans la région de Marseille. Chacun s'identifie avec un indicatif personnel de son choix : presque tous les nouveaux amateurs utilisent « 8xxx » (chiffre 8 suivi de 3 lettres), signe de l'influence des anciens du 8^{ème} Génie. Sous la pression des amateurs, la Direction de la TSF délivre le 13 juillet 1921 la première autorisation d'émission d'amateur sous l'indicatif « 8AA » à André Riss de Boulogne sur Mer. L'administration française donne le chiffre 8 suivi de deux lettres pour tous les opérateurs (Métropole et colonies). Le préfixe de nationalité F n'existe pas. C'est un chiffre qui, en Europe, indique la nationalité (en France, c'est le chiffre 8 ; 1 pour l'Italie, 4 pour l'Allemagne, 9 pour la Suisse, ...). Pour les autres continents, il n'y a pas de préfixe de nationalité.

1922 est l'année de la naissance de la radiodiffusion en France : après le premier concert diffusé en juin 1921 par le Poste de la Tour Eiffel (sur 2600 m), le programme devient régulier et, à partir de janvier 1922, s'étouffe régulièrement de musique en direct avec orchestre ou chanteur dans le studio et diffuse chaque jour la météo. Puis, dans les mois qui suivent, des stations commerciales financées par les « réclames » font leur apparition à Paris et en province (Lyon, Bordeaux). Ces stations sont animées par un « speaker » qui assure la transition entre les émissions musicales, les causeries et les premières émissions de fiction radiophoniques. Rapidement, les volumineux « postes à lampes » commencent à trôner dans les salons. Le premier contact intercontinental amateur a lieu le 28 novembre 1923, entre 8AB (Léon Deloy de Nice) et 1MO (Fred Schnell d'Hartford - Connecticut) sur 103 mètres de longueur d'onde. Jusqu'à cette date, une longueur d'onde de moins de 200 mètres était considérée comme inexploitable...

Le décret du 24/11/23 régleme les « postes radioélectriques privés » (les « postes d'amateur » relèvent de la 5^{ème} catégorie) et précise les conditions d'utilisation d'une station amateur (100 watts de 180 à 200 mètres de longueur d'onde).

L'arrêté du 12/12/23 fixe les conditions de délivrance du certificat d'opérateur (CW à 8 mots/mn sans technique). Les personnes autorisées antérieurement doivent subir l'examen avant le 31/3/24, ce qui ne se fait pas sans heurts... Lors de la Pâques 1925, le premier Congrès International regroupant tous les amateurs de TSF (amateurs de concerts radiophoniques et amateurs émetteurs représentés par diverses associations) se déroule à Paris (amphithéâtre de la Sorbonne) sous l'impulsion de l'ARRL (American Radio Relay League, association des radioamateurs américains) déjà créée et très active. Lors de ce Congrès, l'émission d'amateur se structure : l'IARU (Union Internationale des RadioAmateurs) et le REF (créé pour l'occasion et représentant les amateurs émetteurs français) sont créés le 18 avril 1925.

Le décret du 28 décembre 1926 régleme la situation des stations privées d'émission et prévoit qu'un arrêté déterminera les conditions techniques et d'exploitation (cet arrêté sera publié le 13 août 1928 puis remplacé par l'arrêté du 10 novembre 1930). Le décret prévoit que les certificats d'opérateurs sont délivrés après une enquête administrative préalable, la validation des connaissances réglementaires et techniques par un examinateur et la « capacité de transmission et de réception de signaux morse à la vitesse de 10 mots par minute ». Le développement des contacts intercontinentaux amène l'IARU à instaurer à partir du 1^{er} février 1927 un système de préfixe à deux lettres, où la première lettre indique le continent et la deuxième lettre le pays (eF pour la France), suivi d'un chiffre.

En novembre 1927, la conférence de Washington, réunissant près de 80 pays au sein du Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR), répartit le spectre entre 10 et 60.000 kHz. Plusieurs bandes sont allouées au service amateur (80, 40, 20, 10 et 5 mètres) et un système international de préfixe de nationalité est défini : la France obtient la lettre F. Dès 1928, l'administration délivre des indicatifs F8xx pour les personnes autorisées en France Métropolitaine. Le premier ministère des Postes, Télégraphes et Téléphones est créé le 21/02/1930 ; la Direction de la TSF y est rattachée.

L'arrêté du 10 novembre 1930 (conditions techniques des stations) remplace l'arrêté d'août 1928. Ces deux textes (décret de 1926 et arrêté de 1930) resteront en vigueur sans modification majeure jusqu'en 1983. La puissance d'alimentation de l'émetteur est limitée à 100 watts. « Chaque poste devra être muni d'appareils de mesures permettant de suivre les conditions de fonctionnement des appareils d'émission et notamment d'un ondemètre ou de tout autre dispositif susceptible de mesurer les ondes avec une précision de 0,5 % ». Le décret précise que « préalablement à la délivrance de l'autorisation d'exploitation, les caractéristiques techniques des postes sont vérifiées à l'occasion des épreuves pratiques que doivent subir les opérateurs chargés de la manœuvre de ces postes ». Ainsi, l'indicatif d'appel est attribué non pas à un opérateur mais à une station.

En 1932, la conférence de Madrid procède à la refonte des préfixes de nationalité avec des sous-localisations et attribue aux radioamateurs la bande des 160 mètres. Le CCIR est regroupé avec le CCIT (qui gère les questions de télégraphie) au sein d'une nouvelle organisation, l'UIT (Union Internationale des Télécommunications). Fin 1932, la série des F8xx est entièrement attribuée ; les nouveaux indicatifs sont des F3xx.

En 1934, un certificat d'opérateur phoniste est créé et les indicatifs attribués sont de la série F3xxx (3 lettres). A partir du 1/1/34, la France et les trois autres pays fondateurs de l'UIT (USA, Royaume-Uni et Italie), obtiennent la possibilité de n'utiliser qu'une seule lettre de préfixe pour leurs indicatifs nationaux. Rien ne change pour les radioamateurs de France Métropolitaine mais pas pour ceux des colonies et d'outre-mer. Au 1/1/35, l'ensemble des indicatifs utilisés dans les colonies et protectorats français est mis en conformité avec la conférence de Madrid : le préfixe de localisation comporte deux lettres suivi du chiffre 8. En 1939, des indicatifs F9xx sont attribués.

Le 28 août 1939, la guerre approche et l'administration informe chaque radioamateur qu'il doit cesser immédiatement tout trafic et mettre sa station hors d'état de fonctionner en démontant l'antenne, débranchant l'alimentation et en enlevant les lampes. Lors de la mobilisation de septembre 1939, 250 membres du REF rejoignent les rangs du 8^{ème} Génie comme opérateurs radio. Pendant la Seconde Guerre mondiale, pour déchiffrer les codes des communications militaires allemandes, le Royaume-Uni développe dans le plus grand secret Colossus, première machine de calcul totalement électronique utilisant uniquement des tubes à vide (et non plus des relais) et des rubans perforés qui contenaient à la fois le programme et les données. Les premiers ordinateurs de l'après-guerre garderont une architecture similaire.

L'émission d'amateur redevient progressivement autorisée en France au cours de l'année 1946 mais les opérateurs doivent obligatoirement connaître le Morse conformément au RR de l'UIT, alors qu'avant 1939, il y avait des phonistes et des graphistes. Certains phonistes continuent néanmoins d'émettre avec leurs anciens indicatifs F3xxx : ce sont les « noirs » qui seront sévèrement réprimés. Les conditions d'exploitation des stations sont limitées (puissance limitée à 50 W d'alimentation de l'étage final, émission en mobile interdite, ...). A partir de 1946, les F7 sont attribués aux militaires alliés et les F0 aux étrangers civils présents en France. La Direction de la TSF prend le nom plus moderne de Direction des Services Radioélectriques (DSR).

La Conférence d'Atlantic City (mai à octobre 1947) est dense : le siège de l'UIT est transféré de Berne à Genève, l'UIT devient une institution spécialisée dépendant de l'ONU et le RR est profondément remanié (recodification des classes d'émission et de l'alphabet phonétique, définition des 3 régions, plan de bandes défini jusqu'à 10,5 GHz). Dans les laboratoires Bell, en 1947, Brattain, Bardeen et Shockley inventent le transistor. A partir du 1^{er} janvier 1949, la puissance d'alimentation maximum de l'étage final passe à 100 watts pour les fréquences supérieures à 28 MHz mais reste limitée à 50 watts en dessous de 28 MHz. La télévision (819 lignes, 2 kW PAR sur 180 MHz) fait son apparition depuis la Tour Eiffel en 1950. En 1955, Sony commercialise le TR-55, premier récepteur AM (PO) transistorisé qui devient très populaire avec son alimentation à 4 piles AA et ses 560 grammes, une révolution par rapport aux énormes postes à lampes : la radio s'écoute n'importe où ! En 1956, IBM commercialise le premier ordinateur transistorisé équipé de mémoires vives à tore magnétique et de disques durs, le Ramac 305. En octobre 1957, l'URSS met Spoutnik sur orbite. Ce premier satellite qui émettra pendant 2 mois son fameux « bip-bip » (HI en Morse) sur 20 et 40 MHz marque le début de l'aventure spatiale. Au début des années 50, l'administration réattribue les indicatifs F8 et F3 abandonnés par les anciens titulaires avant d'attribuer, à partir de 1957, des indicatifs F2xx

En 1959, le RR répartit le spectre jusqu'à 40 GHz et dispense les opérateurs exploitant des fréquences supérieures à 100 MHz de l'examen de télégraphie. Cette disposition est transcrite en droit français par le décret du 12/03/62 (mis en

application au 1/1/63) avec la création du nouveau certificat d'opérateur " Téléphoniste " qui se voit attribué la série F1xx (à 2 lettres). Les premiers cibistes apparaissent en France à l'aube des années 1960 grâce à du matériel radioamateur ou professionnel importé sous le manteau (utilisé alors aux États-Unis par les taxis ou les ambulances). Ces pionniers risquaient la prison, confiscation et destruction de leur matériel, ainsi que de lourdes amendes, mais bénéficiaient en pratique d'une large tolérance. En 1965, lorsque la série F2 fut épuisée, des indicatifs F5xx sont attribués puis des indicatifs F6xxx (à trois lettres) à partir de 1967. En 1968, la série F1xx étant épuisée, la série F1xxx (trois lettres) est attribuée aux téléphonistes. Lorsque le téléphoniste devient télégraphiste (examen à 10 mots/mn en lecture et manipulation), il change d'indicatif (F1ABC devient F6DEF). En 1971, Intel lance sur le marché son processeur 4004 constitué de 2300 transistors réunis dans un seul composant. Le circuit intégré ne gère que 4 bits et est cadencé à 108 kHz mais il marque la naissance des microprocesseurs.

Lors de la conférence de Malaga-Torremolinos de 1973, l'exemption de l'examen de morse est étendue à toutes les fréquences supérieures à 30 MHz, ce qui ne change pas grand-chose pour les radioamateurs français car, à cette époque, aucune bande n'est attribuée entre 29,7 et 144 MHz. Fin 1973, la DSR est regroupée au sein de la Direction des Télécommunications et du Réseau International (DTRI), nouvellement créée et toujours rattachée au Ministère des Postes. À partir de 1978, les « radios pirates » (bande FM), souvent soutenues par des associations d'opposition politique, se multiplient dans toutes les régions de France. En 1980, la DTRI est renommée Direction des Télécommunications et des Réseaux Extérieurs (DTRE). En 1981, avec l'arrivée au pouvoir de François Mitterrand, un vent de liberté souffle sur les ondes françaises : les « radios libres » sont légalisées (création de la HACA, Haute Autorité de la Communication Audiovisuelle, en juillet 1982) et la bande CB, en pleine explosion, est enfin autorisée avec la publication en décembre 1982 de la norme NFC 92412 (40 canaux, 4 watts crêtes, AM/FM/BLU). Le lancement commercial du Minitel en 1982 permet aux français d'accéder à de nombreux services en ligne tandis que, début 1983, le premier réseau à transfert de paquets développé aux États-Unis pour les besoins militaires et universitaires, Arpanet, adopte le protocole TCP/IP créé en 1974 et s'ouvre aux utilisations commerciales : ce réseau d'un millier d'ordinateurs connectés au départ s'impose rapidement et prend le nom d'Internet.

L'arrêté 83-566 du 1/12/1983 signé par le ministre des télécommunications modifie le déroulement des épreuves : les examinateurs qui faisaient passer l'examen à domicile ou dans les radio-clubs sont remplacés par une épreuve se déroulant dans un centre d'examen (d'abord sur papier puis sur un Minitel à partir de mai 1985 et sur un magnétophone pour l'épreuve de Morse, toujours à 10 mots par minute, sans manipulation). L'examen se compose de deux parties : réglementation et technique. Il est réussi si la moyenne pondérée des deux épreuves est atteinte avec une note minimum de 10/20 en réglementation et 8/20 en technique. Il est prévu la création de deux certificats d'opérateur novices (groupes A et B) une fois précisés les conditions techniques et le programme des épreuves par une instruction, laquelle ne sera publiée qu'en 1989. L'enquête administrative préalable au passage de l'examen est supprimée. La France applique dès 1985 la recommandation CEPT T/R 61-01 (libre circulation) et les bandes WARC (10, 18 et 24 MHz) sont ouvertes au trafic.

Issue de la première cohabitation, la loi du 30/09/86 remplace la HACA par la CNCL (Commission Nationale de la Communication et des Libertés) au moment de la privatisation de TF1 et de l'apparition de nouvelles chaînes de télévision privées. La CNCL gère les « stations radioélectriques privées de toute nature ». Aussi, la tutelle des radioamateurs, exercée depuis l'origine par une direction du ministère des postes et télécommunications, est confiée en 1986 à la CNCL. Dans le mouvement de l'alternance de 1988, la loi du 17/01/1989 crée le CSA (Conseil Supérieur de l'Audiovisuel) en remplacement de la CNCL mais la gestion des radiocommunications privées, dont hérite le CSA, n'a aucune place dans ses missions.

La publication de l'instruction de 1989 permet la délivrance des premiers certificats d'opérateur novice (avec réglementation et technique allégée et, pour les graphistes novices, CW à 5 mots/mn). Il y a maintenant 5 classes d'opérateur (A : novice téléphoniste, B : novice télégraphiste, C : téléphoniste, D : télégraphiste, E : télégraphiste confirmé après 3 ans de classe D). Le préfixe de l'indicatif d'appel passe à 2 lettres pour tous les radioamateurs de France continentale : F suivi de la lettre indiquant la classe de l'opérateur (F6DEF devient FE6DEF). En 1990, la recommandation CEPT T/R 61-02 (programme HAREC) voit le jour, elle ne sera réellement appliquée en France qu'en 1997. Avec la loi 90-1170 réglementant les télécommunications (LRT) du 29/12/90, le CSA est déchargé de la tutelle qui revient à la DRG (Direction de la Réglementation Générale, rattachée au ministère de l'industrie et créée en 1989 dans le cadre de la transformation de La Poste et de France Télécom en établissements publics). Cette même loi modifie le L33 du Code des P&T qui encadrait la « réception de signaux électriques de toute nature » : l'écoute devient libre ; en conséquence, l'administration ne délivre plus d'indicatif individuel d'écoute. En 1993, la DRG devient la DGPT (Direction Générale des Postes et Télécommunications).

En mai 1993, le préfixe pour la France continentale revient à la lettre F (sauf indicatifs spéciaux) suivie d'un chiffre déterminant la classe de l'opérateur (système encore en vigueur aujourd'hui). Ainsi, le téléphoniste F1ABC devient FC1ABC en 1989 ; ayant réussi l'examen de télégraphie, il devient FD1ABC puis, trois ans après, FE1ABC et enfin F5ABC en 1993.

En décembre 1997, l'harmonisation européenne conduit à la refonte des textes régissant notre activité et à la création de l'ART à qui est confiée la tutelle : les missions confiées jusque là à la DGPT sont transférées à l'ANFR et à l'ART, nouvellement créées ; la DiGITIP (Direction Générale de l'Industrie, des Technologies de l'Information et des Postes, rattachée au ministère de l'économie, des finances et de l'industrie – Minéfi) a une mission de conseil auprès du ministre chargé des télécommunications. Trois décisions sont publiées par l'ART : 97-452 : fréquences et puissances autorisées, 97-453 : conditions techniques, 97-454 : organisation des examens. Ces textes apportent des changements : il y a dorénavant 3 classes d'opérateur, dont une novice (classe 3, sans technique) avec des indicatifs d'appel de la série FØxxx ; les novices de la réglementation de 1989 dont le préfixe était FA ou FB sont reclassés respectivement en F1 ou F5 ; chacune des trois épreuves devient indépendante et la vitesse de l'examen de Morse passe à 12 mots/mn, comme le recommande le texte CEPT. Lorsque la série F1/F5 fut épuisée, en 1998, la série F4/F8 est attribuée.

En 2000, un recours en Conseil d'État conduit à l'annulation des décisions ART concernant les examens et les conditions techniques. Elles sont remplacées par la décision ART 00-1364 (conditions techniques) et l'arrêté du Premier

Ministre du 21/09/00 (organisation et programme des examens). Pendant la procédure qui dura près d'un an, les centres d'examen furent fermés et aucun nouveau certificat d'opérateur ne fut délivré. En 2003, l'UIT modifie le S25 du RR et, pour les pays qui le souhaitent, supprime l'obligation de connaître le code Morse pour l'accès aux bandes inférieures à 30 MHz. En mai 2004, après la modification des textes européens, les opérateurs de classe 2 sont autorisés à trafiquer en dessous de 30 MHz sauf en télégraphie auditive. En 2005, l'ART est renommée Arcep avec de nouvelles compétences dans les activités postales et la DGE (Direction Générale des Entreprises, rattachée au Minéfi) reprend toutes les missions confiées à la DiGITIP.

En octobre 2008, après 23 ans de bons et loyaux services, le Minitel, utilisé pour l'examen de réglementation et de technique, est abandonné au profit d'un micro-ordinateur. Début 2009, la DGClS (Direction Générale de la Compétitivité, de l'Industrie et des Services, rattachée au Minéfi) reprend les missions confiées à la DGE. Des textes « toilettés » pour être en conformité avec les autres textes français et internationaux sont publiés au JO du 11/02/09. Ils se composent de la modification de l'arrêté du 21/09/00 (attribution et retrait des indicatifs d'appel par le ministre chargé des communications électroniques) et de l'arrêté du 17/12/07 (déclaration à l'ANFR de la PAR maximum utilisée par gamme d'ondes) et de l'homologation de la décision ARCEP 08-0841. En juillet 2010, la décision ARCEP 10-0537 autorise le trafic de 7,1 à 7,2 MHz en région 1 avec plus d'un an de retard sur le planning retenu par l'UIT (ouverture au plus tard le 29/03/09).

L'arrêté du 23/04/2012 modifie l'arrêté du 21/09/00 en supprimant l'épreuve de code Morse et en ne reconnaissant plus qu'un seul certificat d'opérateur : les candidats doivent réussir les épreuves de Réglementation et de Technique pour se voir délivrer un indicatif d'appel. Les opérateurs de l'ex-classe 3 n'ont que l'épreuve technique à passer pour devenir des opérateurs de la classe unique. En revanche, ces opérateurs changent d'indicatif d'appel : FOABC devient F4DEF lorsqu'il réussit l'épreuve de technique. La décision ARCEP 12-1241 publiée en mars 2013 lève les restrictions de trafic sur 50 MHz et autorise toutes les classes d'émission sauf aux opérateurs de l'ex-classe 3 qui conservent les conditions d'exploitation antérieures (144146 MHz, 10 W et 6 classes d'émission autorisées). La décision ARCEP 13-1515 publiée en mars 2014 modifie la décision 12-1241 et attribue la bande 472-479 kHz. En septembre 2014, la DGClS redevient la DGE, sans grand changement pour notre activité.

En décembre 2014, de nouvelles missions pour l'ANFR apparaissent dans le CPCE : l'ANFR « organise les examens [...], délivre les certificats et les indicatifs [...] et procède au retrait de ces derniers ». Pour autant, les textes régissant notre activité (notamment l'arrêté du 21/09/00 modifié) n'ont pas encore été modifiés. Lors de la réunion association/administration du 17/12/15, la mise à jour des textes a été évoquée et devrait faire l'objet d'une consultation publique sur Internet avant publication.

Pour autant, à ce jour (juillet 2017), nous n'avons aucune nouvelle d'un tel texte ni d'un décret fixant les conditions de connexion de nos émetteurs à un Réseau Ouvert au Public. De même, la nouvelle version du TNRBF entérinant les décisions prises lors de la CMR 2015 (notamment, attribution de la bande des 60 mètres avec 15 W PIRE maximum) n'a toujours pas été publiée au Journal Officiel.

R-1.2) Les classes d'émission

Leur définition en est donnée dans l'appendice A1 du RR par trois caractères selon le tableau ci-dessous :

1 ^{ère} lettre - modulation de la porteuse	Chiffre - signal modulant	2 ^e lettre - information transmise
A Amplitude AM double bande latérale <i>B</i> Amplitude (bandes latérales indépendantes AM stéréo) C Amplitude bande latérale résiduelle D Amplitude et angulaire (FM ou phase) F Fréquence FM G Phase H Amplitude-BLU porteuse complète J Amplitude BLU porteuse supprimée R Amplitude BLU porteuse Réduite <i>P, K, L, M, Q et V</i> Trains d'impulsions <i>W</i> Combinaisons et cas non couverts ci-dessus <i>N</i> Porteuse non modulée	1 Une seule voie sans sous porteuse modulante (tout ou rien) 2 Une seule voie avec sous porteuse modulante 3 Analogique 7 Numérique plusieurs voies 8 Analogique plusieurs voies 9 Analogique et numérique (une ou plusieurs voies de chaque) <i>0</i> Pas de signal modulant <i>X</i> Autres cas	A Télégraphie <u>A</u> uditive B Télégraphie automatique C Fa <u>C</u> -similé (image fixe) D <u>D</u> onnées E Téléphon <u>E</u> F Télévision (vidéo) } W Combinaison des cas ci-dessus } <i>N</i> Aucune information <i>X</i> Autres cas

La **définition d'une classe d'émission** commence par : le **type d'information** 3^{ème} caractère, puis la **modulation** de la porteuse est indiquée 1^{er} caractère et enfin la **nature du signal modulant** est précisée 2nd caractère si celui-ci n'est pas « analogique » : la téléphonie ne peut être qu'analogique ; par contre, la télégraphie auditive peut ou non utiliser une sous-porteuse modulante contenant l'information.

Les définitions indiquées en italique dans le tableau ci-dessous ne sont pas utilisées par les radioamateurs. Avant mars 2013, la combinaison de différents types de modulation ou d'information transmise n'était pas autorisée. Par exemple, émettre en QAM (modulation d'amplitude en quadrature, code D) ou transmettre des données en même temps que la voix de l'opérateur (code W) nécessitait une autorisation individuelle de l'ARCEP (émissions expérimentales et temporaires). Ci-dessous, quelques précisions sur les classes d'émission :

- Le RR a prévu des informations complémentaires mais non utilisées par les radioamateurs :
 - o la bande passante nécessaire constitue le préfixe codé sur 4 caractères (3 chiffres et 1 lettre).
 - o des compléments sur le type d'information transmis forment le suffixe à 2 lettres.
- Type de modulation :
 - o les modulations de fréquence et de phase sont si proches que, souvent, on ne les différencie pas. En cas de doute sur la modulation utilisée, le code F sera retenu.
- Nature du signal modulant :
 - o lorsque la nature du signal modulant est codée 1 ou 2, il s'agit d'« une seule voie contenant de l'information numérique ou quantifiée avec (ou sans) emploi de sous porteuse modulante ». En CW, l'information est quantifiée car la durée des traits est trois fois plus longue que la durée des points.
 - o dans les modes digitaux, l'information est numérique (code B, D ou W) et la sous-porteuse modulante (code 2) permet de distinguer par une fréquence différente les 0 et les 1 transmis les uns à la suite des autres. L'emploi du code 7 signifie que les données sont transmises en parallèle sur deux voies ou plus.
- Type d'information transmis :
 - o une distinction est faite entre les images fixes (fac-similé, C) et la vidéo (télévision, F).
 - o lorsque plusieurs types d'information sont transmis simultanément (par exemple, pour la télévision, le son et la vidéo qui correspondent respectivement aux codes F et E), le code W est utilisé

Exemples de définition de classe d'émission :

A1A = Télégraphie auditive ; modulation d'amplitude par tout ou rien sans emploi de sous porteuse modulante (= CW manipulée avec une « pioche »)

A1B = Télégraphie automatique ; modulation d'amplitude par tout ou rien sans emploi de sous porteuse modulante (= CW auto générée par une machine comme, par exemple, un micro-ordinateur)

C3F = Télévision, Modulation d'amplitude bande latérale résiduelle.

F2A = Télégraphie auditive ; modulation de fréquence ; une seule voie avec sous porteuse modulante (= CW en FM : classe d'émission utilisée pour un récepteur FM car la sous porteuse restitue la tonalité CW)

F3E = Téléphonie ; modulation de fréquence (= FM)

F7W = Combinaison de différents types d'information, modulation de fréquence, plusieurs voies numériques (classe utilisée par le protocole D-Star transmettant numériquement de la téléphonie et des données)

G2B = Télégraphie automatique ; modulation de phase ; une seule voie avec sous porteuse modulante (par exemple : PSK31 qui n'est pas une classe d'émission mais un protocole utilisant la classe G2B)

J3E = Téléphonie ; modulation d'amplitude, porteuse supprimée BLU (sans différenciation BLI / BLS)

J3C = Fac-similé ; modulation d'amplitude BLU, porteuse supprimée (par exemple : SSTV en BLU car, malgré son nom, la SSTV transmet des images fixes et non pas des images vidéo au sens du code F)

R3C = Fac Similé, Modulation d'amplitude bande latérale unique porteuse réduite.

NON = aucune information, porteuse non modulée (un réglage d'émetteur sans charge non rayonnante...)

Depuis mars 2013, les stations peuvent émettre dans toutes les classes d'émission. Toutefois la bande passante occupée définie au §R-1.3 doit être respectée (notamment en télévision où la bande passante peut atteindre plusieurs MHz). Les opérateurs de l'ex-classe 3 n'ont droit qu'aux 6 classes d'émission suivantes : A1A, A2A (télégraphie auditive), A3E, F3E, G3E et J3E (téléphonie). Les modes numériques leur sont donc interdits.

Dans la partie réglementation de l'examen, quelques questions portent sur la représentation des modulations sous forme d'oscillogrammes (voir ci-dessous) ou de spectrogrammes (représentation fréquentielle) dont l'étude sera approfondie dans la partie technique du cours (voir §12.1). Dans ces schémas, l'axe vertical indique la tension du signal et la partie grisée représente le niveau de HF émis. L'oscillogramme de la BLU, qui est une forme de modulation d'amplitude, ne permet pas de comprendre son fonctionnement.

	AM (Amplitude)	BLU (dérivé de l'AM)	CW (AIA)	FM (Fréquence)
Représentation en fonction du temps oscillogramme				

R-1.3) Conditions techniques.

Avant la décision 12-1241, les matériels suivants étaient obligatoires : indicateur de puissance, indicateur du rapport d'onde stationnaire, charge non rayonnante, filtre d'alimentation. La puissance des émetteurs BLU devait se mesurer avec un générateur 2 tons. La précision du repérage de la fréquence émise était définie (± 1 kHz jusqu'à 30 MHz ou $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ au-delà), de même que la stabilité des oscillateurs ($5 \cdot 10^{-5}$ pendant 10 minutes) et la bande occupée (6 kHz jusqu'à 30 MHz ou 15 kHz au delà).

Depuis la décision ARCEP 12-1241, le seul **matériel obligatoire** reste l'**indicateur de puissance** (indicateur généralement intégré aux transceivers modernes) (annexe 1 à la décision 12-1241)

La **largeur de bande occupée** (ou bande passante) doit rester dans la bande attribuée et ne doit pas dépasser :
6 kHz pour les fréquences inférieures à 28 MHz,
12 kHz entre 28 et 144 MHz (donc sur les bandes des 28 et 50 MHz)
20 kHz entre 144 et 225 MHz (annexe 3 à la décision 12-1241)

Bandes :	← 12m	10m 6m	2m	70cm →
	28MHz	144MHz	225MHz	
	6kHz	12kHz	20kHz	Libre

Aucune limite n'est fixée au-delà de 225 MHz. Toutefois, « en choisissant la classe d'émission, tous les efforts doivent être faits pour réduire le plus possible la largeur de bande occupée »

Avant 2012, le niveau relatif des rayonnements non essentiels était d'au moins -50 dB pour une puissance inférieure ou égale à 25 W et -60 dB au-delà.

Depuis 2012, le **niveau de puissance maximal toléré pour les rayonnements non essentiels** doit être conforme à l'appendice 3 du RR (§4 du préambule de la décision 121241) : ce niveau, défini par rapport à la puissance de l'émission fondamentale (dBc), ne devra pas dépasser :

43 dB + 10 log(P) P puissance de l'émetteur (PEP en AM ou en BLU) et 10 log(P) est la puissance de l'émetteur exprimée en **dBW** ou selon la valeur qui est la moins contraignante :

- Fréquences inférieures à **30 MHz**, quelle que soit la classe d'émission, le RR limite le niveau des rayonnements non essentiels à **-50 dBc** maximum pour les stations d'amateur
- Fréquences supérieures à **30 MHz**, le RR limite le niveau des rayonnements non essentiels à **-70 dBc** pour tous les types de stations, ce qui ne peut être atteint puisque la puissance d'émission est limitée à 120 W sur ces fréquences, soit environ 21 dBW, d'où un niveau maximum de -64 dBc (43 + 21)

			30MHz	
P < 43 dB + 10 log(P)	ou	-50dBc	-70dBc	

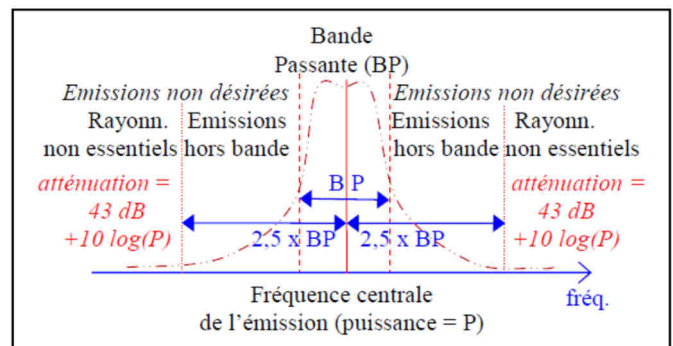
Les rayonnements non essentiels sont les **émissions non désirées** qui ne sont pas dans le domaine des **émissions hors bande** (rayonnements adjacents à la **bande passante nécessaire** pour l'émission, communément appelés « moustaches » ou « splatters

La frontière entre les **rayonnements non essentiels** et les **émissions hors bande** est définie dans l'appendice 3 :

2,5 fois la bande passante nécessaire de part et d'autre de la fréquence centrale de l'émission et pas moins de :

	30 MHz	1GHz
10 kHz	62,5 kHz	250 kHz

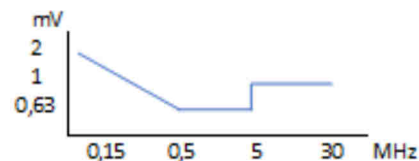
10 kHz pour les fréquences < 30 MHz
62,5 kHz de 30 MHz à 1 GHz
250 kHz de 1 à 10 GHz
750 kHz de 10 à 15 GHz
1,25 MHz de 15 à 26 GHz
2,5MHz au-delà de 26 GHz



La décision ARCEP 12-1241 ne fait pas de référence explicite aux normes européennes CISPR 11 et EN 301 783, pour autant, nos appareils sont concernés par ces deux normes.

Les perturbations réinjectées dans le réseau de distribution électrique sont limitées par la norme **CISPR 11** (plus contraignante que l'ancienne EN 55011). Les appareils radioamateurs sont du groupe 2 (matériel d'émission radioélectrique) et de classe B (usage domestique), leurs perturbations réinjectées ne devront pas dépasser :

- Une valeur décroissant linéairement avec la fréquence de 2 mV à 0,15 MHz jusqu'à 0,63 mV à 0,5 MHz
- 0,63 mV (soit +56 dBμV) entre 0,5 et 5 MHz $20 \times \log(0.63 \times 1000) = 56 \text{ dB}\mu\text{V}$ et $10^{(56/20)} = 630 \mu\text{V}$
- 1 mV (soit +60 dBμV) entre 5 et 30 MHz $20 \times \log(1 \times 1000) = 60 \text{ dB}\mu\text{V}$



(rappel des valeurs de l'ancienne norme EN 55011 : 2 mV de 0,15 à 0,5 MHz ; 1 mV de 0,5 à 30 MHz)

La norme **EN 301 783** fixe les **caractéristiques techniques à respecter pour les équipements radioamateurs** (en émission et en réception) mis sur le marché. La norme reprend les valeurs limites édictées par l'appendice 3 du RR et la méthode à utiliser pour les mesures est décrite. Les seuils d'immunité aux perturbations électromagnétiques sont aussi précisés.

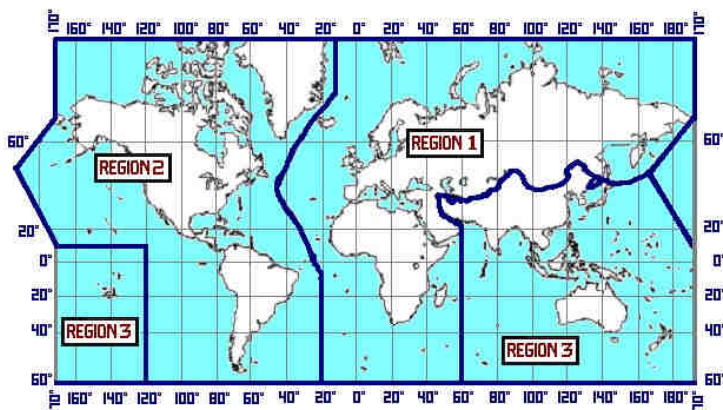
2) FRÉQUENCES et PUISSANCES AUTORISÉES

R-2.1) Fréquences attribuées :

Le tableau présenté à la page suivante est une synthèse de différents textes :

- décision **ARCEP 12-1241** modifiée par la décision 13-1515,
- **arrêté du 30/01/09** fixant les conditions d'utilisation dans les TOM non gérés par l'ARCEP,
- **Registre des Utilisations de Fréquences** édité par l'Arcep et disponible sur son site Internet,
- arrêté pris par le Premier Ministre relatif au **TNRBF** document publié par l'ANFR et disponible sur son site Internet.

Le RR (art. S5-2 à S5-9) découpe le globe terrestre en **3 régions** :



Région 1 = Europe, Afrique, Proche Orient et pays de l'ex-URSS

Région 2 = Amériques et Pacifique Nord

Région 3 = Reste du Monde (Asie sauf Proche Orient et ex URSS, Océanie et Pacifique Sud).

L'antarctique et l'arctique sont découpés dans le prolongement des méridiens séparant les zones.

Certains territoires français sont en Région 2 ou 3 et les fréquences allouées différentes de la Métropole :

En Région 1 : La Réunion, et la Corse.

En Région 2 : la Guyane, la Martinique et la Guadeloupe.

L'Arcep ne gère que la France métropolitaine, les DROM et quelques COM : Mayotte (qui est un Département sans Région), St Pierre & Miquelon, St Barthélemy et St

Martin, tous situés en région 1 ou 2.

Les questions portant sur les limites de bandes, leur statut (lettre ou catégorie) et leur largeur forment **une des 10 familles** de questions de l'épreuve de réglementation. Les puissances autorisées, objet du paragraphe suivant, sont rattachées à cette famille de questions. Les questions portant sur les « bandes satellite » semblent regroupées dans une autre famille moins homogène. Peu de questions sur les bandes > à 1300 MHz ou sur les régions 2 et 3 ont été recensées.

Le service d'amateur (noté AMA dans le tableau d'affectation des fréquences du RR) **est toujours différencié du service d'amateur par satellite**. Les bandes attribuées au service amateur par satellite sont aussi attribuées au service amateur avec le même statut (sauf bandes des 70, 13 et 9 cm : différenciation région 1 / région 2 et 3). Les liaisons bilatérales (notées AMS dans le RR) sont distinguées des liaisons unilatérales de la Terre vers l'Espace (notées AMT dans le RR et " T>E " dans le tableau ci-dessous) ou de l'Espace vers la Terre (notées AME dans le RR et " E>T " dans le tableau ci-dessous). Le trafic par satellite est autorisé sur toutes les bandes à partir du 40 m (sauf pour les bandes des 30 m, 6 m, 1,35 m et 2,4 m) mais souvent pas sur la bande entière et parfois (bandes des 70, 23 et 5 cm) dans un sens seulement (E>T ou T>E).

Attention à la **présentation des nombres** (ne pas confondre le point de séparation de milliers et la virgule décimale) et aux multiples utilisés : kHz (kilohertz), MHz (mégahertz, 1 MHz = 1000 kHz) ou GHz (gigahertz, 1 GHz = 1000 MHz). Une bande peut être désignée par une fréquence (« bande des 7 MHz ») ou une longueur d'onde (« bande des 40 mètres »), voir au §R-5.2 pour la transformation de la longueur d'onde en fréquence et inversement.

Les titulaires d'un certificat d'opérateur peuvent utiliser toutes les bandes, sauf les titulaires d'un certificat d'opérateur de l'ex-**classe 3 (Novice)** qui ne peuvent utiliser que la **bande 144 – 146 MHz**, même en région 2 ou 3 où la bande est plus large.

Depuis 1997, **l'administration n'impose plus de bandes de fréquences pour les classes d'émissions particulières**, ce qui ne doit pas empêcher les stations de respecter les plans de bandes définis par l'IARU.

Liste des **26 bandes attribuées** au service amateur (voir statuts et commentaires ci-dessous)

Bandes		Région 1	Largeur	Région 2	Région 3	Satellite (en MHz)	
LF	2222m	0,1357 - 0,1378 (C,1,2)	2,1 KHz	0,1357 - 0,1378 (C,1, 2)	0,1357 - 0,1378 (C, 1, 2)		
MF	630 m	0,472 – 0,479 (C,1)	7 KHz	0,472 – 0,479 (C et 1)			
	160 m	1,810 - 1,850 (A)	40 KHz	1,800 - 1,850 (A) 1,850 - 2,000 (B)	1,830 - 1,850 (A et 6) 1,850 - 2,000 (B)		
HF	80 m	3,500 - 3,800 (B)	300 KHz	3,500 - 3,750 (A) 3,750 - 4,000 (B)	3,500 - 3,900 (B)		
	60 m	5,35150 à 5,36650 (C)	15KHz	?	?		
	40 m	7,000 - 7,200 (A)	200 KHz	7,000 - 7,300 (A)	7,000 - 7,200 (A)	7,000 - 7,100 (A)	
	30 m	10,100 - 10,150 (C)	50 KHz	10,100 - 10,150 (C)	10,100 - 10,150 (C)		
	20 m	14,000 - 14,350 (A)	350 KHz	14,000 - 14,350 (A)	14,000 - 14,350 (A)	14,000 - 14,250 (A)	
	17 m	18,068 - 18,168 (A)	100 KHz	18,068 - 18,168 (A)	18,068 - 18,168 (A)	18,068 - 18,168 (A)	
	15 m	21,000 - 21,450 (A)	450 KHz	21,000 - 21,450 (A)	21,000 - 21,450 (A)	21,000 - 21,450 (A)	
	12 m	24,890 - 24,990 (A)	100 KHz	24,890 - 24,990 (A)	24,890 - 24,990 (A)	24,890 - 24,990 (A)	
VHF	10 m	28,000-29,700 (A,2)	1,7 MHz	28,000-29,700 (A et 2)	28,000-29,700 (A et 2)	28,000 - 29,700 (A)	
	6 m	50,000 - 52,000 (C)	2 MHz	50,000 - 54,000 (A)	50,000 - 54,000 (A)		
	2 m	144-146 (A,2)	2 MHz	144-146 (A et 2) Novice 146 - 148 (A)	144-146 (A et 2) Novice 146 - 148 (B)	144 - 146 (A)	
	1,35 m	Non allouée		220 - 225 (B)	Non allouée		
UHF	70 cm	430 - 434 (C) 434 - 440 (B)	10 MHz	430,000 - 433,750 (C) 434,250 – 440,000 (C)	430 – 440 (C)	435 - 438 (C et 3) région 3 : T>E uniquement T>E 438 - 440 (C et 3) régions 2 et 3 uniquement	
	23 cm	1.240 - 1.300 (C)	60 MHz	1.240 - 1.300 (C)	1.240 - 1.300 (C)	T>E 1240 – 1300 (C et 3)	
	13 cm	2300 - 2450 (C)	150MHz	2300 - 2450 (C)	2300 - 2450 (C)	2.400 - 2.450 (C et 3) régions 1 et 2 2.415 - 2.450 (C et 3) région 3	
SHF	9 cm	Non allouée		3.300 - 3.500 (C)	3.300 - 3.500 (C)	3.400 - 3.500 (C et 3)	
	5 cm	5.650 - 5.850 (C)		5.650 - 5.925 (C)	5.650 - 5.850 (C)	T>E 5650-5725 (C et 3) E>T 5830-5850 (C)	
	3 cm	10.000 - 10.450 (C) 10.450 - 10.500 (D)		10.000 - 10.450 (C) 10.450 - 10.500 (D)	10.000 - 10.450 (C) 10.450-10.500 (D)	10.450 - 10.500 (A)	
	1,2 cm	24.000 - 24.050 (A) 24.050 - 24.250 (C)		24.000 - 24.050 (A) 24.050 - 24.250 (C)	24.000 - 24.050 (A) 24.050 - 24.250 (C)	24.000 - 24.050 (A)	
EHF	6 mm	47.000 - 47.200 (A)		47.000 - 47.200 (A)	47.000 - 47.200 (A)	47.000 - 47.200 (A)	
	4 mm	76.000 - 77.500 (C) 77.500 - 78.000 (A) 78.000 - 81.500 (C et 5)		76.000 - 77.500 (C) 77.500 - 78.000 (A) 78.000 - 81.500 (C et 5)	76.000 - 77.500 (C) 77.500 - 78.000 (A) 78.000 - 81.000 (C)	76.000 - 77.500 (C) 77.500 - 78.000 (A) 78.000 - 81.500 (C et 5)	
	2,4mm	122.250 - 123.000 (C)		122.250 - 123.000 (C)	122.250 - 123.000 (C)		
	2 mm	134.000 - 136.000 (A) 136.000 - 141.000 (C)		134.000 - 136.000 (A) 136.000 - 141.000 (C)	134.000 - 136.000 (A) 136.000 - 141.000 (C)	134.000 - 136.000 (A) 136.000 - 141.000 (C)	
	1,2mm	241.000 - 248.000 (C) 248.000 - 250.000 (A)		241.000 - 248.000 (C) 248.000 - 250.000 (A)	241.000 - 248.000 (C) 248.000 - 250.000 (A)	241.000 - 248.000 (C) 248.000 - 250.000 (A)	241.000 - 248.000 (C) 248.000 - 250.000 (A)

Statut des bandes noté entre parenthèses après les limites de la bande (en MHz) dans le tableau ci-dessous (les commentaires sur ces statuts, édités en italique, ne devraient pas faire l'objet de questions à l'examen. Le statut de la bande détermine les « règles de priorité vis-à-vis des autres services de radiocommunications, établies conformément aux dispositions du TNRBF (§3 du préambule de la décision 12-1241) »)

A Attribution à titre **primaire** au sens du RR (disposition S5-25). Ces bandes sont, en règle générale, attribuées exclusivement au service d'amateur.

B Attribution à titre primaire au sens du RR, en **partage** avec d'autres services de radiocommunications primaires, autres que le service d'amateur par satellite, selon le principe de l'égalité des droits, tel que défini dans l'article 4.8 du RR qui prévoit que « le service [à égalité de droits] ne doit pas causer de brouillage préjudiciable et ne peut pas prétendre à la protection contre les brouillages préjudiciables causés par un autre service ». Seules 4 bandes ont ce statut, les autres bandes ont un statut soit primaire soit secondaire.

C Attribution à titre **secondaire** au sens du RR. Les stations radioélectriques du service d'amateur ne doivent pas causer de brouillage préjudiciable aux stations d'un service primaire et ne peuvent pas prétendre à la protection contre les brouillages préjudiciables causés par ces stations conformément au RR (dispositions S528 à S5-31) qui prévoit que « les stations d'un service secondaire (...) ont le droit à la protection contre les brouillages préjudiciables causés par les stations de ce service (...) ou des autres services secondaires ».

D Attribution à titre **secondaire** au sens du RR, et bénéficiant d'une attribution à titre **primaire en application des dispositions du TNRBF**. Les stations radioélectriques du service d'amateur ne doivent pas causer de brouillage préjudiciable aux stations étrangères d'un service primaire et ne peuvent pas prétendre à la protection contre les brouillages préjudiciables causés par ces stations. Les installations des radioamateurs français ne doivent pas causer de brouillage préjudiciable aux stations étrangères du service de radiolocalisation qui, selon le RR, ont sur cette bande un statut primaire.

Bandes 135,7-137,8 kHz et 472-479 kHz puissance limitée à 1 watt PIRE (Isotrope Rayonnée Equivalente) [voir définition au §R-5.2]. Les stations opérant sur ces bandes ne doivent pas causer de brouillage préjudiciable aux stations du service de radionavigation (dispositions S5.67A et S5.80A du RR).

Le **Ministre de la défense** peut utiliser ces bandes pour des « **besoins intermittents** avec une puissance rayonnée maximale de 12 dBW », soit environ 15 watts PAR pour son service mobile en statut secondaire (note F17 du TNRBF). De plus, le Ministère de la Défense utilise la bande 137-173,5 MHz « pour l'exploitation de **bouées acoustiques en mer** » (note F35 du TNRBF modifiée en juin 2013).

Le service d'amateur par satellite peut fonctionner dans les bandes 435-438 MHz, 1260-1270 MHz, 2400-2450 MHz, 3400-3410 MHz (allouée seulement dans les régions 2 et 3) et 5650-5670 MHz, **à condition qu'il n'en résulte pas de brouillage** préjudiciable aux autres services utilisateurs. Dans ces bandes, le service d'amateur a un statut secondaire et tout brouillage préjudiciable causé par les émissions d'un satellite doit être immédiatement éliminé (disposition S5-282 du RR)

Aux Antilles et en Guyane (Zone 2), le service d'amateur n'est pas autorisé dans la sous-bande 433,75-434,25 MHz (note F40 du TNRBF).

Bande 81-81,5 GHz : Elle n'est pas citée dans le TNRBF mais est ouverte au trafic conformément à la disposition S5.561A (note F135b du TNRBF).

La note F7 du TNRBF permet l'attribution de la **bande des 160 mètres** de 1.810 à 1.830 kHz avec un statut primaire en partage (statut B) en Polynésie Française. Toutefois, tant qu'un arrêté modifiant celui du 30/01/09 n'aura pas été publié au JO, toute émission reste interdite en région 3 de 1.810 à 1.830 kHz.

Lors de la CMR-15, **la bande 5.351,5-5.366,5 kHz** a été attribuée à titre secondaire et avec une PIRE maximum de 15 W. Mais la route est encore longue pour voir cette bande figurer dans le tableau ci-dessus.

Bande des 50 MHz : Avec la décision 12-1241, la bande des 50 MHz devient une bande VHF normale, sans condition particulière, avec un statut secondaire en région 1 (note F21b du TNRBF).

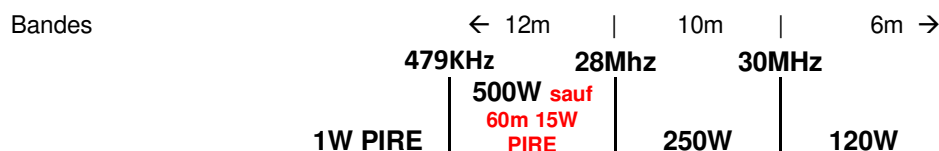
Avant 2013, la était ouverte en région 1 au trafic dans des conditions particulières : les limites de la bande étaient 50,2 - 51,2 MHz , le trafic était interdit en mobile , l'installation de relais y était interdite , 59 départements étaient ouverts complètement ou partiellement au trafic avec une puissance PAR maximum de 5 ou 100 watts. En dehors de ces zones, toute émission était interdite, sauf autorisation individuelle au domicile de l'opérateur notifiée par l'ARCEP.

Exemples : Quelles sont les limites de la bande des 17 mètres ?
 Quelle est la largeur de la bande des 14 MHz ?
 Quel est le statut de la bande 1240-1300 MHz ?
 Quel est le statut de la bande 10,100 à 10,150 MHz ?
 Limites de la bande Satellite sur la bande des 2 mètres ?

Réponses : 18.068 à 18.168 kHz
 350 kHz
 partagé (service secondaire)
 statut C (service secondaire)
 144 à 146 MHz

R-2.2) Puissances et classes d'émission autorisées (annexes 1 et 3 de la décision 12-1241 modifiée) :

Certificat	Bandes de fréquences	Puissance maximum	Classes d'émission autorisées
Classe unique (ex 1 et 2)	Toutes les bandes des services d'amateur et d'amateur par satellite	< 28 MHz : 500 W 28 à 30 MHz : 250 W > 30 MHz : 120 W Bande 60m 15W PIRE	Toutes classes (voir définition au §R-1.2)
Ex-classe 3	144 à 146 MHz	10 W	A1A, A2A, A3E, G3E, J3E, F3E



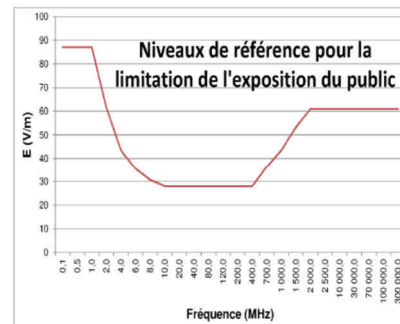
Puissance maximum : puissance en crête maximale à la sortie de l'émetteur, (sauf 60m PIRE) tel que défini dans l'article 1.157 du RR (« moyenne de la puissance fournie à la ligne d'alimentation de l'antenne par un émetteur en fonctionnement normal, au cours d'un cycle de radiofréquence correspondant à l'amplitude maximale de l'enveloppe de modulation ». Voir au §R-1.2 la représentation des différents types de modulation : en AM et en BLU, la puissance est mesurée en PEP (Puissance en pointe de l'enveloppe). La recommandation UIT SM.326-7 préconise l'utilisation de deux tonalités non harmoniques pour mesurer la puissance des émissions modulées en amplitude. Pour autant, on ne peut pas en déduire la possession obligatoire d'un « générateur 2 tons » pour les stations émettant en AM et en BLU.

La réglementation **ne limite pas le gain des antennes** sauf sur **136 kHz** et **472 kHz** où la PIRE est limitée à 1 watt (notes 5.67 A et 5.80A du RR, voir §R-5.2 pour la définition de la PIRE).

Le **décret 2002-775** pris en vertu du 12° de l'article L32 du CPCE (exigences essentielles) fixe selon la fréquence les **valeurs limites d'exposition du public** aux champs électromagnétiques. Compte tenu des puissances autorisées et que nos antennes visent l'horizon (et non pas le sol ou la voie publique), les rayonnements de nos stations devraient être loin de ces valeurs limites définies en V/m selon le graphique ci-contre.

La valeur limite la plus basse (**28V/m** de 10 à 400 MHz) correspond à une densité de puissance de 2 W/m². La surface d'une sphère d'un rayon de 10 mètres étant $4\pi r^2 = 1256 \text{ m}^2$, la densité de puissance d'une station de 2000 W PIRE placée au centre de la sphère sera de 1,6 W/m² ($=2000/1256$) dans la direction du rayonnement maximum.

L'ARCEP peut prévoir des **restrictions**, proportionnées et non discriminatoires, des conditions techniques d'utilisation des fréquences **pour éviter les brouillages** préjudiciables ou protéger la santé publique (art L42 du CPCE). La décision 2012-1241 ne donne pas plus de précisions sur d'éventuelles restrictions individuelles.



Les articles **L57 à L62-1 du CPCE** instaurent des « **servitudes pour la protection des réceptions radioélectriques** » des services de l'État. Les décrets d'application (articles R27 à R30 du CPCE), pris en Conseil d'État, reconnaissent 3 catégories d'installations aux abords desquelles il est institué une zone de protection et, à l'intérieur de celle-ci, une zone de garde. Dans la zone de protection, il est interdit de produire des perturbations supérieures à la valeur compatible avec l'exploitation du centre. Dans la zone de garde, il est interdit de mettre en service du matériel électrique susceptible de perturber les réceptions radioélectriques du centre sans l'autorisation du ministre dont les services exploitent le centre. Pour les installations de 1^{ère} catégorie (les plus contraignantes), la distance séparant les limites du centre de réception radioélectrique et le périmètre de la **zone de garde** ne peut excéder **1000 mètres**. La commission consultative des sites et servitudes (Comsis, ex-Coresta) instruit les dossiers d'implantation, de transfert ou de modification des stations radioélectriques protégées en liaison avec l'ANFR, le CSA et l'ARCEP. Une simple gendarmerie n'a pas vocation à obtenir ce statut assez exceptionnel. De même, ce n'est pas parce qu'il y a de belles antennes dans un terrain militaire que les installations relèvent automatiquement de cette catégorie. Les formalités pour obtenir cette servitude sont si longues et difficiles qu'il arrive qu'un centre de réception soit désaffecté et que, pour autant, la servitude existe toujours (au cas où l'Etat souhaite réactiver rapidement le centre de réception...).

L'article L421-1 du Code l'Urbanisme (CU) prévoit que toutes les constructions doivent être précédées de la délivrance d'un permis de construire sauf s'il s'agit d'ouvrage de faible importance (art L421-4). Dans ce cas, une **déclaration préalable** prévue à l'article L422-2 du CU doit être déposée. L'article R421-9 limite cette déclaration préalable aux « constructions (...) dont la hauteur au-dessus du sol est supérieure à 12 mètres et qui n'ont pas pour effet de créer de surface hors œuvre brute ». L'alinéa e de l'article R422-2 précise que sont concernés les « poteaux et pylônes de plus de 12 mètres et les installations qu'ils supportent ». Avant octobre 2007, les antennes de plus de 4 mètres ou dont le réflecteur mesure plus d'un mètre étaient aussi concernées. Aujourd'hui, les antennes horizontales ou filaires ne sont soumises à aucune formalité. En revanche, il y a toujours lieu de tenir compte de l'antenne verticale pour déterminer la hauteur de l'installation. De plus, installer un pylône sur le pignon d'un pavillon conduit à modifier l'aspect du bâtiment et nécessite donc une déclaration préalable (art R421-17), même si le pylône et son antenne verticale ne dépassent pas 12 mètres. Lorsque le pylône est installé sur un immeuble, la hauteur au dessus du sol dépasse souvent 12 mètres. Une déclaration préalable est donc nécessaire (nonobstant le fait que l'aspect du bâtiment est modifié).

Enfin, les installations suivantes sont soumises à des procédures particulières nécessitant un avis favorable de l'Architecte des Bâtiments de France qui sera joint au dossier :

- pour les installations situées sur un **immeuble classé** inscrit à l'inventaire supplémentaire des monuments historiques, le CU prévoit que ces installations restent soumises à permis de construire.
- pour les installations situées dans un **périmètre classé** (immeubles situés dans le champ de visibilité d'un immeuble classé et situé dans un périmètre n'excédant pas 500 mètres) ou dans un **site patrimonial remarquable** défini par les articles 341 du Code de l'Environnement, l'article L621-31 du Code du Patrimoine impose de déposer une demande d'autorisation de travaux (et non pas la déclaration préalable prévue au CU).

L'étendue de ces zones (zone de garde, périmètre classé, secteur sauvegardé et zone de protection) est annexée au Plan Local d'Urbanisme (PLU) et est consultable au service de l'urbanisme de la Mairie concernée.

En cas de trafic en portable, quel que soit le lieu, aucune déclaration d'urbanisme n'est à prévoir : les installations temporaires (moins de 3 mois) ne sont soumises à aucune déclaration. En revanche, les zones de servitudes (zones de protection, zones de garde) restent valables pour tout trafic, même en portable ou en mobile.

Loi 66-457 : Elle reconnaît le « **droit à l'antenne** » pour les radioamateurs habitant en immeuble collectif. En effet, « le propriétaire d'un immeuble ne peut s'opposer, sans motif sérieux et légitime, à l'installation, au remplacement ou à l'entretien des antennes individuelles, émettrices et réceptrices, nécessaires au bon fonctionnement de stations du service amateur (...). Les bénéficiaires [de ce droit] sont responsables (...) des travaux d'installation, d'entretien ou de remplacement et des conséquences que pourrait comporter la présence des antennes en cause ». Cette loi s'applique aux propriétaires comme aux locataires ou à tout autre occupant.

3) ALPHABET INTERNATIONAL et CODE Q

R-3.1) Table d'épellation internationale :

(annexe I de l'arrêté du 21/09/00) Les questions portant sur les épellations de lettres ou d'indicatifs d'appel forment **une des 10 familles** de questions de réglementation. La table d'épellation des lettres étant internationale, ce sont l'orthographe et la prononciation anglaise des mots qui sont utilisées. Toutefois, le texte français donne, pour la lettre Z, l'orthographe française (Zoulou) alors que les textes internationaux et européens utilisent l'orthographe anglaise (Zulu).

A	ALFA	B	BRAVO	C	CHARLIE
D	DELTA	E	ECHO	F	FOX-TROT
G	GOLF	H	HOTEL	I	INDIA
J	JULIETT	K	KILO	L	LIMA
M	MIKE	N	NOVEMBER	O	OSCAR
P	PAPA	Q	QUEBEC	R	ROMEO
S	SIERRA	T	TANGO	U	UNIFORM
V	VICTOR	W	WHISKEY	X	X-RAY
Y	YANKEE	Z	ZOULOU (zulu)		

Exemple : Comment épelle-t-on « F5PTC » ?

Réponse : Foxtrot 5 Papa Tango Charlie

Cette table d'épellation (Appendice A14 du RR) a été adoptée par l'UIT en 1956. Auparavant, les analogies d'épellation des lettres avaient été définies en 1932 lors de la conférence de Madrid. Ces analogies correspondaient à des noms de villes ou de pays : America pour A, Baltimore pour B, Canada pour C, etc. Seul le Q de Quebec a été repris dans la nouvelle table d'épellation.

Il existe aussi une table d'épellation des chiffres qui n'a pas à être connue pour l'examen et qui est peu utilisée par les radioamateurs.

R-3.2) Abréviations en code Q (annexe I de l'arrêté du 21/09/00)

Les questions d'examen portant sur ces abréviations forment **une des 10 familles** de questions de réglementation. Les 22 abréviations en code Q à connaître sont issues de la recommandation T/R 61-02 (programme HAREC). Une abréviation du code Q est formulée comme une **question** si elle est suivie d'un point d'interrogation. Sinon, il s'agit d'une **réponse** (ou d'un avis) qui peut être suivie d'une information complémentaire.

ABRÉVIATION	QUESTION	RÉPONSE OU AVIS
QRA	Quel est le nom de votre station ?	Le nom de ma station est ...
QRG	Voulez-vous m'indiquer ma fréquence exacte (ou la fréquence exacte de ...)	Votre fréquence exacte (ou la fréquence exacte de ...) est de ... kHz (ou MHz)
QRH	Ma fréquence varie-t-elle ?	Votre fréquence varie.
QRK 1-5	Quelle est l'intelligibilité de mes signaux ?	L'intelligibilité de vos signaux est : 1 : mauvaise ; 2 : médiocre ; 3 : assez bonne ; 4 : bonne ; 5 : excellente
QRL	Êtes-vous occupé ?	Je suis occupé (avec...). Prière de ne pas brouiller
QRM 1-5	Êtes-vous brouillé ?	Je suis brouillé : 1 : Je ne suis nullement brouillé ; 2 : faiblement ; 3 : modérément ; 4 : fortement ; 5 : très fortement
QRN 1-5	Êtes-vous troublé par des parasites ?	Je suis troublé par des parasites : 1 : Je ne suis nullement troublé ; 2 faiblement ; 3 : modérément ; 4 : fortement ; 5 : très fortement
QRO	Dois-je augmenter la puissance d'émission ?	Augmentez la puissance d'émission.
QRP	Dois-je diminuer la puissance d'émission ?	Diminuez la puissance d'émission.
QRT	Dois-je cesser la transmission ?	Cessez la transmission.
QRU	Avez-vous quelque chose pour moi ?	Je n'ai rien pour vous.
QRV	Êtes-vous prêt ?	Je suis prêt
QRX	À quel moment me rappellerez-vous ?	Je vous rappellerai à ... h (sur ... kHz [ou MHz]).
QRZ	Par qui suis-je appelé ?	Vous êtes appelé par ... sur ... kHz (ou MHz).
QSA 1-5	Quelle est la force de mes signaux (ou des signaux de ...) ?	La force de vos signaux (ou des signaux de ...) est : 1 : à peine perceptible ; 2 : faible ; 3 : assez bonne ; 4 : bonne ; 5 : très bonne
QSB	La force de mes signaux varie-t-elle ?	La force de vos signaux varie.
QSL	Pouvez-vous me donner accusé de réception ?	Je vous donne accusé de réception

ABRÉVIATION	QUESTION	RÉPONSE OU AVIS
QSO	Pouvez-vous communiquer avec ... directement (ou par relais) ?	Je puis communiquer avec ... directement (ou par l'intermédiaire de ...).
QSP	Voulez-vous retransmettre à ... gratuitement ?	Je peux retransmettre à ... gratuitement.
QSY	Dois-je passer à la transmission sur une autre fréquence ?	Passez à la transmission sur une autre fréquence (ou sur ... kHz [ou MHz]).
QTH	Quelle est votre position en latitude et en longitude (ou tout autre indication) ?	Ma position est ... latitude ... longitude (ou d'après tout autre indication).
QTR	Quelle est l'heure exacte ?	L'heure exacte est ...

Exemples : Que signifie « QRO ? » **Réponse :** Dois-je augmenter ma puissance d'émission ?
 Que signifie « QRG 14050 » ? **Réponse :** Votre fréquence exacte est 14050 (kHz)
 Quel est le code pour « Avez-vous quelque chose pour moi ? » **Réponse :** QRU ?
 Quel est le code pour « La force de vos signaux est très bonne » **Réponse :** QSA 5

Les abréviations à connaître sont celles utilisées pour les communications officielles. Elles peuvent avoir une autre signification dans le trafic radioamateur. Ainsi, QRA, QSO, QSP et QTH ont une définition plus restrictive et le sens de QRK et QSA est interverti dans le trafic radioamateur.

Le code RST définit la qualité d'un signal reçu en code Morse sur trois critères : « Readability, Strength, Tone » ou, en français, « Lisibilité, Force, Tonalité ». La valeur du T est omise si l'émission n'est pas en code Morse. La variable R prend des valeurs de 1 à 5 et la variable S est, de nos jours, la valeur lue par le S-mètre (de 1 à 9). La première codification du RST, appelé à l'époque RWT, a été établie lors de la conférence de Madrid de 1932. Le code QSA donne la variable R et QRK donne le W. Mais, en 1938, la conférence du Caire modifie les notations du RWT (qui devient le RST) et intervertit la signification des abréviations QRK et QSA, toutes deux notées dorénavant de 1 à 5. C'est ce dernier code qui est effectif dans les services officiels mais pas chez les radioamateurs qui ont conservé le code d'origine. Bien entendu, c'est la codification UIT de 1938 (pas celle en usage chez les radioamateurs) qu'il faut connaître pour l'examen...

Les abréviations QTH et QRA s'adressent au service radiomaritime, respectivement position et nom du navire (l'indicatif du navire sera codé QRZ). Quant à QSO et QSP, tout leur sens est donné dans un contexte professionnel où transmettre des messages n'est pas un loisir (contact entre deux personnes partageant la même passion) mais un travail rémunéré (transmettre un message entre deux clients au moindre coût).

D'autres abréviations sont définies par l'UIT : la recommandation M.1172 donne la signification de 77 codes Q (de QRA à QTZ excepté QST) et de 64 autres signes et abréviations. Une partie de ces signes et abréviations et d'autres séries de codes Q (37 codes au format QOx ou QUx) concernent exclusivement le service radiomaritime. Enfin, il existe aussi le code Z utilisé par les militaires.

En 1859, la Western Union établit la norme du "code 92" : une liste de nombres de 1 à 92 représentait des phrases complètes utilisées par les opérateurs télégraphistes à l'instar du futur code Q. Dans ce code, le nombre 73 signifie "Veuillez accepter mes hommages respectueux" qui se transformera dans le monde radioamateur par "Amitiés" ; le nombre 88 signifie "Affectueusement".

Proposé par Marconi en 1904 et généralisé dès 1908 dans le trafic radiomaritime, le code CQ demandait l'attention de tous les navires (CQ pour « Sécurité », mot français utilisé dans les procédures internationales de sécurité et de détresse).

Abréviations en code Morse : le programme de l'examen de Morse (partie 3 de l'annexe 1 de l'arrêté du 21/09/00) a été supprimé par l'arrêté du 23/04/12. Le texte abrogé donnait 15 abréviations à connaître pour l'épreuve de code Morse. Des questions sur ce sujet continuent d'être recensées à l'épreuve de réglementation.

AR (collé) : Fin de transmission	BK : (Break) signal utilisé pour interrompre une transmission en cours
CQ : Appel généralisé à toutes les stations	CW : (Continuous Waves) onde entretenue – Télégraphie
DE : utilisé pour séparer l'indicatif d'appel des stations appelées et appelantes	K : Invitation à émettre
MSG : Message	PSE : (Please) s'il vous plaît
RST : Lisibilité, force du signal, tonalité (Report)	RX : Récepteur
TX : Emetteur	UR : (Your) votre
VA (collé) : Fin de vacation	SIG : Signal

R-3.3) Déroulement d'un contact :

L'article 4 de la décision ARCEP 12-1241 rappelle la disposition S25.9 du RR : « au cours de leurs émissions, les stations d'amateur doivent transmettre leur indicatif d'appel à de courts intervalles » et précise : « et au moins :

- au **début** et à la **fin** de toute période d'émission ;
- toutes les **15 minutes** au cours de toute émission d'une durée supérieure à 15' sur une même fréquence (*le §3 du préambule rappelle que cette disposition est valable pour tous les types de stations, y compris les satellites, relais et balises qui doivent se conformer aux dispositions générales*)
- en cas de **changement de fréquence** d'émission, au début de toute période d'émission sur la nouvelle fréquence ».

D'autre part, l'annexe de la décision 12-1241 prévoit que l'utilisateur d'une station du service d'amateur :

- s'assure préalablement que ses émissions ne **brouilleront pas des émissions déjà en cours** d'autres utilisateurs radioamateurs (*toujours écouter la fréquence avant de passer en émission...*).
- ne doit pas utiliser la **même fréquence en permanence**

L'utilisation de deux fréquences différentes, l'une pour l'émission, l'autre pour la réception (trafic en mode « split » (même bande) ou « cross-band » (bande différente), trafic via relais ou transpondeur) est autorisée sous réserve d'émettre dans les conditions autorisées par la classe d'opérateur (classe d'émission, puissance et bande)

Peu importe que le relais (ou le satellite) retransmette le message d'un opérateur Novice (ex-classe 3) sur une bande qui ne lui est pas attribuée **du moment que l'opérateur utilise sa station avec une classe d'émission**, une fréquence et une puissance autorisées.

L'ANFR, dans le cadre de ses missions relatives à l'instruction des cas de brouillage, peut être amenée à demander à l'utilisateur d'une station des **informations concernant les logiciels et protocoles utilisés** (§4 du préambule de la décision 12-1241).

*Les **procédures de détresse** du service mobile maritime (Appendice A13 du RR, abrogé lors de la CMR-07) utilisaient en téléphonie des expressions adaptées du français : Mayday venait du français « Venez m'aider », phrase mal comprise par les opérateurs anglophones lors du premier message de détresse en téléphonie. D'autre part, la recommandation UIT M-1171 décrit des procédures radiotéléphoniques utilisées pour le service radiomaritime en dehors des messages de détresse, d'urgence et de sécurité et lorsque le système ASN (appel sélectif numérique) n'est pas utilisé. A l'examen, aucune question ne porte sur ces procédures.*

R-3.4) Teneur des messages :

L'article 1 de la décision ARCEP 12-1241 rappelle les dispositions du RR :

- les transmissions entre stations d'amateur doivent se limiter à des **communications en rapport avec l'objet du service d'amateur**, et à des remarques d'un caractère purement personnel. (*art S25-2 du RR*)
- il est **interdit de coder** les transmissions entre des stations d'amateur pour en obscurcir le sens, **sauf** s'il s'agit des signaux de commande échangés entre des stations terriennes de commande et des stations spatiales du service d'amateur par **satellite**. (*art S25-2 A du RR*) dans l'objectif de garantir que tout brouillage préjudiciable causé par des émissions de telles stations puisse être éliminé immédiatement (*§3 du préambule de la décision 12-1241*)
- les stations d'amateur ne peuvent pas être utilisées pour transmettre des communications en provenance ou à destination de **tiers personnes non radioamateurs** **sauf** dans des situations d'**urgence** ou pour les secours en cas de catastrophe. (*art S25-3 du RR*)

L'édition 1989 du « Guide du radioamateur » limitait les messages aux sujets suivants :

- Radioélectricité,
- Informatique,
- Astronomie et météorologie,
- Contenu d'une revue technique (sans faire de publicité pour ladite revue),
- Réglementation, - vie associative,
- Adresse et numéro de téléphone personnels RA (sauf cas opérations de secours),
- radioguidage (interdit sur les relais sauf, occasionnellement, pour manifestations amateurs).

Bien que, depuis 1990, l'écoute soit libre, **le secret des correspondances** captées volontairement ou non doit être conservé. *L'article 226-15 du code pénal (atteinte au secret des correspondances), précise que « est puni [d'un an d'emprisonnement et de 45000 euros d'amende] le fait, commis de mauvaise foi, d'intercepter, de détourner, d'utiliser ou de divulguer des correspondances émises, transmises ou reçues par la voie électronique ou de procéder à l'installation d'appareils conçus pour réaliser de telles interceptions »*

Enfin, l'article R226-7 du Code Pénal prévoit que « l'acquisition ou la détention de tout appareil figurant sur la liste mentionnée à l'article R226-1 [notamment les scanners] est soumise à une autorisation délivrée par le Premier ministre » alors que la vente de ces appareils est libre suite à deux jugements qui, en 2002, autorisaient leur mise sur le marché au motif que « les dispositions communautaires interdisent aux États membres de limiter ou d'entraver la mise sur le marché et la mise en service d'appareils portant le marquage CE »...

4) CONDITIONS D'EXPLOITATION et INDICATIFS D'APPEL

R-4.1) journal de bord :

le titulaire d'une autorisation d'émettre est tenu de consigner dans un journal de bord (ou « carnet de trafic ») les renseignements relatifs à l'activité de sa station :

- **date et heure début et fin de communication** (UTC ou heure légale mais toujours la même),
- **indicatif** (correspondant ou relais),
- **fréquence d'émission**,
- **classe d'émission** et, éventuellement, le lieu d'émission (si différent du domicile, en portable ou en mobile) et l'indicatif d'appel de l'utilisateur (dans le cas des radio-clubs).

Le carnet de trafic doit être constamment à jour, présenté à toutes réquisitions des fonctionnaires chargés du contrôle dans le cadre de la prévention des brouillages et afin de faciliter les opérations de contrôle de l'utilisation des fréquences. Il doit être conservé pendant un an à compter de la dernière inscription (art. 6 de la décision 12-1241).

R-4.2) L'exploitation d'une station

se différencie par le suffixe utilisé après l'indicatif d'appel de l'opérateur :

- **Station fixe**, l'opérateur émet avec son indicatif d'appel sans suffixe depuis son **domicile fiscal principal** déclaré à l'ANFR. Celle-ci (plus précisément le pôle administratif de Saint Dié des Vosges) doit être informée de tout **changement de domicile dans les 2 mois** (article 7 de l'arrêté du 21/09/00 modifié).

Le document présenté à l'annexe V de l'arrêté du 21/09/00 modifié (modèle de notification d'indicatif d'appel) indique que « pour une utilisation en portable, mobile ou maritime mobile, l'indicatif d'appel est complété de la lettre /P, /M ou /MM » sans plus de précision. Ces cas particuliers d'exploitation sont ainsi définis :

- **/P Station transportable** est une station construite de manière à être déplacée mais ne peut pas fonctionner pendant son transport. L'indicatif d'appel est suivi du suffixe « /P » en CW ou « **Portable** » en téléphonie.

- **/M Station mobile** est « destinée à être utilisée lorsqu'elle est en mouvement, ou pendant des haltes en des points non déterminés » (S1.67 du RR). L'indicatif d'appel est suivi du suffixe « /M » en CW ou « **Mobile** ».

- **/MM Station Maritime Mobile** l'opérateur émettant à bord d'un bateau situé hors des eaux territoriales à plus de **12 milles nautiques** des côtes utilisera le suffixe « /MM ». La station est alors assimilée à une station de navire (art. S1.77 du RR) et relève de l'autorité du capitaine (art D406-12 du CPCE). Une station installée sur un bateau situé dans les eaux territoriales, sur un fleuve ou à quai dans un port est assimilée à une station mobile /M.

Exemple : un radioamateur émettant en CW depuis sa résidence secondaire ou la station d'un autre radioamateur utilisera un indicatif d'appel sous la forme « F5ABC/P » ; le même opérateur émettant en téléphonie depuis un véhicule ou en se promenant à pied ou en vélo s'identifiera ainsi : « Foxtrot Cinq Alfa Bravo Charlie Mobile ».

Les textes en vigueur ne règlent pas le cas du radioamateur français en déplacement qui n'émet pas depuis le territoire pour lequel son indicatif d'appel lui a été attribué. Mais l'usage veut que, dans ce cas, l'indicatif d'appel est précédé du préfixe de localisation du lieu d'émission (voir §R-4.6) et d'une barre de fraction puis suivi du suffixe /P ou /M. De même, lors de l'exploitation en portable ou en mobile, le n° de département peut être précisé. Mais ce ne sont que des usages provenant d'anciens textes abrogés et pas des obligations.

Exemple : un radioamateur novice domicilié en Alsace et émettant depuis son lieu de vacances en Martinique ou à Paris utilisera l'indicatif d'appel F0ABC/P sans plus de précision. L'usage de donner son lieu d'émission en ajoutant le préfixe de sous localisation ou le n° de département conduit à utiliser selon le cas FM/F0ABC/P ou F0ABC/P75 ce qui informe les correspondants du lieu d'émission pour faciliter le pointage des antennes.

Depuis 2013, l'utilisation d'équipements radioélectriques **à bord d'un aéronef** (avions, ballons, ...) est autorisée et soumise à des conditions particulières par les autorités en charge de la réglementation aérienne. L'obtention préalable de toutes les autorisations nécessaires en matière d'aviation civile, notamment de sécurité aérienne, auprès des autorités nationales d'immatriculation des aéronefs (DGAC) est obligatoire (§5.3 du préambule de la décision 12-1241). Dans ce cas, la station est mobile et son indicatif doit être suivi du suffixe « /M ».

L'article L34-9 du CPCE impose que « les équipements radioélectriques doivent faire l'objet d'une évaluation de leur **conformité aux exigences essentielles** ». La conformité du matériel, indiquée par le logo CE, sera éprouvée par un laboratoire indépendant et certifié. Toutefois, l'article R20-3 précise que cette exigence ne s'applique pas aux **constructions personnelles** réalisées « par des radioamateurs (...) non disponibles dans le commerce ; les ensembles de pièces détachées à assembler [kits] par des radioamateurs, pour leur usage, et les équipements modifiés par eux ne sont pas considérés comme des équipements disponibles dans le commerce ». Cette exception est confirmée par le décret 2015-1084 qui transpose la directive 2014/30/CE (CEM), plus contraignante pour les fabricants et les distributeurs que l'ancienne 2004/108/CE. La directive 2014/53/EU (RED - Radio Equipment Directive) remplace la Directive R&TTE et traite de la conformité des équipements hertziens et des terminaux de télécommunications. L'ordonnance 2016-493 a transposé la RED en droit français.

L'article 5 de l'arrêté du 17/12/07 modifié prévoit que les **installations fixes** dont la **PAR** (puissance apparente rayonnée) est **supérieure à 5 watts** sont **soumises à déclaration**. Les stations portables et mobiles ne sont pas concernées par cette déclaration à transmettre à l'ANFR **dans les 2 mois suivant l'installation** et qui comprend : - l'adresse de la station (définissant ainsi le préfixe attribué)

- ses coordonnées géographiques en degrés, minutes et secondes au format WGS84 (GPS)

- la PAR maximum utilisée dans les 4 gammes d'onde HF, VHF, UHF et SHF

Cette déclaration peut s'effectuer par Internet à partir du site <http://amatpres.anfr.fr/>.

Le §1 du préambule de la décision 12-1241 indique que « la fixation éventuelle des modalités de **connexion** des stations radioélectriques du service d'amateur **à un réseau ouvert au public** [Internet] ne relève pas de la compétence de l'ARCEP mais du pouvoir réglementaire » (c'est-à-dire le Ministre chargé des communications électroniques). En l'absence d'un arrêté du Ministre fixant les règles, l'émetteur (ou le relais) ne peut être connecté à Internet ni être contrôlé à distance (« remote control »). En revanche, l'écoute étant libre, la connexion d'un récepteur à Internet est autorisée (WebSDR, diffusion de trames APRS sur Internet, ...).

Les installations radioélectriques « peuvent être provisoirement saisies et exploitées, s'il y a lieu, sans indemnité, par décision du conseil des ministres ». Il s'agit ici de la procédure lourde et complexe de **réquisition** décidée par décret en conseil des ministres (et par une loi votée par le Parlement si sa durée dépasse 12 jours) dans deux cas précis : l'état d'urgence (qui peut s'appliquer localement) et l'état de siège (qui s'applique à tout le territoire). (*§5.4 du préambule de la décision 12-1241 rappelant l'article L65-1 du CPCE*)

Le matériel d'émission détenu n'a pas à être déclaré. Toutefois, mettez à jour votre déclaration de PAR maximum utilisée par bande en cas d'acquisition ou de cession de matériel. En cas de contrôle de l'installation par l'ANFR dans le cadre d'une instruction pour brouillage, la déclaration de PAR est regardée en premier lieu. Le matériel de réception n'a pas à être déclaré non plus car l'écoute est libre depuis 1990.

R-4.3) Les installations de radio-club (indicatif FxK)

Elle sont utilisées sous la responsabilité du titulaire de l'indicatif d'appel du radio-club. Le **responsable des installations** du radio-club doit être **titulaire d'un certificat d'opérateur autre que l'ex-classe 3** (mais le président du club peut ne pas être un RA). Le radio-club peut être exploité par **tout opérateur titulaire d'un indicatif d'appel**, en utilisant **l'indicatif du radio-club suivi de son indicatif personnel** (*F6KGL/F6GPX en CW ou « Foxtro 6 Kilo Golf Lima opéré par Foxtro 6 Golf Papa X-ray », article 7 de l'arrêté du 21/09/00 modifié*). L'utilisateur de la station doit émettre sur une bande, dans un mode et avec une puissance autorisés à sa classe d'opérateur. Le journal de bord (ou carnet de trafic) du radio-club indique les indicatifs d'appel des utilisateurs de la station.

Jusqu'en 2013, le journal devrait être contresigné par le responsable du radio-club déclaré à l'ANFR. La notion d'opérateur supplémentaire a disparu en 1997.

Une **station répétitrice** est une balise de fréquence ou toute autre installation automatique (relais). La station pourra être établie sur un autre site que celui de la station de l'utilisateur (titulaire d'un certificat d'opérateur autre que l'ex-classe 3), ne pourra pas servir à un usage personnel ou un groupe restreint et ne doit transmettre que des informations conformes à la réglementation : son indicatif d'appel, des données relatives à sa position, à son fonctionnement et aux conditions locales intervenant sur les conditions de propagation radioélectrique. Un dispositif d'arrêt d'urgence doit être prévu et, en cas de brouillages persistants, des mesures appropriées proposées par l'ANFR peuvent être imposées (*conditions d'exploitation définies antérieurement à 2012 mais toujours en application bien qu'aucun texte en vigueur ne précise ces conditions*).

Concernant les **satellites radioamateurs**, la disposition S25.11 précise que « les administrations autorisant des stations spatiales du service d'amateur par satellite doivent faire en sorte que des stations terriennes de commande en nombre suffisant soient installées avant le lancement, afin de garantir que tout brouillage préjudiciable causé par des émissions d'une station du service d'amateur par satellite puisse être éliminé immédiatement ». En outre, la disposition S22.1 prévoit que « les stations spatiales doivent être dotées de dispositifs permettant de faire cesser immédiatement, par télécommande, leurs émissions radioélectriques chaque fois que cette cessation est requise en vertu des dispositions du présent Règlement » (*§3 du préambule de la décision ARCEP 12-1241 rappelant les dispositions du RR*).

Le §4 du préambule de la décision 12-1241 précise qu'« il convient de souligner que le respect des conditions d'utilisation des fréquences fixées par la présente décision ne dispense pas de la délivrance de toute autorisation nécessaire pour la mise en place des stations satellites, en particulier de l'autorisation du ministre chargé des communications électroniques à laquelle est soumise l'exploitation d'une assignation de fréquence à un système satellitaire prévue par l'article L97-2 du CPCE ».

R-4.4) Sanctions :

l'article 7-3 de l'arrêté du 21/09/00 modifié a rétabli les sanctions et prévoit qu'« en cas de manquement (...), **l'indicatif attribué** par l'administration **peut être suspendu** pour une durée maximum de trois ans **ou révoqué**. La décision de suspension ou de révocation est motivée, proportionnelle à la gravité du manquement et notifiée à l'intéressé. Elle est prise, dans le cadre d'une procédure contradictoire, par l'autorité administrative qui a délivré l'indicatif à son initiative, sur proposition de l'ANFR, de l'ARCEP, des départements ministériels chargé de la sécurité publique, de la justice, de la défense nationale ou à la vue de rapports d'infractions transmis par des administrations étrangères ou des organismes internationaux spécialisés ». Avec les nouvelles missions de l'ANFR (attribution et retrait des indicatifs d'appel depuis décembre 2014), ces dispositions devraient être modifiées.

En complément du retrait de l'indicatif d'appel, il peut y avoir des **sanctions pénales** (prises par un tribunal après dépôt d'une plainte). L'**article L39-1** du CPCE prévoit qu'« est puni de six mois d'emprisonnement et de

30.000 € d'amende le fait (...) de **perturber**, en utilisant une fréquence, un équipement ou une installation radioélectrique (...) ou d'**utiliser une fréquence** en dehors des conditions prévues à l'article L33-3 ». Le tribunal peut

prononcer la confiscation du matériel ou ordonner sa destruction (L39-6) mais ne peut pas retirer l'indicatif de l'opérateur condamné. Enfin, « toute personne qui effectue des transmissions radioélectriques en **utilisant sciemment** un indicatif d'appel de la série internationale attribué à une station de l'État ou à une autre station autorisée, est punie d'un an d'emprisonnement » (L39-8). Pour qu'un tribunal prenne une sanction pénale, il faut qu'une infraction soit constatée. L'article **L40 du CPCE** précise qu'« outre les officiers et agents de police judiciaire agissant conformément aux dispositions du code de procédure pénale, les **fonctionnaires et agents de l'administration des télécommunications** (...) peuvent rechercher et constater par procès-verbal les infractions ». Dans la pratique, les agents habilités de l'administration des télécommunications, de l'Arcep et de l'ANFR qui disposent d'un pouvoir de police judiciaire en vertu de l'article L40 du CPCE ne peuvent intervenir seuls que dans des lieux à usage professionnel entre 8h00 et 20h00 et pendant les heures d'ouverture lorsque le local est ouvert au public. En cas d'intervention dans un lieu à usage privé (comme l'est l'habitation d'un radioamateur ou le local d'un radio-club), les agents de l'administration chargée des télécommunications interviennent en tant qu'assistant technique d'un Officier de Police Judiciaire agissant sur commission rogatoire délivrée par un juge.

*En cas de **plainte pour brouillage** (TV en particulier), l'ANFR intervient en tant qu'expert pour déterminer si les torts viennent de la station du radioamateur (brouillage) ou de l'installation perturbée (non conformité). L'intervention, qui est une taxe et non pas une amende, coûte 450 € (depuis 2003) à la charge du responsable des désordres. L'ANFR n'a pas vocation à intervenir en cas de plainte pour usurpation d'indicatif.*

R-4.5) Les modalités de l'examen

Fixées par l'article 2 de l'arrêté du 21/09/00 modifié. Quelques questions portent sur le déroulement des épreuves. Les **frais d'examen** sont de 30 € (*tarif inchangé depuis 1991*).

Pour passer l'examen, **il n'y a plus d'âge minimum** depuis l'arrêté du 21/09/00.

Après avoir réussi l'examen, il faut attendre de recevoir l'indicatif d'appel, seul document autorisant l'émission.

En cas d'échec à l'une des épreuves, le candidat doit attendre **deux mois** avant de repasser l'épreuve. Le candidat conserve pendant **un an** le bénéfice de l'épreuve dans laquelle il a obtenu une note au moins égale à 30/60.

Les opérateurs de l'ex-classe 3 (F0) n'ont à passer que l'épreuve de Technique pour obtenir un certificat d'opérateur « HAREC », quelque soit la date à laquelle ils ont réussi l'examen de Réglementation.

Si le candidat a un **taux d'incapacité physique permanente** (IPP) supérieur ou égal à 70%, les épreuves sont adaptées à son handicap, le **temps de l'examen est triplé** et l'épreuve peut se dérouler au domicile du candidat.

R-4.6) Formation des indicatifs d'appel :

Tous les indicatifs d'appel français sont formés selon les règles de la disposition S19-68 du RR et de l'annexe 4 (grille de codification des indicatifs des services d'amateur) de l'arrêté du 21/09/00 modifié. Le **domicile fiscal principal** du titulaire de l'indicatif détermine le préfixe de la station. Les indicatifs d'appel sont notifiés par l'ANFR (*avant 2015 : par le Ministère, par le Haut-Commissaire de la République en Nouvelle Calédonie et en Polynésie Française, par l'Administrateur supérieur à Wallis & Futuna et dans les Terres Australes Antarctiques Françaises ou par le Préfet à Mayotte*).

Le **préfixe** des stations domiciliées en **France continentale est la lettre F**.

Le préfixe des stations domiciliées en **Corse**, dans les **DROM** (Départements et Régions d'Outre-Mer) **et dans les COM** (Collectivités d'Outre-Mer) est composé de **2 lettres** propres à la localisation :

Zone 1

FR : Réunion (DROM 1)

TK : **C**orse (1)

FH : Mayotte (DROM 1)

Zone 2

FG : **G**uadeloupe (DROM - 2)

FM : **M**artinique (DROM 2)

FJ : St Barthélemy (COM 2)

FS : **S**t Martin (COM 2)

(= Antilles françaises)

FY : **G**uyane (DROM 2)

FP : St **P**ierre & Miquelon (COM 2)

Zone 3

FO : **P**olynésie Française (COM 3) et Clipperton (2)

FK : Nouvelle **C**alédonie (COM 3)

FW : **W**allis & Futuna (COM 3)

FT : **T**erres Australes Antarctiques Françaises (TOM) : Crozet (1), îles Eparses (Glorieuses, Bassas da India, Juan de Nova, Europa et Tromelin) (1), Kerguelen, St Paul & Amsterdam et Terre Adélie (3)

FX : Satellites français du service amateur

Le **suffixe**, propre à chaque station, commence par un **chiffre indiquant la classe de l'opérateur** :

0 = opérateur de l'ex-classe 3

1 et 4 = opérateur de l'ex-classe 2. Le chiffre 4 est attribué aux nouveaux opérateurs (*sauf dans les DROM*)

5, 6 et 8 = opérateur de l'ex-classe 1 (et radio-club)

2, 3, 7 et 9 restent en réserve, une partie ayant déjà été affectée à des indicatifs individuels avec un suffixe à deux lettres pour des opérateurs de l'ex-classe 1 en France Continentale.

Dans les DROM, les chiffres utilisés pour les indicatifs sont : 0 (ex-classe 3), 1 (nouveaux opérateurs et ex-classe 2) et 5 (ex-classe 1). Dans les COM et en Corse, les chiffres attribués sont : 0, 1, 4, 5 et 8.

Après le chiffre, le suffixe attribué à chaque station comporte **deux à quatre lettres** :

AAA à UZZZ et **AA à ZZ** sont affectés aux **indicatifs d'appel individuels**. Lorsque la série des indicatifs d'appel à 3 lettres au suffixe aura été attribuée, les indicatifs comporteront 4 lettres au suffixe.
Dans les DROM-COM et en Corse, seule la série à 2 lettres (AA à ZZ) a été attribuée.

KAA à KZZ sont affectés aux **radio-clubs** (et **KA à KZ** pour les rc de Corse et des DROM-COM
Toutefois, quelques suffixes à 3 lettres ont été attribués à des radio-clubs dans les DROM-COM.

VAA à VZZ sont affectés aux **amateurs de l'Union Européenne installés pour plus de 3 mois en France** (le « Brexit » voté en 2016 devrait conduire à affecter la série Wxx aux ressortissants britanniques)

WAA à WZZ sont affectés aux amateurs étrangers hors UE installés pour plus de trois mois en France

XAA à XZZ et **YAA à YZZ** sont en réserve et peuvent être attribués si le besoin est constaté par l'administration.
Jusqu'en 2009, la série XAA était réservée aux balises et la série YAA était réservée aux stations répétitrices numériques (Nodes).

*Quelques indicatifs d'appel de ces séries ont été attribués ; **ZAA à ZZZ** sont affectés aux stations répétitrices (Relais analogiques ou numériques) et aux balises.*

Ainsi, les indicatifs individuels d'appel de France continentale se présentent sous les formes suivantes :
**F0AAA, F1AA, F1AAA, F2AA, F3AA, F4AAA, (F4AAAA aucun indicatif de dernier ce type n'a encore été attribué)
F5AA, F5AAA, F6AAA, F8AA, F8AAA et F9AA.**

Les indicatifs d'appel des DROM-COM et de Corse se présentent sous les formes suivantes :
TK0AA, FY1AA, FM5KA, FG4ZAA.

Exemples :

FM1AB est attribué à un radioamateur résidant en Martinique.

FY5KA est attribué à un radio-club de Guyane

F4VAA est attribué à un radioamateur originaire d'un pays membre de l'UE installé plus de 3 mois en France et ayant un certificat d'opérateur équivalent à la classe unique française.

Indicatifs spéciaux

Délivrés sur demande motivée pour une **durée maximum de 15 jours non consécutifs** pendant une période de 6 mois, sont réattribuables et composés du préfixe :

TM pour la France continentale

TK en Corse,

TO dans les DROM et à St Pierre & Miquelon, Mayotte, St Martin et St Barthélemy

TX dans les autres COM. 2 à 5 caractères au choix du demandeur forment le suffixe. Le premier caractère est un chiffre et le dernier une lettre. La demande être **déposée 20 jours ouvrables avant la date d'utilisation de l'indicatif** par un opérateur autre qu'un opérateur de l'ex-classe 3).

Le lieu d'installation de la station (adresse physique et position au format WGS84), la liste des opérateurs et les dates d'utilisation seront indiquées dans la demande (*voir la demande d'indicatif spécial en ligne sur le site ANFR, ~~24 € en 2017, tarif inchangé depuis 1994~~. Le demandeur joindra au dossier une copie de sa notification d'indicatif d'appel, cette copie n'est pas nécessaire pour les autres opérateurs déclarés. L'adresse et la position au format WGS84 de la station temporaire étant définies dès la demande, son exploitation en portable ou en mobile est interdite*).

Exemple : à la demande d'une station pour un évènement, l'administration délivrera l'indicatif spécial TM9A. Cet indicatif spécial pourra être utilisé 7 week-ends (samedi et dimanche) de novembre 2019 à avril 2020. L'administration pourra aussi délivrer des indicatifs sous la forme : TO9AA, TX99A, TM9AAAA ou TK9999A.

L'attribution des indicatifs est gratuit. Les indicatifs d'appel restent la propriété de l'État et **ne sont pas transmissibles**. Sauf nécessité constatée par l'administration, **les indicatifs à suffixe de deux lettres devenus disponibles ne sont pas réattribués** (article 7 de l'arrêté du 21/09/00 modifié).

Le titulaire qui ne souhaite plus utiliser son indicatif d'appel peut demander la **suspension volontaire** à l'ANFR (article 7-4 de l'arrêté du 21/09/00 modifié). Après 10 ans de suspension volontaire, l'indicatif pourra être réattribué. Lorsque le titulaire souhaite réutiliser son indicatif, il joint à sa demande le règlement de la taxe annuelle et le courrier accusant réception de sa demande de suspension.

L'ANFR gère et publie sur son site Internet l'**annuaire des radioamateurs** qui comporte les noms, prénoms, indicatifs et adresses des radioamateurs autorisés. Chacun peut s'opposer à tout moment à ce que figurent dans cet annuaire les informations nominatives le concernant à l'exception de son indicatif personnel (liste orange). Si les renseignements sont déjà publiés au moment de la demande de figurer sur la liste orange, un nouvel indicatif ayant la même structure alphanumérique peut être attribué (article 7-5 de l'arrêté du 21/09/00 modifié). *Les stations de radio-club, les relais et les balises ne peuvent figurer en liste orange (mais leurs responsables le peuvent). Les indicatifs spéciaux des stations temporaires ne figurent pas dans l'annuaire ANFR.*

R-4.7) Utilisation de l'autorisation d'émettre dans les pays de la CEPT :

Les **radioamateurs** originaires des pays appliquant la recommandation T/R 61-01 ou des pays ayant signé un accord d'Etat à Etat avec la France peuvent trafiquer en France **pour un séjour de moins de 3 mois** sans formalité. L'indicatif utilisé sera formé du préfixe français selon la localisation géographique (F, FY, TK, etc.) suivi d'une barre de fraction, de l'indicatif personnel du pays d'origine et du suffixe /P ou /M (*art 7-2 de l'arrêté du 21/09/00 modifié*).

Exemple : F/19AAA/P est une station italienne émettant depuis la France continentale.

De même, pour les **radioamateurs français** titulaires d'une autorisation d'émettre de classe 1 ou 2 **se déplaçant pour un séjour de moins de 3 mois** dans un pays appliquant la recommandation CEPT T/R 61-01, l'indicatif utilisé sera formé du préfixe du pays visité suivi d'une barre de fraction, de son indicatif d'appel français et du suffixe /P ou /M selon le cas.

Exemple : un radioamateur français émettant en CW depuis son véhicule en Belgique s'identifiera ainsi : ON/F6ABC/M. Le même radioamateur s'identifiera en téléphonie avec le code d'appellation international : « Oscar November Barre de fraction (ou « stroke » en anglais) Foxtrot Six Alfa Bravo Charlie Mobile ».

Liste des pays membres de la CEPT (et de leurs dépendances) avec les préfixes à utiliser entre parenthèses. Les 28 (*) pays membres de l'Union Européenne sont édités en **GRAS** :

Albanie (ZA)	Allemagne (DL)	Andorre (C3)
Autriche (OE)	Belgique (ON)	Bosnie Herzégovine(E7)
Bulgarie (LZ)	Chypre (5B)	Croatie (9A)
Danemark (OZ) , Îles Féroé-(OY), Groenland-(OX)	Finlande (OH)	Espagne (EA)
Estonie (ES)	Grèce (SV)	Hongrie (HA, HG)
France et Outre-Mer (voir liste au §R-4.6)	Islande (TF)	Italie (I)
Irlande (EI)	Macédoine (Z3)	Lituanie (LY)
Lettonie (YL)Liechtenstein (HB0)	Monaco (3A)	Malte (9H)
Luxembourg (LX)	Pays Bas (PA)	Monténégro (4O)
Moldavie (ER)		Pologne (SP)
Norvège (LA) (Spitzberg-JW)		Roumanie (YO)
Portugal (CT7, Açores-CT8, Madère-CT9)		Saint Marin (T7)
Royaume-Uni (*) : Angleterre-M , Île de Man-MD , Irlande du Nord-MI , Jersey-MJ , Écosse-MM , Guernesey-MU , Pays de Galles-MW	Fédération de Russie (RA)	Slovénie (S5)
Serbie (YU)	Slovaquie (OM)	République Tchèque (OK)
Suède (SM)	Suisse (HB9)	Cité du Vatican (HV)
Turquie (TA)	Ukraine (UT)	

(*) En 2016, le **Royaume-Uni** a choisi de quitter l'UE qui ne comptera plus que 27 membres après sa sortie.

La CEPT comprend 48 pays membres. Or, les 3 pays suivants n'appliquent pas la T/R 61-01 ou n'ont pas donné d'information à l'ECO qui tient à jour cette liste pour le compte de la CEPT :

Azerbaïdjan (4K) **Biélorussie** (EW) **Géorgie** (4L)

Le **Kosovo**, ancienne province de Serbie qui a proclamé unilatéralement son indépendance en 2008, ne fait pas encore partie de la CEPT mais l'UIT devrait lui affecter le préfixe Z6.

Liste des 8 pays non membres de la CEPT mais appliquant la recommandation T/R 61-01 :

Australie (VK) **Afrique du Sud** (ZS)
Antilles néerlandaises (Curaçao-PJ2, Bonaire-PJ4, St Eustatius-PJ5, Saba-PJ6, St Maarten-PJ7)
Canada (VE) , Terre Neuve et Labrador-(VO), Yukon et Île du Prince Édouard-(VY)
États-Unis (selon la localisation, les suffixes W, KH ou KP sont suivis d'un chiffre)
Israël (4X) **Pérou** (OA) **Nouvelle-Zélande** (ZL)
Hong Kong (VR2) applique uniquement la T/R 61-02 pour la reconnaissance du niveau de l'opérateur

Liste des 5 pays ayant conclu un accord d'Etat à Etat avec la France :

Bésil (PY) **Côte d'Ivoire** (TU) **Japon** (JA) **Kenya** (5Y) **Thaïlande** (HS)

Les questions portant sur la formation des indicatifs français (§ R-4.6) et sur les préfixes des pays européens (pays membres de la CEPT) et de leurs dépendances forment **une des 10 familles** de questions de réglementation. Les listes ci-dessus donnent les préfixes à utiliser dans le cadre de la Recommandation CEPT T/R 61-01 (libre circulation) ou des accords bilatéraux mais l'ANFR privilégie une approche différente dans les questions posées : elles portent sur les **préfixes attribués aux radioamateurs des pays européens**.

Ainsi, le **Royaume Uni** a attribué des indicatifs avec la lettre **G** en préfixe (et Gx pour les sous-localisations, par exemple **GM** pour l'Ecosse, **GD** pour l'île de Man) ;
la **Fédération de Russie** emploie aussi le préfixe **UA** ;
enfin, le préfixe de l'**ONU** (et de l'**UIT** qui a son siège à Genève) est **4U**.

Ces trois listes ont été mises à jour en juillet 2017. Pour tout trafic à l'étranger, il faudra se renseigner sur la réglementation Dans certains pays, il faut ajouter au préfixe un chiffre correspondant à la localisation géographique. De plus en plus propre à chaque pays visité (conditions d'exploitation, limites de bande, puissances et classes d'émission autorisées). rarement, des pays continuent d'exiger la connaissance du morse pour accéder aux bandes inférieures à 30 MHz sur leur territoire.

Pour **les séjours de plus de 3 mois en France**, les radioamateurs étrangers titulaires d'un certificat d'opérateur conforme à la recommandation CEPT T/R 61-02 (HAREC) ou originaires d'un pays ayant signé un accord avec la France doivent demander un indicatif d'appel temporaire (*article 7-2 de l'arrêté du 21/09/00 modifié*).

Selon le pays d'origine, le suffixe de l'indicatif d'appel sera de la série **VAA** à **VZZ** ou **WAA** à **WZZ** (*annexe 4 de l'arrêté du 21/09/00 modifié, voir § R-4.6*). Malheureusement, tous les pays ne proposent pas cette opportunité pour les séjours de longue durée. Dans de nombreux pays de la CEPT, les radioamateurs étrangers auront à repasser les examens locaux pour obtenir un indicatif du pays visité.

Bien que, depuis 2005, il existe une « licence CEPT de radioamateur Novice » (recommandation ECC (05)06 et rapport ERC 32), la mise en application de ces textes n'est ni prévue pour les Novices français (opérateur de l'ex-classe 3) ni pour les Novices étrangers visitant la France. Près de la moitié des pays de la CEPT appliquent ces textes et le préfixe à utiliser pour s'identifier est parfois différent de celui utilisé pour l'application de la recommandation T/R 61-01.

Section B et 5) Connaissances techniques de base

R-5.1) Puissances, rapports de puissance et décibels (dB) - voir aussi tech § 4.1

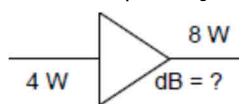
Le **décibel** (symbole dB) est une unité permettant d'exprimer un rapport entre deux grandeurs de même nature. Pour l'épreuve de réglementation, seuls sont à connaître les **9 rapports en puissance** suivants :

Gain exprimé en décibel (dB)	-20 dB	-10 dB	-6 dB	-3 dB	0 dB	3 dB	6 dB	10 dB	20 dB
Rapport de puissance Sortie/Entrée	1 / 100	1 / 10	1 / 4	1 / 2	x1	x 2	X 4	x 10	x 100

En puissance : $dB = (P)$ et $P = 10^{(dB/10)}$

Exemple : un amplificateur a un gain de 6 dB. Sa puissance d'entrée est de 15 W. Quelle est sa puissance de sortie ?
Réponse : 6 dB correspond à un rapport de 4. Pour une puissance d'entrée de 15 W, la puissance de sortie sera de : Puissance d'entrée x Rapport = 15 x 4 = 60 W. Un gain de 6 dB multiplie par 4 la puissance présente à son entrée.

Un gain de 0 dB signifie que le signal de sortie a la même puissance que le signal d'entrée (aucune amplification). Les décibels, lorsqu'ils sont négatifs, indiquent des pertes : une perte de 6 dB est notée -6 dB et la puissance est divisée par 4 à la sortie d'un tel circuit atténuateur. Les gains successifs s'additionnent et les pertes successives se soustraient (voir le 1^{er} exemple du § R-5.3).



Exemples : Dans les schémas, le triangle représente un circuit amplificateur ou atténuateur dont le gain est indiqué en dB

Réponse 1 : rapport = 8 / 4 = 2, soit 3 dB

Réponse 2 : -6 dB correspond à un rapport de 1/4 ; P = 20 / 4 = 5 W
 Calculatrice : $20 \times 10^{(-6/10)} = 20 \times 0,25 = 5W$



ATTENTION : Si le gain exprime un rapport de tensions, le gain est doublé par rapport aux mêmes valeurs exprimées en watts. Ainsi, un rapport de tension de 2 donnera un gain de 6 dB (le double d'un rapport de puissance de 2).

En tension : $dB = 20 \text{ LOG}(U)$ et $U = 10^{(dB/20)}$

Exemple : soit 10 V en entrée et 12 dB de gain. Tension de sortie ? rapport = x 4 (12dB / 2 = 6 dB) ; $U_s = 10 \times 4 = 40 \text{ V}$

Les décibels expriment des niveaux relatifs : le gain d'une antenne se définit par rapport à une antenne de référence (le doublet par exemple). Dans ce cas, la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable est supérieure à la même puissance appliquée à l'antenne de référence. De même, la puissance d'un émetteur sera définie en **dBW** (décibel par rapport à 1 watt) et les atténuations seront données par rapport à la puissance d'émission en **dBc** (le nombre de dB sera négatif).

Enfin, pour exprimer des grandeurs de champ (tension par exemple), on utilisera le **dBV**, décibel par rapport à 1 volt ou en **dBμV**, décibel par rapport à 1 μV ($1V = 1 \times 10^3 \text{ mV} = 1 \times 10^6 \mu\text{V}$)

Exemples : un émetteur délivre une puissance de 4 W. La puissance des émissions non désirées générées par l'émetteur est atténuée de -26 dBc. Quelle est la puissance de l'émetteur (en dBW) ? Quelle est la puissance des émissions non désirées (en W) ?

Réponses : 4 W = 10.LOG(4) = 6 dBW ; puissance des émissions non désirées = 6 dBW – 26 dBc = -20 dBW = 1/100 W avec $10^{(-20/10)} = 0,01$

En modulation d'amplitude (AM) comme en BLU, la puissance d'émission varie au cours du temps. Dans ce cas, la mesure de la puissance se fera sur les pointes d'amplitude ce qui amène à définir la **puissance crête** appelée aussi **puissance de pointe de l'enveloppe** (ou PEP, Peak Envelope Power en anglais)

Le **rendement** détermine la qualité du transfert de puissance. Le rendement, exprimé en % et toujours inférieur à 100%, est le rapport obtenu en divisant la **puissance utile** (puissance émise) par la **puissance consommée** totale.

$$R\% = (P_u / P_c) \times 100$$

Exemple : un émetteur consomme 100 watts. Sa puissance de sortie est 60 watts. Quel est son rendement ?

Réponse : Rendement = (P utile x 100) / P consommée = (60 x 100)/100 = 0,6 = 60%

La puissance consommée mais non émise est dissipée (perdue en chaleur) et est égale à 40 W (= 100 – 60).

R-5.2) Types et caractéristiques des antennes - voir aussi Tech § 9.1 et 9.4 à 9.10

Dans le vide (ou dans l'air), les ondes radio se déplacent à la vitesse de la lumière (300.000 km/s). **La longueur d'onde** (mesurée en mètres et notée λ , lettre grecque minuscule lambda) est la distance parcourue dans le vide par l'onde au cours d'une durée égale à la **période** du signal. **La fréquence** notée **F** et mesurée en **hertz (Hz)** est le nombre de période du signal par seconde. La fréquence sera souvent donnée dans un multiple du hertz : kilohertz (= 1 000 Hz), mégahertz (= 1 000 kHz), gigahertz (= 1 000 MHz = 1 000 000 kHz). Pour transformer les longueurs d'onde en fréquences (et inversement), on utilisera les formules suivantes en faisant attention aux multiples utilisés (mètre et MHz) :

$$F(\text{MHz}) = 300 / \lambda(\text{m})$$

$$\lambda(\text{m}) = 300 / F(\text{MHz})$$

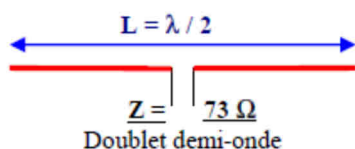
Exemples : Quelle est la longueur d'onde de la fréquence 150 MHz ? **Réponses :** $300 / 150 = 2$ mètres
A quelle fréquence correspond la longueur d'onde 100 mètres ? $300 / 100 = 3$ MHz

Quelques notions sur les **gammes d'onde** doivent être connues : initiales de la gamme, adjectif qualificatif et étendue des 8 gammes d'ondes suivantes tant en longueur d'onde qu'en fréquence. On rappelle que les stations du service amateur doivent déclarer auprès de l'ANFR leur puissance PAR maximum par gamme d'ondes : il y a donc lieu de connaître l'étendue des gammes d'ondes pour établir cette déclaration.

Les plages de longueurs d'onde commencent aux longueurs correspondant au qualificatif. Par exemple, les ondes hectométriques (MF) commencent à 1 hectomètre (=100 mètres) et finissent à 10 hm, soit 1000 m ou 1 km.

Gamme	Ondes	Plage de longueurs d'onde (λ)	Plage de fréquences
VLF	myriamétriques	plus de 10 km	moins de 30 kHz
LF	kilométriques	de 1 à 10 km	de 30 à 300 kHz
MF	hectométriques	de 100 m (= 1 hectomètre) à 1 km	de 300 kHz à 3 MHz
HF	décamétriques	de 10 m (=1 décamètre) à 100 m	de 3 à 30 MHz
VHF	métriques	de 1 à 10 m	de 30 à 300 MHz
UHF	décimétriques	de 10 cm (=1 décimètre) à 1 m de 1 à 10 cm	de 300 MHz à 3 GHz
SHF	centimétriques	de 1 à 10 cm	de 3 à 30 GHz
EHF	millimétriques	de 1 mm à 1 cm (= 10 millimètres)	de 30 à 300 GHz

Exemples : Quelles sont les longueurs d'onde couvertes par la gamme VHF ? 1 à 10 mètres
Quelles sont les fréquences couvertes par les ondes SHF ? 3 à 30 GHz
Dans quelle gamme d'onde doit être classée la fréquence 432 MHz ? UHF
Comment sont qualifiées les ondes de la gamme HF ? décamétriques



L'antenne doublet demi-onde (ou dipôle) est l'antenne de base. Elle est constituée d'un fil d'une longueur égale à une demi-longueur d'onde alimenté en son milieu. Ainsi, chaque brin mesure un quart d'onde ($= \lambda / 4$). L'antenne idéale est isolée dans l'espace ou dans l'air, loin de toutes masses et du sol.

L'impédance (notée Z et donnée en Ω , ohms ; Ω : lettre grecque oméga majuscule) **au point d'alimentation** varie en fonction de l'angle que forment les brins :

s'ils sont **alignés**, l'impédance est de $Z = 73 \Omega$
s'ils forment un **angle de 120°**, $Z = 52 \Omega$
s'ils forment un **angle droit 90°**, $Z = 36 \Omega$

Exemple : un dipôle mesure 50 mètres de long. Sur quelle fréquence (en MHz) résonne-t-il ?

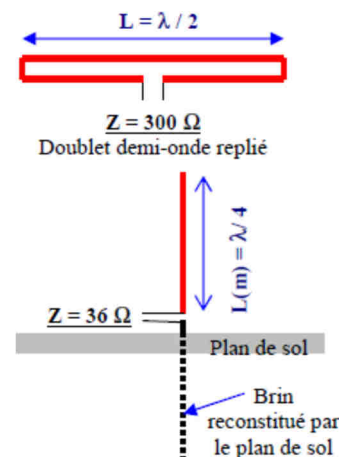
Réponse : le dipôle résonne sur une longueur d'onde de $50 \times 2 = 100$ m, donc $F = 300 / 100 = 3$ MHz.

Antenne doublet demi-onde replié (aussi appelée **trombone**).

Dans cette antenne les extrémités libres du dipôle sont reliées par un fil parallèle et proche du doublet si bien que la longueur totale du fil est égale à une longueur d'onde. Son impédance d'environ **300 Ω** au point d'alimentation lorsqu'il est placé au milieu de l'antenne.

L'antenne quart d'onde verticale (**GP**, Ground Plane en anglais) est constituée d'une moitié de dipôle et nécessite un **plan de sol** (radiants fixés à la base de l'antenne) ou une **masse** (la terre ou la carrosserie d'un véhicule) afin de reconstituer électriquement le deuxième brin de l'antenne. L'impédance de cette antenne est de **36 Ω** si le plan de sol ou la masse est perpendiculaire au brin rayonnant (schéma ci-contre). Si les radiants (ou la masse) forment un angle de **120°** avec le brin rayonnant, l'impédance de cette antenne est de **52 Ω** .

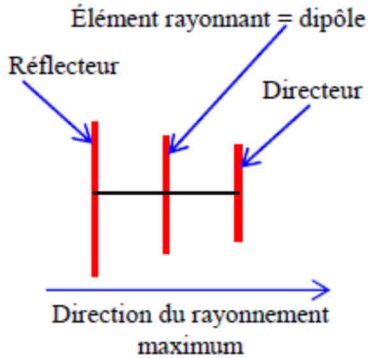
Un brin plus court que le quart d'onde peut être utilisé, mais il faut dans ce cas rallonger artificiellement l'antenne grâce à une bobine (habituellement positionnée à la base du brin ou au milieu de celui-ci) ou par une capacité terminale (au sommet de l'antenne). Le quart d'onde raccourci présente une impédance plus faible à la résonance.



Exemple : Quelle est la longueur (en centimètres) d'une antenne quart d'onde fonctionnant sur 150 MHz ?

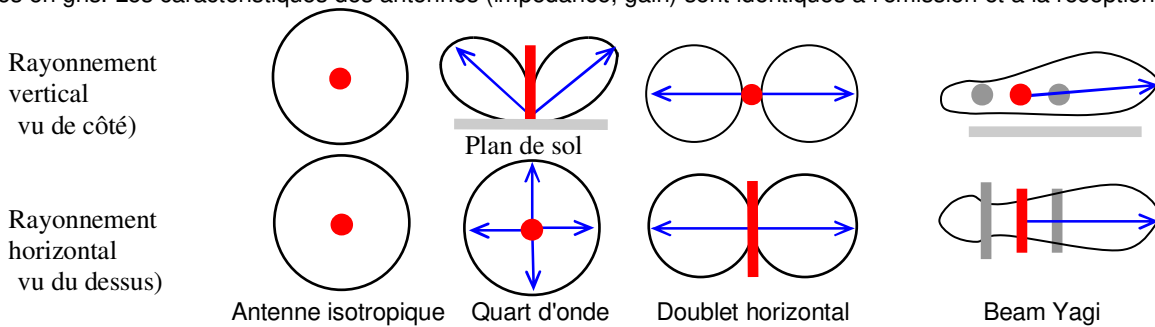
Réponse : longueur d'onde = $300 / 150 = 2$ mètres. L'antenne quart d'onde fonctionnant sur cette fréquence aura pour longueur : $2 \text{ m} / 4 = 0,50 \text{ m} = 50 \text{ cm}$.

Dans la pratique, la longueur théorique calculée est diminuée d'environ 5% (variable selon le matériau utilisé). Dans l'exemple ci-dessus, l'antenne quart d'onde mesurera : $50 \text{ cm} \times 95\% = 47,5 \text{ cm}$. Ce coefficient de raccourcissement est aussi valable pour le dipôle mais pas pour le trombone qu'il faudra au contraire rallonger. De plus, l'impédance de l'antenne, donnée ici en espace libre, varie en fonction du sol (proximité et qualité) et de son environnement immédiat (élément métallique, bâtiment, arbre, ...).



Antenne Yagi ou Beam : le **diagramme de rayonnement** de l'antenne doublet ressemble à un tore traversé par le dipôle. Le rayonnement est maximum perpendiculairement aux brins. Il est nul dans le prolongement des brins. Si les deux demi-brins ne sont pas alignés ou si le sol est trop près de l'antenne, le diagramme de rayonnement se déforme. De même, la présence d'**éléments parasites** près du brin rayonnant déforme le lobe principal et concentre l'énergie dans une direction. Les **éléments directeurs** sont plus courts que le brin rayonnant, les **éléments réflecteurs** sont plus longs. Lorsque le nombre d'éléments augmente sur ce type d'antenne, son gain (son effet directif) augmente et l'impédance du brin rayonnant diminue. Le gain obtenu par l'antenne dépend à la fois du nombre d'éléments et de la distance entre ces éléments.

Le gain d'une antenne se mesure dans la direction maximum de rayonnement. Le gain se calcule en dB par rapport à l'antenne doublet **dBd** ou par rapport à l'**antenne isotropique dBi**. Celle-ci est une antenne idéale : un point qui rayonne et dont le lobe de rayonnement est une sphère. Le doublet a un gain de **2,14 dB** par rapport à l'antenne isotropique. Les lobes de rayonnement se représentent dans le plan vertical (on fait une « coupe » du diagramme de rayonnement selon l'axe du rayonnement maximum) ou horizontal (le diagramme de rayonnement est représenté comme si on était au-dessus de l'antenne). Les diagrammes de rayonnement se représentent aussi par des volumes. Les surfaces de chacun des diagrammes de rayonnement représentés ci-dessous doivent être égales car les surfaces représentent la puissance émise qui est répartie différemment selon le type d'antennes. Dans les diagrammes ci-après, le plan de sol, les éléments parasites et le sol sont représentés en gris. Les caractéristiques des antennes (impédance, gain) sont identiques à l'émission et à la réception.



La puissance apparente rayonnée PAR est la puissance d'alimentation de l'antenne multipliée par le rapport arithmétique correspondant au gain de l'antenne par rapport au doublet (il faut transformer les dBd en rapport). Cette puissance correspond à la puissance qu'il faudrait appliquer à un dipôle pour avoir la même puissance rayonnée dans la direction la plus favorable de l'antenne (pour application avec des calculs, voir le 1^{er} exemple du § R-5.3).

La puissance isotrope rayonnée équivalente PIRE prend pour référence l'antenne isotropique.

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'écart d'angle entre les directions pour lesquelles la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.

Le gain avant / arrière est le rapport, transformé en dB, obtenu en divisant la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable par la puissance rayonnée dans la direction opposée à 180°.

Polarisations : selon la position du brin rayonnant, l'onde rayonnée est polarisée verticalement ou horizontalement. Il est aussi possible d'obtenir des polarisations circulaires (tournantes dans un sens).

La **répartition des tensions et intensités** le long d'un brin rayonnant et le **couplage d'antennes** ne sont pas au programme de l'examen de classe 3. Toutefois, quelques questions ont été relevées. Elles sont étudiées au § 9.4 (dipôle), § 9.5 (quart d'onde) et § 9.10 (couplage parfait de deux antennes identiques amenant un gain de 3 dB).

Réflecteurs paraboliques : certaines antennes, utilisées dans les très hautes fréquences (SHF et au-delà) emploient des réflecteurs paraboliques (ou paraboles) qui réfléchissent les ondes et concentrent les rayonnements sur un foyer, où est placée l'antenne (généralement un doublet). La distance entre le foyer et la parabole est appelée la focale (F). D étant le diamètre de la parabole, le rapport F/D détermine l'angle d'illumination de l'antenne située dans le foyer et la forme du réflecteur (plus ou moins concave).

R-5.3) Lignes de transmission - voir aussi Technique § 10.1 à 10.4

La **ligne de transmission**, qui peut être asymétrique (coaxial) ou symétrique (twin-lead ou « échelle à grenouille »), est un dispositif utilisé pour **transférer l'énergie** de l'émetteur vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur. Le transfert d'énergie (ou de puissance) est maximal lorsque la valeur absolue de la résistance de charge (en Ω ohms) d'un circuit est strictement égale à la valeur absolue de la résistance interne du générateur.

affaiblissement linéique : L'une des propriétés de la ligne de transmission est sa perte exprimée en décibels par mètre de longueur (dB/m). Cette perte est appelée affaiblissement linéique car elle est proportionnelle à la longueur du câble.

L'affaiblissement est donné par le constructeur du câble pour une fréquence et augmente avec cette dernière.

Exemple 1 : soit un câble de 20 mètres ayant une perte de 0,1 dB/m, quel est l'affaiblissement de ce câble ?

Réponse : perte dans le câble = longueur du câble x affaiblissement linéique = 20 m x 0,1 dB/m = 2 dB

Si ce morceau de câble alimente une antenne dont le gain est de 8 dBd (voir gain des antennes au § R-5.2), le gain de l'ensemble sera de 6 dB (gain de l'antenne de 8 dB – perte dans le câble de 2 dB : 8 – 2 = 6)

Si cet ensemble (câble + antenne) est alimenté par une puissance de 50 W, la puissance apparente rayonnée de l'antenne sera de 200 W (6 dB correspondent à un rapport de 4, voir § R-5.1 : 50 x 4 = 200). Cette puissance ainsi déterminée est la PAR à déclarer dans le cadre du décret du 17/12/07 modifié.

Enfin, si le gain de l'antenne est exprimé en dB_{iso} (et non pas en dB_d comme dans l'exemple ci-dessus), le terme de puissance isotrope rayonnée équivalente **PIRE** est alors employé.

Notez que ce genre de question est fréquent mais les calculs restent la plupart du temps simples et ne nécessitent pas de calculatrices. Toutefois, la question ne pourra pas porter ici sur le calcul de la puissance à la sortie du câble puisque -2 dB n'est pas un des 9 rapports en puissance à connaître. En revanche, le calcul de la PAR peut être demandé puisque le rapport de puissance correspondant à 6 dB doit être connu.

Exemple 2 :

Réponse : gain = -2dB + 12dB = +10 dB
soit une "amplification" de 10 donc PIRE = 50 W x 10 = 500 W



L'impédance caractéristique d'une ligne est fonction de ses dimensions et du matériau utilisé pour le diélectrique (isolant). L'impédance est notée **Z**, est donnée en Ω et n'a aucun rapport avec l'affaiblissement linéique. Si un signal provenant d'un générateur alternatif est appliqué à l'entrée d'une ligne de transmission, le même signal (même amplitude et même phase) se retrouvera sur sa sortie (pertes déduites) à condition que cette sortie soit bouclée sur une charge résistive ayant la même valeur que l'impédance caractéristique du câble.

TOS et désadaptation : lorsque la ligne de transmission et la charge (l'antenne, par exemple) n'ont pas la même impédance, le transfert d'énergie n'est pas optimal : il apparaît des **ondes stationnaires** sur la ligne et une partie de l'énergie émise retourne à l'émetteur. Cette désadaptation se mesure par le **coefficient de réflexion**, noté **ρ** (rhô), qui est le rapport du courant (tension ou intensité) réfléchi divisé par le courant émis (ou courant incident), ces deux valeurs étant exprimées dans la même unité (volt ou ampère). Si la mesure est exprimée en watts, le calcul fera intervenir une racine carrée (cette formule nécessite l'emploi d'une calculatrice). Le **TOS** (Taux d'Ondes Stationnaire) est égal à **100 fois ρ** :

$$\rho = U_r / U_e = I_r / I_e = \sqrt{(P_r / P_e)} \text{ et } \text{TOS} (\%) = 100 \times \rho \quad (U \text{ en V, } P \text{ en W, } I \text{ en A})$$

Exemples : à l'entrée d'un câble, on mesure une tension incidente de 20 V et une tension réfléchie de 5 V. Quel est le TOS présent dans le câble ? Même question avec 20 W de puissance émise et 5 W de puissance réfléchie

Réponses : $\rho = U_{\text{réfléchi}}(V) / U_{\text{émise}}(\text{ou incidente})(V) = 5/20 = 0,25$; $\text{TOS} (\%) = 100 \times \rho = 100 \times 0,25 = 25 \%$ $\rho = \sqrt{[P_r (W) / P_e (W)]} = \sqrt{[5 / 20]} = \sqrt{[0,25]} = 0,5$; $\text{TOS} (\%) = 100 \times \rho = 100 \times 0,5 = 50 \%$

Cette désadaptation se mesure aussi par le **Rapport d'Ondes Stationnaires (ROS)**. Ce nombre est le rapport des impédances caractéristiques de la ligne (câble) et de la charge (antenne). Si ces deux impédances sont des résistances pures, le ROS est égal au rapport obtenu en divisant ces résistances (en Ω) calculé de telle manière que le rapport soit supérieur à 1, c'est-à-dire en mettant la valeur la plus forte au numérateur (en haut) :

$$\text{ROS} = Z_{\text{max}} / Z_{\text{min}} \quad (Z \text{ en } \Omega)$$

Exemple : soit une antenne de 100 Ω alimentée par un câble de 50 Ω d'impédance, quel ROS mesure-t-on ?

Réponse : $\text{ROS} = Z_{\text{plus forte}} / Z_{\text{plus faible}} = 100 / 50 = 2 / 1$

Le ROS n'est pas au programme de l'examen : dans le texte, seul le TOS est cité. Cependant, des questions sur le ROS et le TOS sont posées. Notez que la transformation $\text{ROS} > \rho$ (ou inversement) ne peut être réalisée sans calculatrice. On verra au §10-3 que $\text{ROS} = (1+\rho)/(1-\rho)$ et que $\rho = (\text{ROS}-1)/(\text{ROS}+1)$. Les appareils de mesure indiquent rarement le TOS et il y a parfois confusion entre le TOS et le taux de puissance réfléchi qui se définit par la formule suivante : $(P_r / P_e) \times 100$

Pour adapter les impédances, une boîte de couplage (ou boîte d'accord) sera insérée entre l'émetteur et la ligne de transmission. Entre la ligne et l'antenne, un balun réalisera l'adaptation symétrique/asymétrique de la connexion et adaptera les impédances si son rapport est différent de 1/1. Pour adapter les impédances, une « **ligne quart d'onde** » réalisée à partir d'un morceau de ligne de transmission peut aussi être utilisée avec la formule : $Z_{\text{ligne}} = \sqrt{(Z_{\text{entrée}} \times Z_{\text{sortie}})}$ (voir §10-4, calcul difficile à effectuer sans calculatrice)

Exemple : $25 \Omega \xrightarrow{\text{câble}} 100 \Omega$ $Z_{\text{ligne}} = ?$ **Réponse** : $Z_{\text{ligne}} = \sqrt{(Z_{\text{entrée}} \times Z_{\text{sortie}})} = \sqrt{(25 \times 100)} = \sqrt{(2500)} = 50 \Omega$
←N/4→

R-5.4) Brouillage et protections des équipements électroniques - voir Tech § 11.6

La directive européenne 2014/30/UE donne une définition de la Compatibilité ÉlectroMagnétique (**CEM**) : « aptitude d'équipements à fonctionner dans leur environnement électromagnétique de façon satisfaisante sans produire eux-mêmes de perturbations électromagnétiques intolérables pour d'autres équipements dans cet environnement. (...) Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même. »

En radio, la CEM est donc la faculté d'un émetteur de **ne pas perturber son environnement**, en particulier un récepteur, ou la faculté d'un récepteur de **ne pas être perturbé par un émetteur** ou son environnement. Un matériel électrique ou électromécanique ou électronique (et a fortiori radioélectrique) a un certain **niveau d'immunité**. Lorsque les perturbations dépassent ce niveau, son **seuil de susceptibilité** est atteint. Il faut alors prendre des mesures de **durcissement** pour atteindre un meilleur niveau d'immunité.

On parle d'**émission** lorsqu'il s'agit du générateur de perturbations électromagnétiques et de **susceptibilité** lorsqu'il s'agit de matériel perturbé. Les installations radioamateurs sont souvent confrontées à ces problèmes vis à vis de leur voisinage.

Une perturbation (émission ou susceptibilité) est **conduite** lorsqu'elle est véhiculée par l'intermédiaire des conducteurs (fils, câbles, pistes de circuits imprimés,...). Une perturbation est **rayonnée** lorsqu'elle se propage dans l'espace environnant par un champ électromagnétique.

Le filtrage de l'alimentation secteur doit être particulièrement soigné afin de ne pas perturber les autres appareils susceptibles d'être brouillés. Mais le secteur n'est pas la seule cause de brouillage. Les **blindages**, en particulier ceux des étages de puissances, devront être efficaces. Le métal va jouer un rôle de réflecteur pour le champ électromagnétique de haute fréquence qui restera confiné dans les boîtiers métalliques. Des filtres passe-bas seront utilisés pour bloquer les **harmoniques indésirables** d'un émetteur et si, par exemple, des problèmes apparaissent lors de l'utilisation des VHF, un filtre passe-haut sera inséré dans la ligne coaxiale des téléviseurs pour prévenir les risques de perturbations. Un filtre passe-bande relié à la masse et dont la fréquence de résonance sera centré sur la bande d'émission peut aussi être inséré dans la ligne de réception. A puissance égale, la FM provoque des perturbations moindres.

Dans les montages réalisés par les radioamateurs, les **découplages** seront particulièrement soignés car ils préviennent la "remontée" de la H.F. (Haute Fréquence) par la ligne d'alimentation. Le passage des lignes de transmission aux aériens est souvent une source de brouillage quand ces lignes longent d'autres câbles (secteur, téléphone, TV, ...). Le défaut de masse de l'émetteur est quelquefois à l'origine des problèmes de brouillages.

Le brouillage peut provenir soit de l'alimentation secteur, soit du circuit d'entrée dans le cas de récepteurs radioélectriques (T.V., Chaîne HI FI, ...), soit des circuits internes de l'appareil (étage de détection par exemple) par couplage ou rayonnement direct. A ce dernier stade, la susceptibilité sera d'autant plus difficile à être durcie.

Un produit d'**intermodulation** (distorsion d'amplitude) est créé par un mélange de fréquences au niveau d'un étage (ou d'un composant) non linéaire aussi bien à la sortie d'un émetteur qu'à l'entrée d'un récepteur. Les mélanges correspondent à la somme et la différence des fréquences fondamentales et de leurs harmoniques.

Soient A et B, deux fréquences présentes à l'entrée d'un étage défaillant ; en sortie, les fréquences $[A + B]$ et $[A - B]$ seront présentes mais aussi les harmoniques $[2 \times A]$ et $[2 \times B]$ et des mélanges complexes comme $[(2 \times B) - A]$ et $[(2 \times A) - B]$, appelés « **produits du 3e ordre** », d'autant plus difficile à éliminer que A et B seront des fréquences voisines.

transmodulation : Lorsqu'un signal de fréquence voisine à celle du signal que l'on veut recevoir est un signal puissant de forte amplitude, celui-ci va provoquer une **surcharge de l'étage d'entrée du récepteur** qui va alors manquer de linéarité (le signal à la sortie n'est plus proportionnel au signal d'entrée). Ce signal puissant, non désiré, va alors interférer avec le signal que l'on veut recevoir et moduler ce dernier. En conséquence, sera entendue non seulement la modulation du signal désiré mais également la nouvelle modulation.

R-5.5) Protection électrique - pas de référence à la partie Technique

La **protection des personnes** doit toujours être présente à l'esprit. La Haute Fréquence, en particulier dans la gamme des SHF et EHF, peut être dangereuse (ne jamais passer devant le champ d'une parabole lors d'émission). De même, les tensions présentes dans l'antenne pendant l'émission peuvent être importantes.

La construction et l'entretien des aériens et de leurs supports (mâts et pylônes) respecteront toutes les règles de **sécurité** (baudrier ou harnais et longe attachée par un mousqueton à une ligne de vie, port d'un casque pour les personnes se trouvant au pied des aériens, rue balisé lorsque l'intervention empiète sur la voie publique, ...).

Le courant électrique continu (ou 50 Hz) est d'autant plus dangereux que la tension est élevée. Les normes de sécurité considèrent qu'en milieu sec, une **tension inférieure à 50 volts n'est pas dangereuse** (24 V en milieu humide ou à l'extérieur et 12 V en immersion). Pour les tensions supérieures, il faut prévoir des compartiments fermés et munis de systèmes de coupure de tension à l'ouverture afin d'éviter tous risques d'électrocution, en particulier sur les alimentations en **haute tension** nécessaires au fonctionnement des amplificateurs à tubes.

La couleur de la gaine des fils permet de repérer la nature du courant 50 Hz : jaune-vert pour la terre (protection) ; bleu pour le neutre ; rouge, marron ou noir pour la phase (fil le plus dangereux).

Les risques liés au courant électrique sont les **brûlures et l'électrisation** avec plusieurs niveaux : la contraction locale des muscles, la contraction des muscles respiratoires avec risque d'asphyxie, la fibrillation du cœur qui peut entraîner le décès par arrêt circulatoire (électrocution). Ces risques apparaissent lorsqu'une personne est en contact direct avec le fil de phase et le fil de neutre, de terre ou le sol, ou que cette personne, tout en étant en contact avec le sol, touche la carrosserie métallique d'un appareil présentant un défaut d'isolation de son circuit électrique (contact indirect).

Les **moyens de protection** sont la mise à la terre de toutes parties métalliques risquant d'être mise accidentellement à un potentiel dangereux. Il est interdit d'utiliser comme prise de terre les canalisations d'eau, de gaz ou de chauffage central. Au niveau de l'installation électrique, il est préférable d'utiliser des disjoncteurs différentiels (à la place de simples fusibles, même s'ils sont rapides).

La foudre est une décharge électrique qui se produit lorsque de l'électricité statique s'accumule entre des nuages ou entre les nuages et le sol. Par temps orageux, une antenne peut accumuler des charges statiques et être le siège de courants induits lors de la production d'un éclair. La protection contre la foudre est aussi un élément à prendre en compte lors de l'installation d'antennes et, plus particulièrement, de pylônes.

La foudre cherchant toujours à passer par le chemin le plus court et le plus droit, le câble coaxial sera disposé de manière à faire des coudes francs, ce qui réduira le risque de foudroiement. Lorsque le bâtiment sur lequel est installée l'antenne est pourvu d'un paratonnerre, un parafoudre relié **au plus court** à l'antenne pourra être monté.

En cas d'orage, il est prudent de cesser d'émettre et de débrancher les câbles de l'installation pour éviter que l'antenne ne se transforme en paratonnerre, ce pour quoi elle n'est pas prévue, ni le pylône qui la soutient, ni le câble qui l'alimente.

DEUXIEME PARTIE

EPREUVE de TECHNIQUE

0) RAPPELS de MATHÉMATIQUES et d'ALGÈBRE

Ce chapitre préliminaire rappelle les principes mathématiques et algébriques nécessaires à la compréhension et au traitement des formules énoncées dans ce cours.

Transformation d'équation :

Une équation est une expression mathématique qui indique que **les deux termes de chaque côté du signe = sont de même valeur**. Chacun des deux termes est composé de données (notées A, B, C ou D dans les exemples ci-dessous) et d'une inconnue (notée X). La transformation d'équation permet de **calculer l'inconnue à partir des données**. La transformation des équations s'effectue différemment selon l'opération et est récapitulée dans le tableau ci-dessous :

Opération	Addition et Soustraction		Multiplication et Division		Puissance et Racine	
Equation	$A + B = C - D$		$A \times B = C / D$		$A^2 = B$ ou $C = \sqrt{D}$	
Transformation	Changement de signe quand le terme passe de l'autre côté (opposé) : $+ \Rightarrow -$ et $- \Rightarrow +$		Changement d'opérateur quand le terme passe de l'autre côté (inverse) : $\times \Rightarrow /$ et $/ \Rightarrow \times$		Changement de puissance des 2 côtés à la fois : $^2 \Rightarrow \sqrt{\quad}$ et $\sqrt{\quad} \Rightarrow ^2$	
Exemples avec X = inconnue A,B,C,D = données	$X + A = C - D$ $X = C - D - A$	$X - A = 0$ $X = A$	$X \times A = C \times D$ $X = \frac{C \times D}{A}$	$X = B$ $A \times X = B \times A$	$X^2 = B$ $X = \sqrt{B}$	$\sqrt{X} = D$ $X = D^2$

Le résultat de l'addition des termes est une **somme** ; le résultat d'une soustraction est une **différence** ; le résultat d'une multiplication est un **produit** ; le résultat d'une division (ou fraction) est un **quotient**. Dans une fraction, le terme du haut (ou placé avant le /) est appelé **numérateur** et celui du bas (après le /) est appelé **dénominateur**.

Dans une fraction, les deux termes sont l'un au dessus de l'autre séparés d'un trait ou sur la même ligne séparés par le signe / (barre de fraction). Dans une multiplication, le signe de multiplication (x) placé entre les deux termes peut être remplacé par un point (exemple : $A \cdot B = A \times B$) ou par rien (exemple : $AB = A \times B$). Le signe 2 (carré) placé après un nombre signifie que ce nombre est multiplié par lui-même (exemple : $A^2 = A \times A$). Le signe $\sqrt{\quad}$ (racine carrée) placé devant un nombre signifie que le résultat de l'opération multiplié par lui-même donne le nombre (exemple : $\sqrt{A} \times \sqrt{A} = A$).

Les opérations combinées (mélange d'additions et de multiplications par exemple) doivent être traitées dans un ordre précis : puissance (ou racine), puis multiplication (ou division), et enfin addition (ou soustraction). La **place des parenthèses** remet en cause cet ordre : il faut calculer ce qu'il y a à l'intérieur des parenthèses avant de continuer : la parenthèse est prioritaire. Exemple : dans l'équation $A = B \times C + D^2$, on calcule D^2 , puis $B \times C$ et on additionne le tout. Dans l'équation $A = B \times (C + D)^2$, on calcule $C + D$ que l'on met au carré et ce résultat est multiplié par B. Mais attention : $\sqrt{AB} = \sqrt{(A \times B)}$, par contre $(\sqrt{A}) \times B$ s'écrira $B\sqrt{A}$ pour éviter toute confusion. Pour des raisons de lisibilité, les crochets [et] sont utilisés : ils ont la même valeur que les parenthèses.

Les expressions algébriques se simplifient en supprimant les valeurs de signes opposés dans une addition ou les valeurs communes au numérateur et au dénominateur des fractions : $A + B + C - B = A + C$ puisque $B - B = 0$ et $(A \times B) / (B \times C) = A / C$ puisque $B / B = 1$.

Soustraire un nombre négatif revient à l'additionner : $A - (-B) = A + B$

Une division par une fraction se transforme en une multiplication par l'inverse de cette fraction :

$$1 / (1 / A) = 1 \times (A / 1) = A$$

$$\text{et } (A / B) / (C / D) = (A / B) \times (D / C) = (A \times D) / (B \times C)$$

$$\text{et encore } A / B / C = (A / B) / (C / 1) = \frac{A}{B} \times \frac{1}{C} = \frac{A \times 1}{B \times C} = \frac{A}{B \times C}$$

Les transformations sont plus lisibles lorsqu'on les présente comme ci-contre. Lorsqu'on a des **rapports proportionnels** (par exemple : $A / B = C / D$), le théorème de Thalès nous rappelle que l'on a aussi l'équation suivante : $A / C = B / D$. Dans ce cas, l'inconnue (D par exemple) est déterminée par le **produit en croix** qui est égal au produit des valeurs de la deuxième diagonale (B multiplié par C dans notre exemple) divisé par la valeur opposée (A dans notre exemple), d'où :

$D = B \times C / A$. Ou, si C est l'inconnue : $C = A \times D / B$. L'utilisation de parenthèses est ici inutile. La distributivité de la multiplication et de la division par rapport à l'addition et à la soustraction implique que : $(A \times B) + (C \times B) = (A + C) \times B$ mais aussi que : $(A / B) - (C / B) = (A - C) / B$

En radioélectricité, les opérations avec additions et soustractions sont peu utilisées, excepté dans le calcul des circuits équivalents. Par contre, la combinaison multiplication – division – puissance – racine est fréquente.

Exemple d'application de transformation d'équations : loi de Thomson :

si $Z_L = Z_C$, alors $2\pi FL = \frac{1}{2\pi FC}$, donc $(2\pi F)^2 = \frac{1}{LC}$, donc $F^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$, d'où la formule : $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Puissances de 10, multiples et sous-multiples :

Compte tenu des unités utilisées, il arrive souvent que nous devions utiliser des 0 avant la virgule (farad par exemple) ou après la virgule (hertz par exemple). Pour faciliter la lecture des nombres, les multiples et sous-multiples sont utilisés. Ils sont basés sur des **puissances de 10 qui vont de 3 en 3** (3, 6, 9 et -3, -6, ... pour les sous-multiples). Le tableau ci-dessous indique les multiples et sous-multiples utilisés le plus couramment dans les applications radioamateur et à l'examen.

Symbole		G	M	k		m	μ	n	p
Préfixe		giga	Méga	kilo	UNITE	milli	micro	nano	pico
Puissances de 10		10⁹	10⁶	10³	10⁰	10⁻³	10⁻⁶	10⁻⁹	10⁻¹²
R (ohm)	Ω		MΩ	kΩ	Ω				
I (ampère)	A				A	mA	μA		
U (volt)	V			kV	V	mV	μV		
P (watt)	W			kW	W	mW			
F (hertz)	Hz	GHz	MHz	kHz	Hz				
L (henry)	H				H	mH	μH	nH	
C (farad)	F				F		μF	nF	pF

D'autres multiples et sous-multiples existent mais ne sont pas utilisés dans les formules de ce cours. Les plus connus sont : hecto (symbole h, 10²), déca (da, 10¹), déci (d, 10⁻¹), centi (c, 10⁻²). Il existe aussi le myria (ma, 10⁴), utilisé dans les longueurs. Les symboles des multiples, à partir du méga, sont en majuscule alors que ceux des sous-multiples sont en minuscule. De plus, le système international définit les multiples et les sous-multiples de 10³⁰ à 10⁻³⁰. Au delà du Giga se trouvent : Téra (T, 10¹²), Péta (P, 10¹⁵), Exa (E, 10¹⁸), Zetta (Z, 10²¹), Yotta (Y, 10²⁴), Xenna (X, 10²⁷), Wéka (W, 10³⁰) et en deçà du pico : femto (f, 10⁻¹⁵), atto (a, 10⁻¹⁸), zepto (z, 10⁻²¹), yocto (y, 10⁻²⁴), xéno (x, 10⁻²⁷), wéko (w, 10⁻³⁰). Ces multiples sont des extrêmes : la tension générée par un électron est d'environ 160 zV (zeptovolt), la bande de fréquence des ultraviolets est centrée aux alentours de 1,2 PHz (pétahertz).

Pour passer d'un multiple à l'autre, déplacer la virgule de trois chiffres à chaque multiple. En utilisant la table de conversion ci-dessus, positionner les chiffres dans chaque case en plaçant la virgule sous le grand trait du multiple utilisé. Lorsque le nombre est défini par une puissance de 10 (voir exemple n°4), la virgule décimale est placée sous le trait de la puissance de 10. Les cases vides à droite et à gauche du nombre seront remplies avec des 0. Pour passer au multiple ou sous-multiple supérieur, la virgule sera déplacée de trois crans vers la gauche (sous le premier grand trait de gauche). Pour passer au multiple ou au sous-multiple inférieur, la virgule sera déplacée de trois crans vers la droite (sous le premier grand trait de droite). Une fois la conversion faite et la virgule positionnée, retirer les 0 inutiles à gauche de la partie entière et à droite de la partie décimale.

Exemples : n°1 : conversion k ⇒ M : 25 kΩ = , . 25 MΩ = 0,025 MΩ. La case vide entre la virgule et la valeur 2 (représentée ici par un point) et la case vide à droite de la virgule sont comblées par des 0.

n°2 : conversion μ ⇒ m : 1500 μA = 1,500 mA = 1,5 mA. Les 0 inutiles à droite de la partie décimale (partie du nombre après la virgule) sont supprimés.

n°3 : conversion UNITE ⇒ m : 0,45 V = 0,450 V = 0450 mV = 450 mV. Le 0 inutile à gauche de la partie entière (partie du nombre avant la virgule) est supprimé.

Il est rarement utilisé, dans les applications courantes, plus de 4 multiples pour une même grandeur. Rappelez vous des multiples des grandeurs qui vous sont plus familières : kilomètre, mètre, millimètre, micron (= "micromètre") ou encore tonne (= "mégagramme"), kilogramme, gramme, milligramme. Les candidats mal à l'aise avec l'algèbre et les multiples prépareront sur leur feuille de brouillon avant de commencer l'épreuve une table de conversion avec au dessus de chaque grand trait le symbole des multiples et des sous-multiples.

Dans les opérations **d'addition et de soustraction**, il faut impérativement utiliser les valeurs avec les mêmes multiples ou sous-multiples. Lors des opérations de **multiplications**, les puissances de 10 s'additionnent ; elles se soustraient pour les **divisions** : 10⁹ x 10⁶ / 10³ = 10⁽⁹⁺⁶⁻³⁾ = 10¹². La puissance change de signe lorsqu'elle passe en dessous ou au dessus du trait de fraction : 1 / 10³ = 10⁻³ et 1 / 10⁻⁶ = 10⁶. On rappelle que 10⁰ = 1.

Le signe « ^ », qui signifie « puissance », permet de remplacer la police de caractère « puissance » (petits caractères surélevés) quand elle n'est pas disponible. Ainsi 10⁻⁶ s'écrira 10^-6 et 10¹² s'écrira 10^12.

Attention à la **racine carrée** : seules les puissances de 10 paires (10⁶, 10¹², 10⁻⁶, 10⁻¹² pour ne citer que les multiples et sous-multiples) sont utilisables car elles sont divisées par 2 : √(10⁶) = 10^(6/2) = 10³. Enfin, les puissances de 10 sont multipliées par 2 lors de **l'élevation au carré** : (10⁻³)² = 10^(-3x2) = 10⁻⁶.

Exemple n°4 : Calculer P pour U = 20 mV et R = 5 kΩ avec la formule P = U² / R.

Réponse : il faut en premier lieu convertir les valeurs : 20 mV = 20 x 10⁻³ V (ou 2 x 10⁻² V) et 5 kΩ = 5 x 10³ Ω
P = U² / R = (20 x 10⁻³)² / 5 x 10³ = 400 x 10^(-3x2) / 5 x 10³ = 400/5 x 10⁽⁻⁶⁻⁽⁻³⁾⁾ = 4/5 x 10⁽⁻⁹⁺²⁾ = 0,8 x 10⁻⁷ = 80 nW
(voir table de conversion ci-dessus : la virgule a été placée sous le trait de 10⁻⁷, au 7^{ème} trait à droite de l'unité)

Utilisation d'une calculette :

La calculette utilisée sera du type « Collège ». Si les touches des 4 opérations classiques, des 10 chiffres, de la virgule et du signe = se repèrent facilement, les autres fonctions nécessitent quelquefois d'utiliser une **fonction « seconde »**. Ces fonctions sont souvent indiquées au dessus ou en dessous de la touche (et non sur la touche) et l'appui préalable sur la touche « fonction seconde » permet d'y accéder.

On cherchera pour chaque calculette les **12 fonctions** ou opérateurs utilisés dans les formules de ce cours :

- **Exposant de 10** touche marquée $x10^x$
- **Inversion de signe** (touche marquée (-), servant souvent à entrer des puissances de 10 négatives). De nombreuses calculettes « Collège » acceptent le - de la soustraction pour signer négativement les puissances de 10 et n'ont donc pas cette fonction. Vérifiez le fonctionnement de la calculette.
- **Racine carrée** (symbole $\sqrt{\quad}$) que nous noterons [$\sqrt{\quad}$]. Dans certains modèles de calculettes, une parenthèse s'ouvre automatiquement. Il faudra penser à la refermer.
- **Mise au carré** touche marquée x^2 que nous noterons [x^2]. En l'absence de cette touche, la fonction Puissance (marquée [^]) sera suivie du chiffre de la puissance, comme dans l'exemple ci-dessous.
- **Logarithme décimal** touche **log** que nous noterons [LOG]
- **Puissance de 10** ou Antilog (touche marquée 10^x [shift] [LOG], à ne pas confondre avec l'exposant de 10), notée [$x10^x$]. Si la calculette n'a pas cette fonction, la fonction Puissance (marquée [^]) sera utilisée en tapant 10^x
- **Inverse** touche marquée x^{-1} [shift] [(] que nous noterons [$1/x$].
- **Pi** touche donnant la valeur π (3,14159...) que nous noterons [π]
- Vérifiez la procédure d'effacement complet des mémoires (*certaines modèles ont une touche « reset » située au dos des calculettes : enfoncez la pointe de votre stylo pour la réinitialisation des mémoires*)
- Vérifiez le fonctionnement des parenthèses. Dans le doute sur l'utilisation des parenthèses dans une formule, vous pouvez en ajouter : la plupart des calculettes accepte au moins 6 niveaux d'imbrication de parenthèses. La seule contrainte sera de bien « refermer » les parenthèses : il faut, dans une formule, autant de « (» que de «) » sinon votre calculette vous affichera un message d'erreur.
- Vérifiez enfin le fonctionnement des touches d'effacement **AC** pour l'effacement total et **EFF** pour l'effacement partiel) et les touches de déplacement (quand elles existent) très utiles pour modifier une valeur dans une formule sans avoir à la ressaisir en entier.

L'affichage des résultats est paramétrable (il faut le sélectionner à nouveau après un « reset ») :

- L'affichage en **virgule flottante** (fonction souvent marquée **FLO**) est l'affichage standard par défaut.
- En affichage **Scientifique** (fonction souvent marquée **SCI**), les nombres sont affichés avec une partie entière toujours comprise entre 1 et 9, une partie décimale (à droite de la virgule comportant un nombre de chiffres paramétrable) et une puissance de 10 sous la forme d'un nombre entier positif ou négatif.
- Le mode d'affichage **Ingénieur** (fonction souvent marquée **ENG**) est comparable à l'affichage Scientifique mais, dans ce cas, la puissance de 10 est toujours multiple de 3 et la partie entière est comprise entre 1 et 999. Malheureusement, la plupart des calculettes « Collège » ne dispose pas de cet affichage qui permet de visualiser le résultat avec les multiples ou sous-multiples présentés au paragraphe précédent.

Les données seront saisies en utilisant ou pas les multiples mais l'affichage indiquera toujours un résultat avec puissances de 10 lorsque l'affichage en mode Ingénieur ou Scientifique est sélectionné.

Soit une valeur de 2,5 k à entrer, on saisira 2500 ou $2,5 \cdot 10^3$ en appuyant sur les touches [2][,][5][$x10^x$][3]. En affichage à virgule flottante, ce nombre s'écrira 2500. En mode Scientifique ou Ingénieur, il s'affichera sous la forme $2,5 \cdot 10^3$ ou le plus souvent $2,5^{+03}$ (la puissance de 10 est indiquée : le signe (+ ou -) suivi de deux chiffres).

De même, 250000 s'affichera $2,5^{+05}$ en mode Scientifique et 250^{+03} en mode Ingénieur (soit, en lecture directe : 250 k car 10^3 correspond au multiple kilo, symbole k). Notez que 10^0 correspond à l'unité : 2,5 sera écrit $2,5^{+00}$ en affichage Scientifique et Ingénieur. De même, 25 sera écrit $2,5^{+01}$ en affichage Scientifique et 25^{+00} en affichage Ingénieur. Enfin 0,25 s'affichera $2,5^{-01}$ en mode Scientifique et 250^{-03} en mode Ingénieur (correspondant à 250 milli). Pour entrer cette valeur avec le sous-multiple milli, on saisira $250 \cdot 10^{-3}$ en appuyant sur les touches [2][5][0][Exp][+/-][3].

Dans le cours, les réponses avec calculs sont repérées par **la mention « Sur une calculette »** et sont données :

- en **écriture naturelle** (ou écriture intuitive ; toutes les calculettes « Collège » récentes acceptent ce format).

La formule est saisie avec les **parenthèses** notées [(] ou [)] puis on appuie sur [=] pour afficher le résultat. - avec la **formule simplifiée**, ce qui nécessite l'utilisation des multiples ou sous-multiples indiqués.

Une fois la formule saisie, appuyez sur [=] (ou [EXE]) pour afficher le résultat.

Exemple : Calculer P pour $U = 20$ mV et $R = 5$ k Ω . (formule à utiliser : $P = U^2 / R$, soit : $U [x^2] \div R$ ou $U [^] [2] \div R$) **Sur une calculette, en écriture naturelle :** $(20 \cdot 10^{-3})^2 \div (5 \cdot 10^3)$

soit la séquence des touches suivantes : [(] [2] [0] [Exp] [+/-] [3] [)] [^] [2] [÷] [(] [5] [Exp] [3] [)] [=]

Résultat affiché avec virgule flottante : 0,00000008

Résultat affiché en notation Scientifique : 8^{-08} , soit 8×10^{-8} (utiliser la table de conversion du §0.2)

Résultat affiché en notation Ingénieur : 80^{-09} , soit $80 \times 10^{-9} = 80$ nW

Les fonctions de la FX92

En gras, les fonctions directement accessibles (*sans appuyer sur la touche « fonction seconde »*) **En italique**, les fonctions non disponibles (ou non utilisées) sur ce modèle

Configuration de l'affichage

Touches de déplacement
permet de modifier une formule affichée à l'aide des fonctions INS et SUPPR)

Fonction

Racine

Mise au carré

Puissance de 10

Logarithme décimal

Parenthèses 1/x

INSertion/SUPPRession pour modifier une valeur dans une formule affichée

Effacement partiel /

Valeur

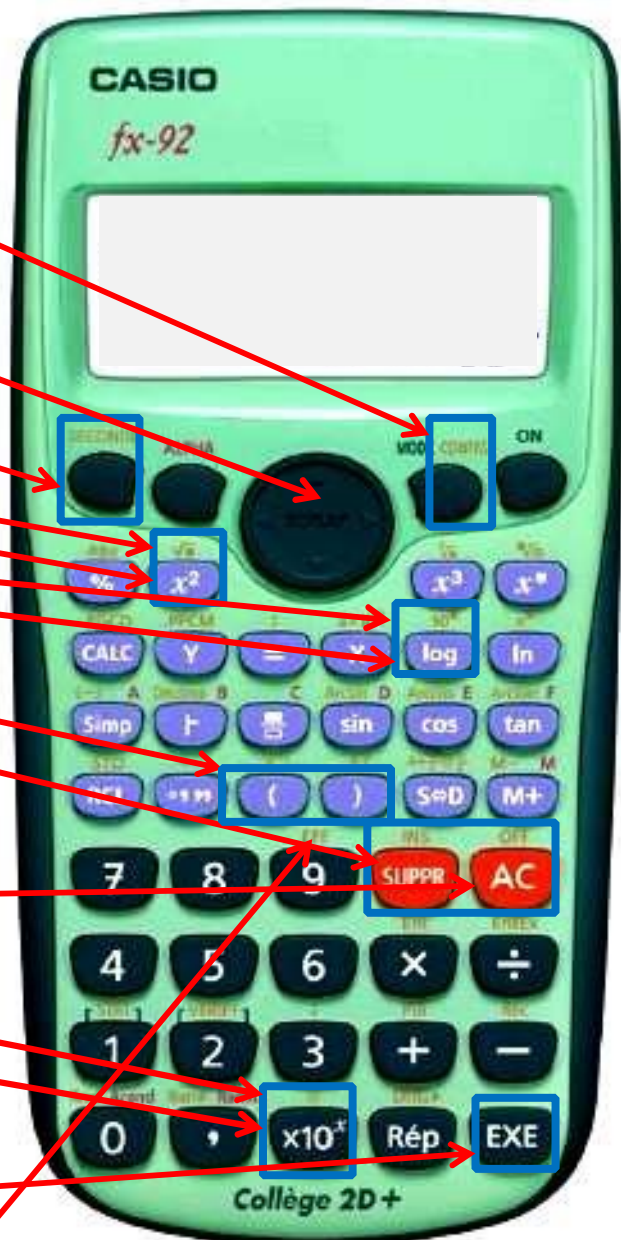
Exposant de 10

Inversion de signe (non utilisé, utilisez « - »)

Inverse (non disponible, utilisez « 1/(...) »)

Affichage du résultat

Effacement complet de la mémoire :
(enfoncez le bouton « reset »
au dos de la calculatrice)
ou « fonction seconde » du chiffre 9



Attention, il existe de nombreuses versions de la FX92. Les modèles changent légèrement tous les ans pour que les parents ne puissent pas réutiliser pour les cadets la calculatrice des aînés !

Ainsi, les fonctions peuvent être déplacées et les touches peuvent changer de nom.

D'autre part, la FX-92 n'accepte pas la notation Ingénieur mais permet la saisie en écriture naturelle.

Section A : Bases d'électricité et composants passifs

LOIS d'OHM et de JOULE

1.1) Les bases de l'électricité

Reposent sur quatre grandeurs : l'Intensité notée I (le débit) et mesurée en ampère (A) qui correspond au passage d'une quantité d'électricité par seconde ; la Tension ou différence de potentiel (ddp) notée U qui est mesurée en volt (V) ; la Résistance notée R et mesurée en ohm (Ω lettre grecque oméga majuscule) et la Puissance dégagée (en chaleur dans le cas d'une résistance), notée P et mesurée en watt (W).

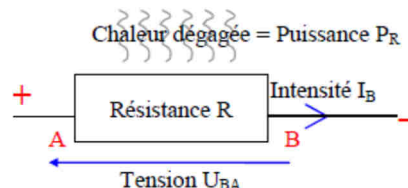
La **résistance** désigne à la fois le phénomène physique (résistance au passage du courant) et le composant (voir description au §1.5). Les anglophones utilisent deux mots différents : resistance (phénomène physique) et resistor (composant). Le composant résistance se schématise par un rectangle (ou, dans les anciens schémas, par une « dent de scie »). Dans les schémas, la valeur du composant est notée à l'intérieur du rectangle. La mention Ω n'est pas obligatoire. Une valeur de 2200 Ω pourra être notée 2200 mais aussi 2,2 k ou encore 2k2.

La **tension** se mesure entre deux points du circuit et se schématise par une flèche entre ces deux points. U_{BA} est la tension entre les points B et A. La tension de référence est prise en B par le fil « Com » du voltmètre ; l'autre fil du voltmètre est à brancher au point A indiqué par la flèche de tension. Dans les schémas, la tension en un point du circuit sera indiquée par rapport à la masse. On appelle "différence de potentiel" (ddp) la chute de tension aux bornes d'une résistance ou d'une charge et "force électromotrice" la tension générée par une source.

L'**intensité** est une « agitation ordonnée d'électrons ». Elle se mesure en un point et se schématise par une flèche en ce point sur le circuit. Le sens de la flèche indique le sens du courant (du + vers le -). L'intensité en un point B du circuit sera notée I_B . Les flèches de tension et d'intensité sont en sens opposé si les valeurs de tension et d'intensité sont positives. Pour mesurer une intensité à l'aide d'un ampèremètre, il faudra couper le circuit et insérer l'instrument de mesure en branchant le fil « Com » de l'ampèremètre sur le fil relié au - du circuit.

Le calcul de la **puissance** dissipée est utile pour optimiser le dimensionnement des composants. Si la puissance dissipée par les composants est rarement indiquée sur les schémas, elle est toujours donnée dans la nomenclature des composants d'un circuit (en particulier pour les résistances).

En prenant des références hydrauliques, la tension est comparable à une différence de pression dans un tuyau et se mesure donc entre deux points d'un circuit. L'intensité est un débit et se mesure en insérant l'instrument de mesure en un point du circuit, comme un compteur d'eau. La résistance est comparable à un rétrécissement du tuyau. La chaleur dégagée par la résistance provient des frottements lors du passage des électrons.



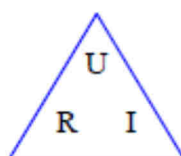
1.2) Lois d'Ohm ($U = R \cdot I$) et de Joule ($P = U \cdot I$).

Ces deux lois sont fondamentales car elles expriment les relations entre les quatre grandeurs de base de l'électricité. En développant les deux lois, on trouve les douze équations du tableau ci-dessous : $P = U \cdot I$ et on sait que $U = R \cdot I$; en remplaçant U par $R \cdot I$ dans la première équation, on trouve : $P = (R \cdot I) \cdot I = RI^2$. De même, on sait que $I = U / R$, donc $P = U \cdot I$ devient $P = U \cdot (U / R)$ donc $P = U^2 / R$. Ainsi, deux données (intensité et résistance, par exemple), permettent de calculer les deux inconnues correspondantes (dans notre exemple : puissance $P = RI^2$ et tension $U = RI$).

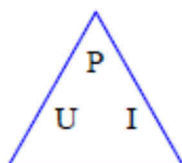
Données	P en watts	U en volts	I en ampères	R en ohms
P (W)		$R = U^2 / P$	$R = P / I^2$	$I = \sqrt{(P / R)}$
U (V)	$I = P / U$		$R = U / I$	$P = U^2 / R$
I (A)	$U = P / I$	$P = U \cdot I$		$P = R \cdot I^2$
R (Ω)	$U = \sqrt{(P \cdot R)}$	$I = U / R$	$U = R \cdot I$	

Les quatre équations éditées en gras ci-dessus servent de base aux quatre **triangles de calcul simplifié** :

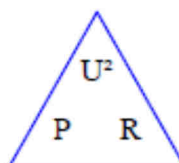
URI



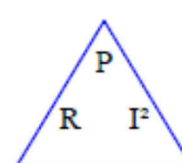
PUI



U²PR



PR I²



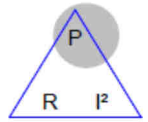
Choisissez le triangle contenant vos deux données et votre inconnue puis cachez du doigt l'inconnue : vous obtenez la formule à appliquer. Lorsque les données sont en bas (l'inconnue est en haut du triangle), les données sont multipliées pour obtenir l'inconnue. Lorsque l'inconnue est en bas, les données sont divisées (celle du haut par celle du bas). Lorsque l'inconnue cachée est au carré, le résultat est une racine carrée (exemple : $U^2 = PR$ donc $U = \sqrt{(PR)}$). Le jour de l'examen, si vous n'êtes pas à l'aise en algèbre, commencez par écrire ces quatre formules sur votre feuille de brouillon à côté de la table de conversion : elles seront ainsi toujours sous vos yeux.

Exemple 1 : soit une résistance de 1.500 Ω parcourue par un courant 0,1 A. Quelle est la tension à ses bornes ? Quelle est la puissance dissipée ?

$$U = R \cdot I = 1.500 \times 0,1 = 150 \text{ V}$$

$$P = U \cdot I = 150 \times 0,1 = 15 \text{ W} \quad \text{ou} \quad P = R \cdot I^2 = 1.500 \times 0,1 \times 0,1 = 15 \text{ W}$$

$$\text{ou encore } P = U^2 / R = (150 \times 150) / 1.500 = 22.500 / 1.500 = 15 \text{ W}$$



Exemple 2 :

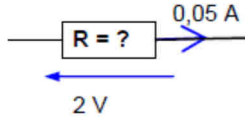
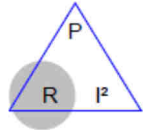
$$P = ?$$

$$P = U \cdot I = 2 \times 0,05 = 0,1 \text{ W} \quad R = U / I = 2 / 0,05 = 40 \text{ } \Omega$$

$$\text{ou } R = P / I^2 = 0,1 / (0,05 \times 0,05) = 0,1 / 0,0025 = 40 \text{ } \Omega$$

$$\text{ou encore } R = U^2 / P$$

$$P = 2^2 / 0,1 = 4 / 0,1 = 40 \text{ W}$$



1.3) Autres unités :

Le **coulomb** (noté C) est une **quantité d'électricité** que l'on note Q. L'intensité est un débit et correspond au passage d'un nombre d'électrons (*précisément : 6,25.10¹⁸*) par unité de temps (*la seconde*).

Un coulomb est égal à un ampère par seconde :

$$Q = I \cdot t \quad (\text{Coulomb Ampère seconde})$$

Le **joule** (noté J) unité d'énergie : **1 watt = 1 J par seconde.**

L'énergie est aussi exprimée en **wattheures** (Wh), avec la relation suivante : **1 Wh = 3600 J.**

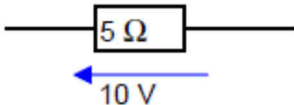
La quantité d'**énergie disponible** est notée E (c'est le même E que l'on retrouve dans la formule $E = MC^2$, à ne pas confondre avec le E (en volts) de la force électromotrice de la pile que nous étudierons plus tard).

La quantité d'**énergie consommée** est appelée travail et est notée **W** (à ne pas confondre avec le W des watts car le travail se mesure en joules). *Le travail en joules peut exprimer une énergie thermique (la chaleur), une énergie chimique (sous l'effet de l'électrolyse, l'eau se décompose en oxygène et hydrogène), une énergie mécanique (énergie déployée pour déplacer un poids) ou une énergie électromagnétique. La notion de travail ne donne pas d'indication sur la durée : pour déplacer une tonne de sable, on utilisera une brouette et le travail se fera en une journée ou on emploiera une pelleuse et le travail sera fait en un quart d'heure : le travail est identique, seule la puissance utilisée change.*

$$E \text{ ou } W = P \cdot t \quad (\text{Joule Watt s}) \quad \text{ou} \quad P(W) = E \text{ ou } W(J) / t(s) \quad \text{et, en appliquant la loi d'Ohm } (P = U \cdot I) :$$

$$E \text{ ou } W(J) = Q(C) \cdot U(V)$$

Exemple : Calculer Q en Coulombs et W en Joules



Temps (t) = 30 secondes

Réponses :

$$Q(C) = I \cdot t = (U / R) \cdot t = (10 / 5) \cdot 30 = 2 \times 30 = 60 \text{ C}$$

$$W(J) = P \cdot t = (U^2 / R) \cdot t = (10 \times 10 / 5) \times 30 = 20 \times 30 = 600 \text{ J}$$

$$\text{ou } W(J) = U(V) \cdot Q(C) = 10 \times 60 = 600 \text{ J}$$

1.4) La résistivité

Est un nombre qui caractérise le pouvoir d'un matériau à résister au passage du courant électrique continu. La résistivité est notée ρ (lettre grecque minuscule rhô) et se définit en Ωm (ohm-mètre). La résistance d'un corps dépend de sa résistivité, donc de sa nature, mais aussi de ses dimensions. Pour une même résistivité, la résistance d'un corps est proportionnelle à sa longueur et inversement proportionnelle à sa section :

$$R = \rho \cdot L / s$$

R= résistance Ω ; ρ = résistivité du matériau Ωm ; L = longueur du fil m ; s = section du fil m^2

Les conducteurs ont une faible résistivité (jusqu'à 0,01 Ωm) ; les isolants en ont une très élevée (plus de 1 $\text{M}\Omega\text{m}$). Entre ces deux extrêmes se trouvent les semi-conducteurs. La résistivité est toujours donnée pour une température du matériau de 20°C. D'une façon générale, la résistivité d'un conducteur augmente avec sa température. Dans ce cas, le **coefficient de température** est positif. Par contre, la résistivité des isolants, en règle générale, diminue lorsque leur température augmente : leur coefficient de température est négatif. *Attention à ne pas confondre diamètre (distance en m) et section (surface en m^2) : lorsqu'un diamètre est doublé, la section est quadruplée. On a : $S = \pi \times D^2 / 4 = 0,785 D^2$. Ainsi un fil de 2,5 mm^2 de section aura un diamètre de 1,78 mm*

Exemple : un fil métallique a une longueur de 1 mètre, une section de 2 mm^2 et une résistance de 6 Ω . Quelle résistance aura ce même fil si sa longueur est de 2 mètres et sa section de 6 mm^2 ?

Réponse : La longueur est multipliée par 2 est la section par 3 $\Rightarrow R = \rho \cdot L / S = 6 \Omega \times (2 / 3) = 4 \Omega$

Résistivité (ρ) de quelques matériaux à 20°C :

Matériau	Ωm	Matériau	Ωm	Matériau	Ωm	Matériau	Ωm	Matériau	Ωm
Argent	$1,6 \cdot 10^{-8}$	Cuivre écroui	$1,8 \cdot 10^{-8}$	Or	$2,2 \cdot 10^{-8}$	Aluminium	$3 \cdot 10^{-8}$	Laiton	$6 \cdot 10^{-8}$
Fer	$1 \cdot 10^{-7}$	Constantan	$4,9 \cdot 10^{-7}$	Nichrome	$1,1 \cdot 10^{-6}$	Eau de mer	0,3	Germanium	0,46
Silicium	640	Eau pure	$2 \cdot 10^5$	Air sec	$1,13 \cdot 10^9$	Porcelaine	10^{11}	Polyéthylène	10^{15}
Papier	10^{15}	Bakélite	10^{16}	Plexiglas	10^{17}	Quartz	$7 \cdot 10^{17}$	Polystyrène	10^{20}

La **conductivité** est utilisée pour caractériser les conducteurs. Elle est donnée en $\text{m}\Omega\text{m}^2$ ou en S/m (avec S = Siemens = $1/\Omega$; exemple : conductivité de l'argent = $6,3 \cdot 10^7$ S/m). La conductance étant l'inverse de la résistance, elle était donnée en mho (jeu de mots avec ohm à l'envers) avant que le Siemens soit utilisé.

Dans un conducteur, la densité de courant (en A/mm²) est égale au débit (en ampères) divisé par la section du conducteur (en mm²). La densité de courant dans un fil de cuivre ne doit pas dépasser 5 A/mm².

L'effet de peau, surtout sensible en HF (au delà de 20 kHz), fait que le courant ne se déplace qu'à la surface des conducteurs. L'épaisseur de la peau d'un fil de cuivre (en µm, microns) dans laquelle passera le courant est estimée par la formule suivante :

$$e(\mu\text{m}) = 66 / \sqrt{F(\text{MHz})}$$

Ainsi, l'épaisseur de la peau sera de 0,5 mm à 20 kHz, 66 µm à 1 MHz, 12 µm à 30 MHz, 5 µm à 150 MHz et 2 µm à 1 GHz. Un câble composé de plusieurs fils de petit diamètre sera utilisé de préférence à un câble monobrin car ceci augmente la section dans laquelle peut se déplacer le courant HF et diminue la résistance du fil. On pourra aussi utiliser du fil recouvert d'un matériau très conducteur (cuivre argenté) ou traité en surface de manière à ce qu'il ne s'oxyde pas (cuivre émaillé) car l'oxydation rend souvent un métal isolant.

1.5) Le Code des couleurs

C'est une des 10 familles de questions de la base de données de l'examen de classe 2

La valeur des résistances traditionnelles (à fils) est rarement indiquée en chiffres : un code de couleurs défini dans le tableau ci-dessous est utilisé.

Pour coder une valeur, trois bagues au moins sont nécessaires : les deux premières bagues indiquent les deux premiers chiffres de la valeur, la troisième bague indique le nombre de 0 de la valeur. Pour détromper la lecture, les bagues ne sont pas centrées au milieu de la résistance : selon la représentation, elles doivent se situer à gauche de la résistance pour une lecture de gauche à droite ou en haut pour une lecture de haut en bas.

Le code des couleurs des bagues de tolérance (4^{ème} bague, quelquefois décalée par rapport aux trois premières) n'a pas à être connu pour l'examen. Toutefois, dans les questions d'examen, la bague de tolérance est souvent représentée mais sa signification n'est pas demandée.

Mnémotechnique Initiale du mot = Initiale de la couleur	Couleur des bagues	1 ^{ère} bague 1 ^{er} chiffre Dizaine	2 ^{ème} bague 2 ^{ème} chiffre Unité	3 ^{ème} bague multiplicateur Nombre de 0	4 ^{ème} bague tolérance +/-
Ne	Noir		0	x 1	sans bague: 20%
Mangez	Marron	1	1	x 10	1 %
Rien	Rouge	2	2	x 100	2%
Ou	Orange	3	3	x 1.000	
Je	Jaune	4	4	x 10.000	
Vous	Vert	5	5	x 100.000	0,5%
Battrai	Bleu	6	6	x 1.000.000	0,25%
VIOlemment,	VIOlet	7	7	x10.000.000	0,1%
Grand	Gris	8	8	(x 100.000.000)	
BOA	Blanc	9	9	(x1.000.000.000)	
	Or			x 0,1	5%
	Argent			x 0,01	10%

Il existe une expression mnémotechnique pour se souvenir du code des couleurs : Ne Mangez Rien Ou Je Vous Battrai violemment, Grand BOA. L'initiale de chaque mot de la phrase correspond à l'initiale de la couleur. Attention : la série commence par 0 et ne pas confondre les deux V (vert et violet) et les deux B (bleu et blanc) : violemment correspond à violet et le blanc (valeur 9) est à la fin puisque le noir (valeur 0) est au début.

Remarquez la logique de l'ordre des couleurs. On commence par des couleurs sombres (noir puis marron), les couleurs centrales (de rouge à violet) sont celles de l'arc-en-ciel et des couleurs claires (gris puis blanc) terminent la série. Les deux premières bagues donneront un nombre toujours compris entre 10 et 99. Ainsi, la première bague ne pourra pas être noire (=0) et pour coder 0,1 Ω, on utilisera : Marron, Noir, Argent (10 x 0,01 = 0,1).

Exemple : Quelle est la valeur de cette résistance ?



Les résistances du commerce ont des valeurs « normées ». La série des valeurs des résistances à 20% de tolérance (sans 4^{ème} bague) est : 10 – 15 – 22 – 33 – 47 – 68. Cette série est nommée E6 car elle comporte 6 valeurs. L'écart entre chaque valeur de résistance a toujours le même rapport qui est fonction de la tolérance (1,47 pour la série E6).

Ainsi, il existe des résistances de 150 Ω à 20% de tolérance mais pas de résistance de 200 Ω. Dans la pratique, la valeur la plus proche sera utilisée, soit 220 Ω, dont la valeur est comprise entre 176 Ω et 264 Ω (± 20%).

Série E12 pour les résistances à 10% de tolérance (4^{ème} bague de couleur Argent) dont les valeurs s'insèrent entre chaque valeur de la E6.

Série E24 pour les résistances à 5% de tolérance (4^{ème} bague de couleur Or).

Au delà de la série E24, pour des tolérances de 2% ou moins, les résistances sont codées avec 5 bagues : 3 bagues de chiffres significatifs suivies de la bague du multiplicateur et de la bague de tolérance. Ces dernières résistances sont rares et chères.

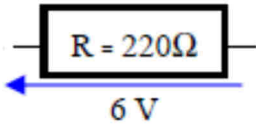
Enfin, pour les résistances de précision à partir de la série E96 avec 1% de tolérance et moins, une 6^{ème} bague indique le coefficient de température (variation maximum de la valeur en fonction de la température du composant).

Les résistances existent sous deux présentations : en composant à fils (traditionnels) et en composant monté en surface (CMS) : utilisés de plus en plus souvent avec la miniaturisation des circuits, les CMS sont de petits parallépipèdes dont les embouts sont directement soudés sur le circuit imprimé. Le code des couleurs n'est pas utilisé mais les chiffres marqués sur la résistance auront la même signification que dans le code des couleurs : une résistance CMS marquée 682 aura une valeur de $68 \times 10^2 \Omega$, soit 6800 Ω.

Quatre sortes de résistances avec des méthodes de fabrication différentes sont disponibles dans le commerce :

- les résistances agglomérées les plus anciennes, fabriquées à partir de poudre de carbone mélangée à un isolant et à un liant. Difficile de les trouver dans le commerce.
- les résistances à couche de carbone : une très fine couche de carbone est déposée sur de petits barreaux isolants en céramique. Des bagues de connexion sont fixées aux extrémités et la valeur est ajustée en creusant en forme de spirale la couche de carbone. Ce sont les plus courantes et les moins chères.
- les résistances à couche métallique sont de qualité supérieure et sont obtenues en déposant une fine couche d'un alliage résistant sur un barreau isolant en céramique (comme les résistances à couche de carbone).
- les résistances bobinées sont utilisées pour de faibles valeurs et sont constituées d'un fil résistant (en nickel ou cupronickel) bobiné sur un isolant. Leur utilisation en HF est une source de problèmes.

Exemple : quelle est la puissance minimum de R ?



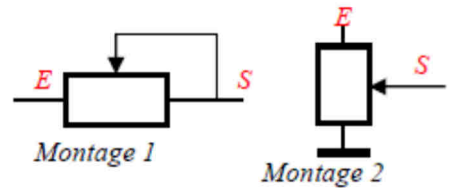
Réponse : $P = U^2 / R = 6^2 / 220 = 164 \text{ mW}$ La première puissance supérieure proposée sera retenue (250 mW par exemple ; $\frac{1}{8} \text{ W}$, soit 125 mW, aurait été insuffisant)

Les résistances sont disponibles sous diverses puissances de dissipation maximum. Cette puissance est directement fonction de la dimension du composant : les plus petites résistances à fils dissipent $\frac{1}{8}$ de watt au maximum et les plus grosses 2 W. D'autres résistances, montées dans un boîtier spécifique, peuvent être

fixées sur un radiateur pour dissiper plus de puissance.

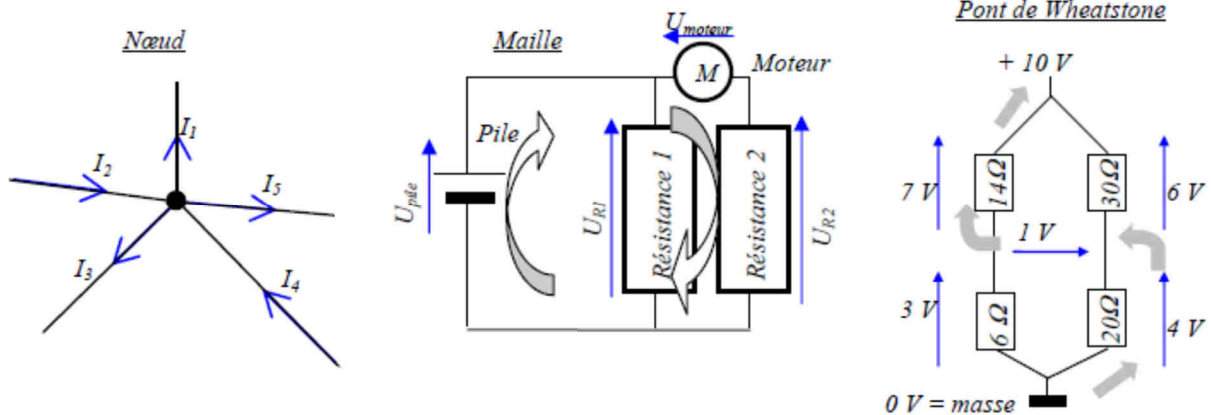
Il existe des composants dont la résistance est variable (ou ajustable lorsque la valeur est définie une fois pour toutes). Ces résistances sont montées sur un axe ou sur un curseur et peuvent être déportées pour les réglages. Ces composants nommés aussi potentiomètres sont montés en

résistances variables (montage 1) ou en pont diviseur (montage 2)



1.6) Loi des nœuds et des mailles :

"Rien ne se perd, rien ne se crée" : la somme algébrique des courants passant en un **nœud** est nulle. Dans un nœud, il y a autant de courant qui y entre que de courant qui en sort. La somme algébrique des tensions en une **maille** est nulle. Quand on fait le tour de la maille, la tension du générateur est absorbée par les charges. La chute de tension générée par le moteur et celle générée par R2 est égale à la chute de tension aux bornes de R1 et à la tension générée par la pile. Le pont de Wheatstone est une application de la loi des mailles : observez l'enchaînement des tensions entre les points du circuit : en suivant les flèches grisées, on trouve successivement $+4 -1 +7 = 10\text{V}$



$$I_2 + I_4 = I_1 + I_3 + I_5 \quad \text{ou}$$

$$I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 = 0$$

$$U_{\text{pile}} - U_{R1} = 0 \text{ et } U_{R1} = U_{\text{moteur}} + U_{R2}$$

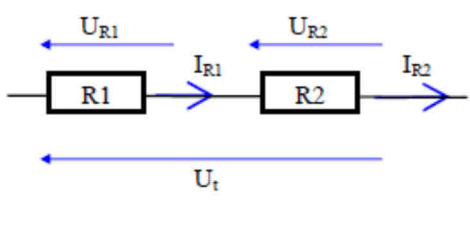
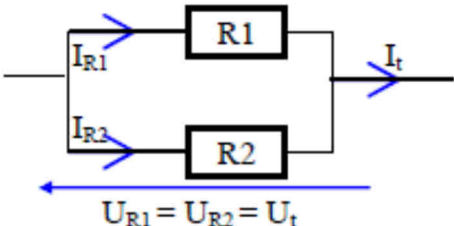
La loi des nœuds et des mailles (appelée aussi lois de Kirchhoff), dont nous n'avons abordé ici que les prémices, est très complexe. Elle n'est pas au programme de l'examen mais doit être connue dans ses grands principes pour comprendre le fonctionnement des circuits électriques et les groupements.

1.7) Groupements Série et Parallèle (ou Dérivation) :

les résistances peuvent être groupées en série (les unes derrière les autres) ou en parallèle (le terme « dérivation » est aussi employé). En appliquant les lois d'Ohm et de Joule ainsi que la loi des nœuds et des mailles, on déduit, pour chacun des montages :

- la résistance équivalente de l'ensemble (ou résistances totales notées R_t ; R_t se prononce « R indice t » ou plus couramment « R de t »),
- la répartition de la tension totale (notée U_t) entre les différentes résistances (U_{R1} est la tension aux bornes de la résistance R1 ; U_{R1} se prononce « U indice R1 » ou plus couramment « U de R1 »),

- la répartition de l'intensité totale parcourue dans le circuit (notée I_t) entre chacune des résistances (I_{R1} est l'intensité parcourue dans $R1$),
- la répartition de la puissance dissipée totale (notée P_t) entre chacune des résistances du groupement (P_{R1} est la puissance dégagée par $R1$) ;
- enfin, nous étudierons le cas où les résistances du groupement ont des valeurs identiques.

Groupement	Série	Parallèle (ou Dérivation)
Schéma		
Résistance équivalente	$R_t = R_1 + R_2 + \dots$	$R_t = 1/(1/R_1 + 1/R_2 + \dots)$ Ou $R_t = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$ (Produit sur Somme) (= les Pieds sur le Sol)
Tension	Prorata des résistances $U_{R1} = U_t \cdot (R_1 / R_t)$ $U_t = U_{R1} + U_{R2} + \dots$	Constante $U_t = U_{R1} = U_{R2} = \dots$
Intensité	Constante $I_t = I_{R1} = I_{R2} = \dots$	Prorata inverse des résistances $I_{R1} = I_t \cdot (R_t / R_1)$ $I_t = I_{R1} + I_{R2} + \dots$
Puissance dissipée	$P_t = U_t \cdot I_t = P_{R1} + P_{R2} + \dots$ $P_{R1} = U_{R1} \cdot I_t = P_t \cdot (R_1 / R_t)$ Prorata des résistances	$P_t = U_t \cdot I_t = P_{R1} + P_{R2} + \dots$ $P_{R1} = U_t \cdot I_{R1} = P_t \cdot (R_t / R_1)$ Prorata inverse des résistances
Groupements de n résistances de valeur identique (R)	$R_t = R \cdot n$ $I_R = I_t$ $U_R = U_t / n$ $P_R = P_t / n$	$R_t = R / n$ $I_R = I_t / n$ $U_R = U_t$ $P_R = P_t / n$

Dans **un groupement série**, la résistance équivalente du groupement de résistances est toujours supérieure à la valeur de la plus grande résistance du groupement. De plus, la tension aux bornes de la résistance la plus grande est la plus importante, de même que la puissance dissipée par cette même résistance (répartition de la tension et de la puissance de l'ensemble au **prorata de la valeur des résistances**) tandis que l'intensité est constante.

Quand le groupement en série est constitué de **n résistances de valeur identique** R, la résistance équivalente est : $R_t = R \times n$. Dans ce cas, les tensions aux bornes de chacune des résistances et leurs puissances dissipées sont identiques ($U_R = U_t / n$ et $P_R = P_t / n$).

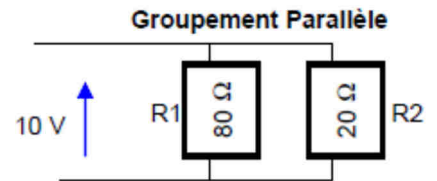
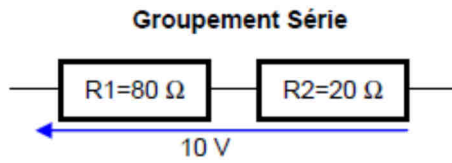
Groupement en dérivation ou **groupement en parallèle**. Dans un tel montage, la résistance équivalente du groupement de résistance est toujours inférieure à la plus petite des résistances constituant le groupement. La plus faible résistance du groupement voit passer la plus forte intensité et dissipe le plus de puissance (répartition de la tension et de la puissance dissipée de l'ensemble au **prorata inverse de la valeur des résistances**) tandis que la tension est constante. Notez que dans les deux prorata (tension dans un groupement série et intensité dans un groupement parallèle), le numérateur est toujours inférieur au dénominateur. La formule de la résistance équivalente d'un groupement en dérivation, $R_t = (R_1 \times R_2) / (R_1 + R_2)$, peut se retenir avec l'expression mnémotechnique « les Pieds sur le Sol » correspondant aux initiales de « Produit des résistances sur (= divisé par) Somme des résistances ». Cette formule simplifiée ne fonctionne qu'avec deux résistances. En présence de trois résistances en parallèle, il faut déjà calculer la résistance équivalente d'un groupement constitué de deux résistances puis calculer la résistance équivalente de ce premier groupe avec la troisième résistance. Dans ce cas, la deuxième formule, $R_t = 1/[(1/R_1) + (1/R_2) + (1/R_3)]$, est plus rapide à appliquer. Sur une calculette, on posera l'inverse de la somme des inverses des résistances, soit : $1 \div (1 \div R_1 + 1 \div R_2 + 1 \div R_3)$.

Dans un groupement de résistances en parallèle, on a $I_t = I_{R1} + I_{R2} + \dots$. En remplaçant I par U / R (loi d'ohm), on obtient : $U/R_t = U/R_1 + U/R_2 + \dots$. U étant en facteur commun (la tension est constante), on peut le remplacer par 1, d'où : $1/R_t = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots$. On reconnaît la formule de base. Avec deux résistances et après la transformation du deuxième membre de l'équation par la mise sous un dénominateur commun, on a : $1/R_t = [R_2 / (R_1 \times R_2)] + [R_1 / (R_1 \times R_2)]$, d'où : $1/R_t = (R_1 + R_2) / (R_1 \times R_2)$, d'où, après inversion, la formule simplifiée pour deux résistances : $R_t = (R_1 \times R_2) / (R_1 + R_2)$.

Autre raisonnement : la conductance étant l'inverse de la résistance (voir § 1.4), la formule « $1/R_t = 1/R_1 + 1/R_2 + \dots$ » revient à dire que la conductance équivalente est égale à la somme des conductances en parallèle.

Quand le groupement en dérivation est constitué de **n résistances de valeur identique** R, la résistance équivalente est : $R_t = R / n$. Dans ce cas, les intensités parcourues et les puissances dissipées dans chacune des résistances sont identiques ($I_R = I_t / n$ et $P_R = P_t / n$).

Exemples :



<p>Calcul de la résistance équivalente du groupement : $R_t = R_1 + R_2 = 80 + 20 = 100 \Omega$</p> <p>Calcul de la tension aux bornes de la résistance R1 : $U_{R1} = U_t \times (R_1 / R_t) = 10 \times (80/100) = 8 \text{ V}$</p> <p>Calcul de la tension aux bornes de la résistance R2 : $U_{R2} = U_t \times (R_2 / R_t) = 10 \times (20/100) = 2 \text{ V}$ ou par différence : $U_{R1} + U_{R2} = U_t$ d'où : $U_{R1} = U_t - U_{R2} = 10 - 8 = 2 \text{ V}$</p> <p>Calcul de l'intensité parcourue dans le groupement : $I_t = U_t / R_t = 10 / 100 = 0,1 \text{ A} = 100 \text{ mA}$</p> <p>Calcul de l'intensité parcourue dans R1 : $I_{R1} = I_t = 100 \text{ mA}$</p> <p>Calcul de l'intensité parcourue dans R2 : $I_{R2} = I_t = 100 \text{ mA}$</p>	<p>$R_t = \text{Produit/Somme} = (80 \times 20)/(80 + 20) = 1600/100 = 16$ ou, en écriture naturelle : $R_t = 1 \div (1 \div 80 + 1 \div 20) = 16$</p> <p>$U_{R1} = U_t = 10 \text{ V}$</p> <p>$U_{R2} = U_t = 10 \text{ V}$</p> <p>$I_t = U_t / R_t = 10 / 16 = 0,625 \text{ A} = 625 \text{ mA}$</p> <p>$I_{R1} = U_t / R_1 = 10 / 80 = 0,125 \text{ A}$ ou, si U_t est inconnue : $I_{R1} = I_t \times (R_t / R_1) = 0,625 \times (16 / 80) = 0,125 \text{ A} = 125 \text{ mA}$</p> <p>$I_{R2} = U_t / R_2 = 10 / 20 = 0,5 \text{ A}$ ou, si U_t est inconnue : $I_{R2} = I_t \times (R_t / R_2) = 0,625 \times (16 / 20) = 0,5 \text{ A} = 500 \text{ mA}$ ou calcul par différence : $I_t = I_{R1} + I_{R2}$ d'où $I_{R2} = I_t - I_{R1} = 625 - 125 = 500 \text{ mA}$</p>
---	--

Calcul de la puissance dissipée par le groupement :

$P_t = U_t \times I_t = 10 \times 0,1 = 1 \text{ W}$ ou $P_t = U_t \times I_t = 10 \times 0,625 = 6,25 \text{ W}$ ou
 $P_t = R_t \times I_t^2 = 100 \times 0,1^2 = 100 \times 0,01 = 1 \text{ W}$ ou $P_t = R_t \times I_t^2 = 16 \times 0,625^2 = 16 \times 0,390625 = 6,25 \text{ W}$ ou
 $P_t = U_t^2 / R_t = 10^2 / 100 = 100 / 100 = 1 \text{ W}$ ou $P_t = U_t^2 / R_t = 100 / 16 = 6,25 \text{ W}$

Calcul de la puissance dissipée par la résistance R1 :

$P_{R1} = P_t \times (R_1 / R_t) = 1 \times (80 / 100) = 0,8 \text{ W}$ ou $P_{R1} = P_t \times (R_t / R_1) = 6,25 \times (16 / 80) = 1,25 \text{ W}$
 $P_{R1} = U_{R1} \times I_{R1} = 8 \times 0,1 = 0,8 \text{ W}$ ou $P_{R1} = U_{R1} \times I_{R1} = 10 \times 0,125 = 1,25 \text{ W}$

Calcul de la puissance dissipée par la résistance R2 :

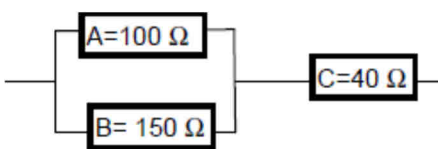
$P_{R2} = P_t \times (R_2 / R_t) = 1 \times (20 / 100) = 0,2 \text{ W}$ ou $P_{R2} = P_t \times (R_t / R_2) = 6,25 \times (16 / 20) = 5 \text{ W}$
ou $P_{R2} = U_{R2} \times I_{R2} = 2 \times 0,1 = 0,2 \text{ W}$ ou $P_{R2} = U_{R2} \times I_{R2} = 10 \times 0,5 = 5 \text{ W}$
ou $P_{R2} = U_{R2}^2 / R_2 = 2^2 / 20 = 4 / 20 = 0,2 \text{ W}$ ou $P_{R2} = U_{R2}^2 / R_2 = 10^2 \times 20 = 100 / 20 = 5 \text{ W}$
ou par différence : $P_{R2} = P_t - P_{R1} = 1 - 0,8 = 0,2 \text{ W}$ ou par différence : $P_{R2} = P_t - P_{R1} = 6,25 - 1,25 = 5 \text{ W}$

La connaissance de toutes les fonctions d'une calculatrice est indispensable pour effectuer les opérations le plus simplement possible et sans risque d'erreurs. Notez sur votre feuille de brouillon les résultats intermédiaires. Au besoin, redessinez le schéma pour le rendre plus compréhensible.

Quand les lois d'Ohm et de Joule sont maîtrisées, peu de calculs sont nécessaires. Par exemple : calcul de U_{R1} dans le groupement série : R1 est 4 fois plus importante que R2 ; la répartition de la tension totale (10 V) sera donc 4/5 sur R1 et 1/5 sur R2, donc $U_{R1} = 10 \times 4 / 5 = 8 \text{ volts}$ (le calcul de R_t n'est plus indispensable).

Pour calculer la **résistance équivalente d'un réseau** complexe (enchevêtrement de résistances montées en série et en parallèle), la résistance équivalente de l'ensemble le plus élémentaire sera d'abord calculée. Puis la résistance équivalente de cet ensemble et d'une autre résistance du réseau sera calculée en associant les résistances dans des ensembles de plus en plus complexes.

Exemples : quelle est la résistance équivalente de cet ensemble ?



Étape 1 : R totale (ensemble AB)

$$R_{AB} = \frac{150 \times 100}{150 + 100} = \frac{15000}{250} = 60$$

Étape 2 : R totale (constitué du groupe AB et de C)

$$= R_{AB} + 40 = 60 + 40 = 100$$

Sur une calculatrice, il faudrait entrer les données suivantes :

Calcul de R_{AB} : $R_{AB} = 1 \div (1 \div 100 (R_A) + 1 \div 150 (R_B)) = 60.10^0$
Calcul de R_{ABC} : $6.10^1 (R_{AB}) + 40 (R_C) = 100.10^0$ soit 100

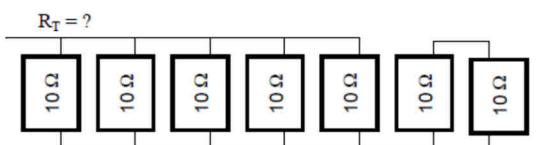
Réponse :

Les 5 résistances de gauche sont montées en dérivation et les 2 résistances de droite sont montées en série.

Premier groupement : $R_{G1} = R / n = 10 / 5 = 2$

Second groupement : $R_{G2} = R \times n = 10 \times 2 = 20$

Ensemble : $R_T = R_{G1} + R_{G2} = 2 + 20 = 22$



1.8) Autres exemples d'application avec des résistances

Exemple n°1 : dans le circuit ci-contre, quelle est la valeur de R2 ?

Réponses : 1^{ère} solution (méthode empirique) : le schéma représente un pont de Wheatstone que nous avons déjà évoqué au § 1.6. Le pont est dit « équilibré » lorsque les tensions dans les deux branches sont identiques. Dans ce cas, si les deux branches sont reliées (comme ici), aucun courant ne circule et la valeur des résistances de chacune des branches (80 Ω et R2 d'un côté et 20 Ω et 4 Ω de l'autre côté) sont proportionnelles entre elles. Ainsi, on a la relation suivante : $80 / R2 = 20 / 4$. Pour déterminer R2, il faut calculer le « produit en croix » (voir §0.1), c'est à dire que l'on prend le produit de la deuxième diagonale divisé par la valeur opposé. Dans notre exemple, ce sera :

$$R2 = 80 \times 4 \text{ (produit de la deuxième diagonale)} / 20 \text{ (valeur opposée)} = 16.$$

2^{ème} solution (en utilisant seulement la loi d'Ohm). En posant R1 = résistance de 80 Ω, R3 = résistance de 20 Ω, R4 = résistance de 4 Ω et U_T = tension d'alimentation du circuit (non précisée), le raisonnement est le suivant : Détermination de U_{R4} : $U_{R4} = U_T \times [R4 / (R3 + R4)] = U_T \times (4 / 24) = U_T / 6$

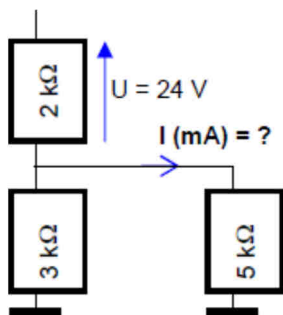
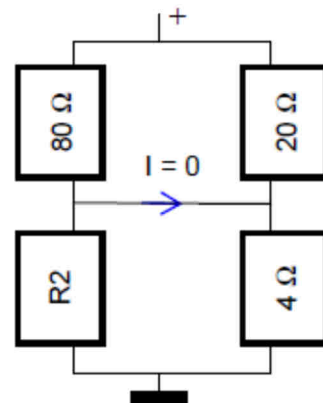
Si I = 0, alors U_{R4} = U_{R2} = U_T / 6. D'autre part, I_{R1} = I_{R2} = U_T / (80 + R2)

$$R2 = U_{R2} / I_{R2} = (U_T / 6) / [U_T / (80 + R2)] = (U_T / 6) \times [(80 + R2) / U_T] = (80 + R2) / 6$$

$$\text{Il faut maintenant résoudre l'équation : } R2 = (80 + R2) / 6 \Rightarrow 6 \times R2 = 80 + R2 \Rightarrow 6 \times R2 - R2 = 80 \Rightarrow 5 \times R2 = 80 \Rightarrow R2 = 80 / 5 \Rightarrow R2 = 16 \Omega$$

Remarquez qu'il ne nous a pas été utile de connaître la tension d'alimentation du circuit, U_T. Toutefois, ce circuit doit être obligatoirement alimenté par une tension (positive ou négative voire alternative) sinon la valeur de R2 sera quelconque puisque, quelle que soit sa valeur, il n'y aura nulle part de courant dans le circuit.

La seconde solution est beaucoup plus longue et dépasse largement les connaissances demandées pour l'examen. La première solution, plus empirique, est plus facile à comprendre et à appliquer.

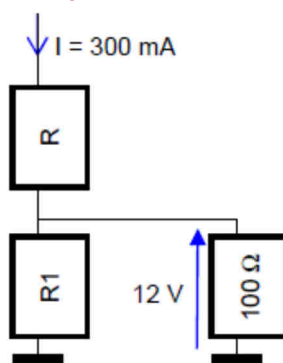


Exemple n°2

Réponse : selon la loi de Kirchhoff, l'intensité parcourue dans la résistance du haut est égale à celle parcourue dans le groupement du bas. Ensuite, dans le groupement du bas, l'intensité est répartie au prorata inverse des résistances. Le problème se résout par les étapes suivantes :

- 1) Calcul de l'intensité parcourant l'ensemble du bas (R_T) (R1 sera la résistance de 2 kΩ) :
 $I_{RT} = I_{R1} = U_{R1} / R1 = 24 / 2000 = 0,012 \text{ A}$
- 2) Calcul de la résistance équivalente de l'ensemble du bas (R_T) :
 $R_T = (3 \times 5) / (3 + 5) = 15 / 8 = 1,875 \text{ k}\Omega = 1875 \Omega$
- 3) calcul de l'intensité parcourant la résistance de 5 kΩ (I_R) :
 $I_R = I_{RT} \times R_T / R = 0,012 \times 1875 / 5000 = 0,0045 \text{ A} = 4,5 \text{ mA}$

Exemple n°3



nos calculs.

Quelle est la valeur du courant dans R1 (en mA) et quelle est la valeur de R1 (en kΩ) ?

Réponses : les étapes du raisonnement sont les suivantes :

- 1) calcul de l'intensité parcourant la résistance de 100 Ω (R₂) : $I_{R2} = U_{R2} / R2 = 12 / 100 = 0,12 \text{ A} = 120 \text{ mA}$
- 2) On sait que l'intensité totale parcourant le circuit est de 300 mA et que cette intensité sera répartie entre R1 et R2 puisque I_R = I_{R1} + I_{R2}, donc : $I_{R1} = I_R - I_{R2} = 300 \text{ mA} - 120 \text{ mA} = 180 \text{ mA}$
- 3) $R1 = U / I = U_{R2} / I_{R1} = 12 / 0,18 = 66,7 \Omega = 0,0667 \text{ k}\Omega$

Dans cet exemple, la valeur de R pourra être quelconque : elle n'intervient pas dans

Exemple n°4

Quelle est la résistance équivalente (R_t) ?

Réponse :

enchevêtrement complexe : on va du plus simple au plus complexe :

ensemble du haut 150-250 = $(150 \times 250) / (150 + 250) = 93,75$

associé à la résistance de 75 Ω en série : $93,75 + 75 = 168,75$

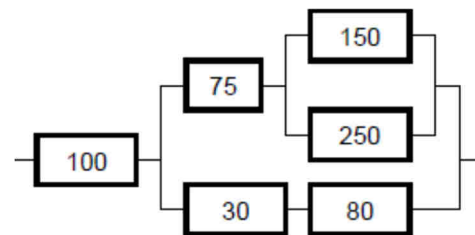
ensemble du bas 30-80 en série : $30 + 80 = 110$

ensemble 168,75-110 : $(168,75 \times 110) / (168,75 + 110) = 66,59$ associé à la

résistance de 100 Ω en série : $66,59 + 100 = 167$

Sur une calculette :

ensemble 150-250 : $1 \div (1 \div 150 + 1 \div 250) = 93,75$ associé à la résistance de 75 Ω : $93,75 + 75 = 168,75$ ensemble du bas 30-80 : $30 + 80 = 110$; deux ensembles en parallèle : $1 \div (1 \div 168,75 + 1 \div 110) = 66,59$ associé à la résistance de 100 Ω en série : $100 + 66,59 = 166,59 = 167$ (arrondi)

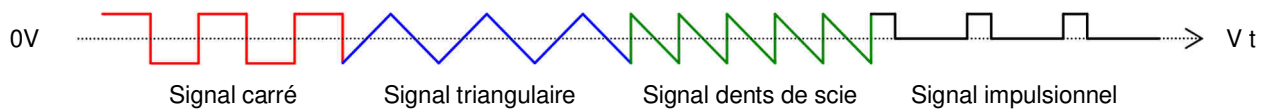


2) COURANTS ALTERNATIFS, BOBINES et CONDENSATEURS

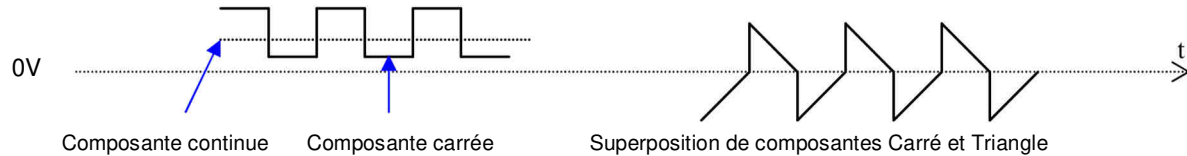
2.1) Courants Alternatifs

Dans le premier chapitre, nous avons vu le comportement des résistances dans le cas de courants continus. Or, dans le domaine qui nous intéresse, celui de la radio, les courants (tensions ou intensités) sont alternatifs (on dit aussi périodiques). Le courant est qualifié d'alternatif lorsqu'il change continuellement de valeur au cours du temps et que la forme du signal se répète régulièrement.

Les **courants alternatifs** peuvent prendre plusieurs formes : (les plus courants)



De même, plusieurs courants peuvent se **superposer** : courants continus et courants alternatifs mais aussi courants alternatifs entre eux. Superposer des courants revient à additionner leurs valeurs instantanées. Les courants qui résultent de ces superpositions seront toujours considérés comme des courants alternatifs.

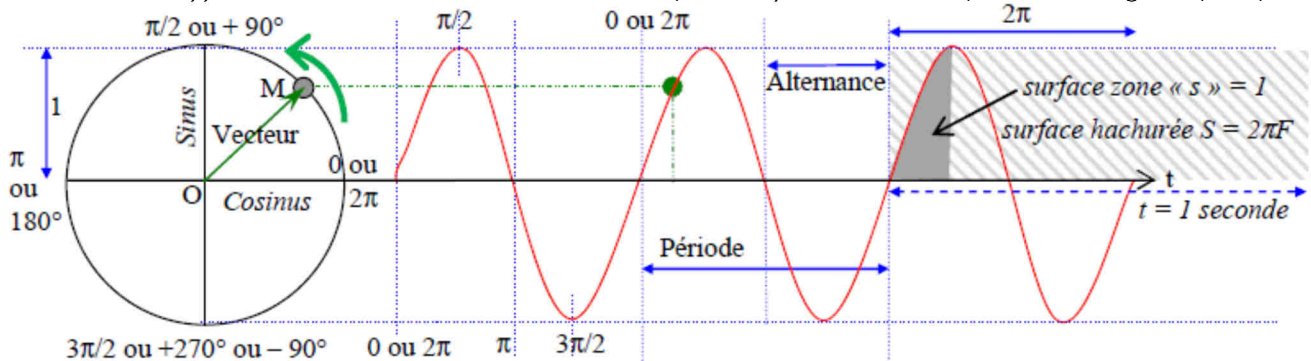


Le signal **sinusoïdal** est la forme la plus régulière, sans à-coups, des signaux alternatifs. C'est cette forme de signal alternatif que nous retrouvons le plus souvent dans les applications radio mais aussi en mécanique (mouvement du balancier d'une horloge, d'une bielle entraînée par une roue, ...).

Pour représenter une fonction Sinus, le point M tourne à vitesse constante sur un cercle trigonométrique de centre O dont le rayon est 1 (le vecteur OM tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, appelé aussi sens antihoraire ou sens trigonométrique). La fonction Sinus représente la hauteur du point M en fonction du temps. Le temps pendant lequel le point M (ou le vecteur OM) fait un tour complet s'appelle **période** (ou **cycle**). La période est composée de deux **alternances** (une positive et une négative). Le nombre de périodes par seconde est donné en **hertz** (Hz). Le temps (t), en secondes, d'une période est l'inverse de la fréquence (F) en hertz, soit $t(s) = 1 / F(\text{Hz})$, ou $t(\text{ms}) = 1 / F(\text{kHz})$, ou encore $t(\mu\text{s}) = 1 / F(\text{MHz})$. Le radian (noté rad) est une mesure d'angle et est la distance parcourue par le point M sur le cercle trigonométrique. Exemples : $90^\circ = \pi/2 = 1,57 \text{ rad}$; $180^\circ = \pi = 3,14 \text{ rad}$; $360^\circ = 2\pi = 6,28 \text{ rad}$. Remarquez que si le point M tourne en sens inverse (dans le sens des aiguilles d'une montre), la forme de la fonction reste identique à la différence près qu'elle sera décalée de 180° comme si l'origine du point M se trouvait en π .

La pulsation notée ω , lettre grecque oméga minuscule, est une autre manière de définir une fréquence à partir d'angles (en radians par secondes au lieu des périodes par secondes pour les Hz) puisqu'une période (360°) est égale à 2π , d'où le nom de **vitesse angulaire**.

C'est aussi le rapport entre les surfaces de la zone hachurée ($S = 2\pi F$ pour une seconde) et de la zone grisée ($s = 1$)



$$t = 1 / F \text{ ou } F = 1 / t \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot F \text{ (rad/s)}$$

Exemple 1 : Quelle est la pulsation d'un signal dont la fréquence est de 10 MHz ?

Réponse : $\omega = 2 \cdot \pi \cdot F = 6,28 \times 10\,000\,000 = 62\,800\,000 \text{ rad/s}$

Exemple 2 : Quelle est la fréquence (en kHz) d'un signal sinusoïdal composé de 5 alternances et durant $15 \mu\text{s}$?

Réponse : 5 alternances forment 2,5 périodes ; 1 période dure donc $15 \mu\text{s} / 2,5$ (durée totale / nombre de période) = $6 \mu\text{s}$; $F(\text{MHz}) = 1 / t(\mu\text{s}) = 0,166 \text{ MHz}$ soit 166 kHz

Fourier a démontré que n'importe quelle fonction périodique (quelle que soit sa forme pourvu qu'elle se répète périodiquement) est la somme (superposition) de fonctions sinusoïdales dont les fréquences sont multiples (harmoniques) de la période. La **transformée de Fourier** décrit l'ensemble composé d'un signal continu et de fonctions sinusoïdales superposées. Ainsi tout signal périodique se traite comme des signaux sinusoïdaux.

2.2) Valeur maximum, efficace, moyenne, crête à crête.

Ces notions ne s'appliquent qu'aux courants, c'est-à-dire à la tension et à l'intensité (qui varient dans le temps dans le cas d'un signal alternatif) mais pas à la puissance (issue du produit de la tension par l'intensité) ni à la résistance (qui reste, par nature, constante).

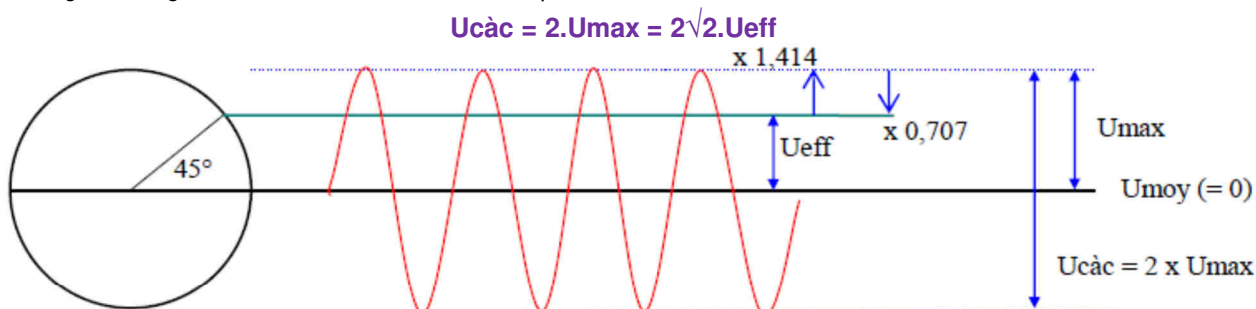
valeur maximale (U_{max} ou I_{max}) d'un signal alternatif est la valeur la plus grande que prend le signal au cours d'une période. Elle est appelée aussi valeur crête ($U_{crête}$ ou $I_{crête}$).

valeur efficace (U_{eff} ou I_{eff}) d'un signal alternatif est la valeur pour laquelle les lois d'Ohm et de Joule peuvent être appliquées. La formule ci-dessous est utilisée si et seulement si le signal est sinusoïdal. Des formules existent pour transformer les valeurs maximales d'autres signaux alternatifs (carrés, triangle, etc.) en valeurs efficaces mais sortent du programme de l'examen. On rappelle que le sinus de 45° est égal à $1/\sqrt{2}$, soit 0,707.

$$U_{eff} = U_{max} / \sqrt{2} = 0,707 \times U_{max} \quad \text{ou} \quad U_{max} = \sqrt{2} \cdot U_{eff} = 1,414 \times U_{eff}$$

valeur moyenne (U_{moy} ou I_{moy}) d'un signal alternatif est la moyenne algébrique du courant ou de la tension et est la valeur lue par un galvanomètre, voir § 3.4. La valeur moyenne d'un courant sinusoïdal dont la longueur est égale à un nombre entier de période (comme dans le schéma ci-dessous) est nulle car la surface des alternances positives est égale à celle des alternances négatives (loi des aires).

crête à crête (U_{cac} ou I_{cac}), à ne pas confondre avec la valeur crête, est la valeur de l'écart entre l'extrême positif et l'extrême négatif du signal, soit 2 fois la valeur maximale pour un courant sinusoïdal.



Exemples :

$U_{eff} = ?$

$I_{eff} = I_{max} \times 0,707$
 $I_{eff} = 1 \text{ A max} \times 0,707$
 $I_{eff} = 0,707 \text{ A eff}$
 $U = R \cdot I$
 $U = 50 \times 0,707 = 35,35 \text{ V}$

$P = U_{eff} \cdot I_{eff}$
 $U_{eff} = U_{max} \times 0,707$
 $U_{eff} = 14 \times 0,707 \approx 10 \text{ V eff}$
 $P = 10 \text{ V} \times 2 \text{ A}$
 $P = 20 \text{ W}$

$P = ?$

2 A eff

14 V max

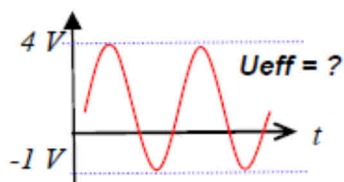
Attention : seules les valeurs efficaces (U_{eff} et I_{eff}) doivent être utilisées dans les calculs en courants alternatifs sinusoïdaux pour appliquer les lois d'Ohm et de Joule. Il faut donc transformer toutes les valeurs en valeurs efficaces avant d'effectuer d'autres calculs. Les valeurs efficaces ne portent aucun signe (+ ou -) et calculer la valeur efficace de deux signaux superposés est difficile sans utiliser trop de mathématiques.

Le calcul le plus simple est la superposition d'un signal sinusoïdal avec une composante continue. Dans ce cas, on retiendra la formule suivante :

$$U_{eff\text{tot}} = \sqrt{(U_{cont}^2 + U_{eff}^2)}$$

Les autres combinaisons sont plus complexes.

Exemple :



Réponse :

calcul de la tension efficace du signal sinusoïdal :

$$U_{cac} = 5 \text{ V} [= 4 \text{ V} - (-1 \text{ V})], \text{ donc } U_{max} = 2,5 \text{ V} \text{ et } U_{eff} = 1,77 \text{ V} (= 2,5 \times 0,707)$$

La composante continue de ce signal est égale à sa tension moyenne :

$$U_{cont} = U_{moy} = [4 + (-1)] / 2 = 1,5 \text{ V}$$

$$U_{eff} = \sqrt{[U_{cont}^2 + U_{eff}^2]} = \sqrt{[1,5^2 + 1,77^2]} = 2,3 \text{ V}$$

Nous avons vu au §1.1 que l'intensité est une agitation organisée d'électrons. En courant alternatif, les électrons continuent de s'agiter au rythme du courant mais ne bougent presque plus de place, surtout en haute fréquence. En revanche, la propagation de l'agitation se déplace à la vitesse de la lumière (ou presque), comme en courant continu, en allant de la source (le générateur) vers la charge (qui consomme l'énergie). On peut comparer la propagation de l'agitation à la chute de dominos : une fois l'impulsion donnée par la chute du premier domino, les dominos suivants chutent les uns après les autres en se déplaçant très peu alors que le mouvement de chute se propage de la première à la dernière pièce. Le développement des réseaux électriques au début du 20^{ème} siècle impose le courant alternatif dont l'énergie se transporte plus facilement que celle du courant continu.

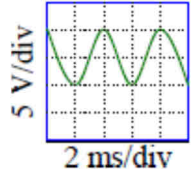
Un oscilloscope est un instrument de mesure qui permet de visualiser sur un écran cathodique la forme d'un signal en fonction du temps. Le point lumineux qui parcourt l'écran représente la tension du signal et se déplace de la gauche vers la droite. Une sonde branchée au bout d'un câble collecte la tension à mesurer par rapport à la masse. Un contacteur multipositions (noté U/div) détermine la tension lue sur l'écran cathodique où sont repérées des divisions (en pointillé). Un autre contacteur permet de déterminer la durée de la lecture (temps que met le point lumineux à parcourir une division de l'écran de gauche à droite). Les divisions verticales permettent de déterminer le temps de lecture et donc la fréquence du signal.

Exemple : quelle est la tension efficace et la fréquence du signal visualisé sur l'écran ?

Réponses : tension efficace : le signal occupe 2 divisions (en hauteur). L'indication 5V/div permet de définir la tension crête à crête du signal, soit 10 V_{càc}, soit 5 V_{max}, soit 3,53 V_{eff} (= 5 V_{max} x 0,707) en supposant que le signal n'ait pas de composantes continues.

fréquence du signal : une période entière du signal occupe 2 divisions sur l'écran (en largeur).

L'indication 2 ms/div permet de définir la durée d'une période du signal, soit 4 ms, soit une fréquence de 250 Hz (4 ms = 0,004 s ; F = 1/t = 1/0,004 = 250 Hz).



2.3) Bobines et Condensateurs :

après le composant Résistance dont nous avons étudié le comportement en présence de courants continus et de courants alternatifs, nous étudions deux composants qui ont des comportements particuliers en présence de courants alternatifs : la bobine et le condensateur.

Le condensateur et la bobine possèdent leurs propres caractéristiques et ont des comportements opposés mais complémentaires aussi bien en présence de courants alternatifs que de courants continus. Ces caractéristiques sont récapitulées dans le tableau suivant :

Caractéristiques	Condensateur	Bobine
<p>Origines du phénomène</p> <p>Schémas</p> <p>Unités</p> <p>Dimensions <i>Calcul des valeurs avec les formules simplifiées</i></p> <p>Définitions physiques</p>	<p>Effet électrostatique</p> <p>condensateur variable condensateur polarisé</p> <p>farad (F) μF, nF, pF</p> <p>C = d . S / E</p> <p>C = valeur du condensateur = capacité d = constante diélectrique de l'isolant S = surfaces en vis à vis en m² E = épaisseur du diélectrique (isolant) en m <i>Formule avec diélectrique à air</i> C(pF) = 8,85 . S (cm²) / E (1/10 mm) <i>Si le diélectrique n'est pas de l'air, il faut multiplier le résultat par le coefficient du diélectrique (voir ci-après)</i></p> <p>Q = C.U E = 1/2.Q.U = 1/2.C.U² Q = en Coulomb U = Volt E = énergie en J</p>	<p>Effet électromagnétique</p> <p>Bobine à noyau</p> <p>henry (H) mH, μH, nH</p> <p>L = F . N² . D²</p> <p>L = valeur de la bobine = inductance F = Facteur de forme (<i>ou constante magnétique</i>) ; N = nombre de spires ; D = diamètre de la bobine <i>Formule de Nagaoka simplifiée</i> $L = \frac{N^2 \times D^2}{45 D + 100 \text{ long}}$ <i>avec L en μH, N = nombre de spires, D = diamètre intérieur de la bobine (en cm), long = longueur de la bobine (en cm)</i> L(H) = Φ(Wb) / I(A) I = intensité parcourue Φ = flux généré par la bobine (en Weber) E(J) = 1/2 L(H) . I²(A)</p>
<p>Fonctions</p> <p>Impédance Simplifiée</p> <p>Formule Parallèle Groupement Série</p> <p>Déphasage de la tension aux bornes par rapport à l'intensité parcourue</p> <p>U = I =</p>	<p>laisse passer les tensions alternatives</p> <p>Capacitance : ZC = 1 / ωC</p> <p>Z = 1 / (2.π.F.C)</p> <p>Z(Ω) = 159 / F(MHz) / C(nF)</p> <p>C_t = C₁ + C₂ + .. Inverse des résistances C_x = 1 / (1/C₁ + 1/C₂ + ..)</p> <p>U en retard de 90°</p>	<p>s'oppose aux variations d'intensité</p> <p>Réactance : ZL = ωL</p> <p>Z = 2.π.F.L</p> <p>Z(Ω) = 6,28 x F(MHz) x L(μH)</p> <p>Montage rarement utilisé Comme pour les résistances</p> <p>L_t = L₁ + L₂ ± M M est la mutuelle induction entre L₁ et L₂</p> <p>U en avance 90°</p>

Dans les questions de l'examen portant sur des calculs faisant intervenir le nombre π (impédance, fréquence, ...), **les résultats sont toujours arrondis** : ne cherchez pas dans les réponses le chiffre exact que donne votre calculette.

Condensateur

Noté C dans les schémas est constitué de deux plaques métalliques (appelées aussi armatures) en vis-à-vis et isolées par un diélectrique (isolant). Le condensateur fonctionne grâce à l'effet **électrostatique** entre ses deux plaques (ou lames). C'est l'effet observé en frottant une barre en plexiglas avec un chiffon qui attire de petits morceaux de papier. C'est aussi l'effet de la décharge électrique ressentie en touchant une masse métallique après que l'on se soit trop frotté les pieds sur la moquette : les électrons présents dans une des lames du condensateur constituent la réserve d'électricité et chassent les électrons qui sont en face, dans l'autre lame.

L'unité de mesure du condensateur est le **FARAD** (noté F). Cette unité a une très forte valeur si bien que l'on utilise pour mesurer les condensateurs des sous multiples : du picofarad. (10^{-12}) au microfarad (10^{-6}) ou, plus rarement pour les très grosses valeurs, au millifarad (10^{-3}). La valeur du condensateur se nomme aussi la **capacité**.

La formule de base du calcul d'un condensateur à partir de ses dimensions est : **$C = \epsilon \cdot S / E$** avec ϵ (*lettre grecque epsilon minuscule*) = permittivité du diélectrique, S = surface des lames en vis à vis en m^2 et E = épaisseur du diélectrique en m (isolant séparant les lames). Plus la surface des lames en vis-à-vis est grande et plus l'épaisseur du diélectrique est faible, plus grande sera la valeur du condensateur.

La permittivité (ϵ) du diélectrique dépend du matériau employé. Le diélectrique de référence est le vide dont la permittivité, ϵ_0 , est **$1/(36\pi \cdot 10^9) F/m$** , soit 8,8419 pF/m.. La permittivité relative, ϵ_r (ou **coefficient diélectrique** ou encore **constante diélectrique**) d'autres matériaux est définie par rapport à celle du vide (ϵ_r du vide = 1) et est toujours supérieure à 1 : 1,0014 pour l'air sec ; 2,1 pour le téflon ; 2,3 pour le Polyéthylène (PE) ; 3 à 4 pour le papier ; 3,7 pour la bakélite ; 4,5 pour la fibre de verre ; 5 à 6 pour le mica ; 10 pour le verre ; 10 et plus pour les céramiques. Ainsi, la permittivité du polyéthylène solide est : $\epsilon_0 \cdot \epsilon_r = 1/(36\pi \cdot 10^9) \times 2,3 = 2 \cdot 10^{-11} = 20 \text{ pF/m}$

Le pouvoir d'isolement du diélectrique se nomme la **rigidité** : au-delà d'une tension déterminée par l'épaisseur et la rigidité du diélectrique, celui-ci sera percé (claquage). Rigidité de quelques matériaux (en kV/mm) : 4 pour l'air sec, 6 pour le papier, 10 pour le carton, le verre et la bakélite, 17 pour le téflon et le PE, 70 pour le mica.

Le code des couleurs des condensateurs est identique à celui des résistances. Les couleurs se lisent du haut vers le bas (les pattes) et sont souvent au nombre de 5 : 1er chiffre, 2ème chiffre, Multiplicateur (comme pour les résistances). **L'unité de base est le picofarad.** Les deux dernières couleurs indiquent la tolérance (blanc : 10%, noir : 20%) et la tension à ne pas dépasser (rouge : 250 V, jaune : 400 V). Selon les fabricants, il existe d'autres présentations. Enfin, la valeur des très anciens condensateurs peut être indiquée en cm avec $1 \text{ cm} \approx 1,1 \text{ pF}$.

Certains condensateurs sont **variables** : les lames fixes sont montées dans une cage isolée des lames mobiles qui tournent sur un axe. La valeur du condensateur est fonction de la surface des lames en vis-à-vis, leur espacement étant fixe. D'autres condensateurs, dont le diélectrique est chimique, sont **polarisés** : si la tension à leurs bornes est inversée ou supérieure à leur tension d'utilisation, ils chauffent et peuvent même exploser.

Un condensateur d'un farad peut, par définition, contenir dans ses armatures une réserve d'électricité égale à un coulomb en présence d'une tension de un volt à ses bornes : (E en Joule, Q en coulomb, C en Farad et U en volt)

$Q = C \cdot U$ Plus la tension aux bornes du condensateur est élevée, plus la quantité d'électricité emmagasinée dans le condensateur est importante. De plus, la quantité d'énergie emmagasinée dans un condensateur est :

$E = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot U$ En remplaçant Q ou U par sa valeur tirée de $Q = C \cdot U$, on a :

$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$

Bobine

(notée L en hommage au physicien allemand Heinrich Lenz) fonctionne grâce à ses propriétés **électromagnétiques**. Le courant qui parcourt la bobine génère un champ magnétique autour et à l'intérieur des spires. Ce champ magnétique constitue la réserve d'énergie de la bobine (loi de Laplace). La valeur d'une bobine est appelé **inductance** et dépend de la forme de la bobine, de sa section (donc du carré de son diamètre) et du carré du nombre de ses spires. Une bobine se mesure en **Henry** (noté H) avec les sous multiples suivants : microhenry (10^{-6} , le plus courant) et millihenry (10^{-3} , filtres BF). Le nanohenry (10^{-9}) est utilisé pour de très faibles valeurs.

Attention : éviter d'utiliser le terme « self » pour désigner un enroulement électrique. Utiliser le mot bobine (ou bobinage). Le terme « self » est un anglicisme mal utilisé : il y a confusion entre un phénomène physique (selfinduction) et l'élément matériel qui le produit (bobine). De même, préférer l'adjectif « réactif » à « selfique ».

Les grandeurs électromagnétiques sont :

- H (à ne pas confondre avec le H de l'unité des bobines, le Henry) est l'**excitation magnétique** (courant électrique générant un champ magnétique autour d'un fil rectiligne ou au centre d'une bobine) mesurée en ampères-mètres (A.m) pour les fils rectilignes et en ampères-tours (A.t) pour les bobines,

- μ (*lettre grecque mu minuscule*) est la **perméabilité** (en H/m). C'est l'aptitude d'un matériau (ou d'un milieu) à guider les champs magnétiques. La perméabilité du vide, notée μ_0 , est égale à **$4\pi \cdot 10^{-7} H/m$** , soit 1,2566 $\mu H/m$

- B est l'**induction magnétique** du champ mesurée en Tesla (1 Tesla = 10.000 Gauss). B est le champ magnétique issu de l'excitation H agissant sur une surface plane et perpendiculaire à ses lignes de force : **$B = H \times \mu$**

- Φ (*lettre grecque phi majuscule*) est le **flux d'induction magnétique** (en weber, Wb) qui, traversant une bobine, y produit une force électromotrice U si on annule le flux de manière uniforme sur une période t : **$\Phi = U \times t$**

Par définition, le Henry est l'inductance d'une bobine constituée d'une seule spire, parcourue par un courant de 1 ampère et générant un flux Φ de 1 weber qui, lui-même, peut libérer une énergie égale à 1 joule. Ce qui donne la formule de base : **$L = \Phi / I$** . (Henry Weber Ampère).

La **quantité d'énergie** emmagasinée dans une bobine est donné par la formule :

$$E = \frac{1}{2} L \times I^2 \quad (\text{Joule Henry Ampères})$$

Les équations de Maxwell mettent en relation la permittivité et la perméabilité du vide par l'égalité suivante : $\mu_0 \times \epsilon_0 \times c^2 = 1$ (avec c = vitesse de la lumière, soit 3.10^8 m/s)

Si la capacité des condensateurs est assez facile à déterminer grâce à ses dimensions, il n'existe aucune formule fiable pour le calcul de l'inductance des bobines. En théorie, on a $L = \mu_0 \cdot D^2 \cdot N^2 / \text{longueur}$ (avec L = valeur de la bobine en Henry, μ_0 = perméabilité du vide (ou constante magnétique = $1,2566 \mu\text{H/m}$), D = diamètre de la bobine en mètres, N = nombre de spires et longueur de la bobine en mètres). Mais, selon la forme de la bobine, le flux d'induction magnétique (Φ) est plus ou moins dispersé car une partie de celui-ci n'est pas guidé (les spires n'embrassent pas tout le champ magnétique car elles ne sont pas jointives ou parce que la bobine est trop longue) et une partie de sa force électromagnétique est perdue. Pour calculer l'inductance d'une bobine, on a alors recours à des formules empiriques comme celle citée dans le tableau comparatif. Celle-ci ne fonctionne qu'avec une bobine comportant une seule couche de spires jointives et dont le rapport diamètre/longueur est compris entre 0,5 et 1. Cette formule donne toutefois une approximation suffisante pour nos besoins. D'autres formules existent : elles utilisent toutes un coefficient issu du rapport diamètre/longueur de la bobine. Un fil rectiligne aura aussi une inductance, très faible par rapport à une bobine ($\approx 1 \mu\text{H/m}$ pour un fil rectiligne en cuivre), mais cette faible valeur sera intéressante pour des applications en UHF et au-delà.

L'inductance de la bobine augmente significativement en introduisant un **noyau magnétique** à l'intérieur des spires, ce qui guide le champ magnétique et augmente artificiellement la section de la bobine. Le noyau peut être constitué de différents matériaux (feuille de tôle, ferrite, poudre ferromagnétique) ayant chacun leur **perméabilité relative** notée μ_r et calculée par rapport à la perméabilité du vide, μ_0 . L'air sec a une perméabilité très proche de celle du vide (μ_r de l'air sec = $1,000\,0004$).

Les matériaux magnétiques sont le fer, le nickel, le cobalt, le silicium et leurs alliages. Les ferrites sont des mélanges à base d'oxydes de fer. Leur μ_r varie de 20 à 3000 selon le matériau employé et leur forme. Elles sont utilisables sur une plage de fréquence donnée par le fabricant. Les conducteurs dont le μ_r est très proche de 1 sont appelés paramagnétiques ($\mu_r > 1$: aluminium, manganèse, platine) s'ils s'aimantent dans le sens du champ magnétisant ou diamagnétiques ($\mu_r < 1$: cuivre, zinc, argent, bismuth) s'ils s'aimantent en sens inverse.

En courants alternatifs

Lorsqu'ils sont traversés par des courants alternatifs, les bobines et les condensateurs réagissent différemment : le condensateur ne laissera passer que la composante alternative d'une tension tandis que la bobine s'opposera à toute variation de l'intensité. Ceci se mesure en ohms mais on ne peut plus parler de résistance puisque cela dépend de la fréquence. Le terme d' **impédance noté Z** est employé et plus précisément de **réactance** pour la bobine et de **capacitance** pour le condensateur. De plus, **aucune énergie n'est consommée** : les bobines et les condensateurs emmagasinent l'énergie puis la restituent à l'identique.

Étymologiquement, Impédance provient du langage militaire où les « impédiments » désignaient les bagages qui ralentissaient la marche d'une armée.

L'impédance de la bobine et du condensateur **varie en fonction de la fréquence** du courant qui les traverse : dans une bobine, plus la fréquence augmente et plus la valeur de la bobine est grande, plus l'impédance est élevée. L'impédance de la bobine est nulle lorsque le courant qui la traverse est continu (fréquence nulle). Dans un condensateur, plus la fréquence augmente et plus la capacité du condensateur est grande, plus l'impédance est faible. L'impédance du condensateur est infinie (aucun courant ne traverse le condensateur) lorsqu'on lui applique un courant continu. Le calcul de l'impédance de la bobine et du condensateur fait appel à une formule utilisant la pulsation de la fréquence (ω en radians par secondes (rad/s) et égale à : $2 \cdot \pi \cdot F(\text{Hz})$).

Pour une **bobine**, son impédance est = à son inductance x par la pulsation :

$$Z = \omega \cdot L = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot L \quad (\text{Hz } \Omega \text{ H})$$

Pour **condensateur** l'impédance = l'inverse de la pulsation x par sa capacité :

$$Z = 1 / (\omega \cdot C) = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F \cdot C)}$$

En présence d'un courant continu superposé à un courant alternatif, on a l'impression que seule la composante alternative traverse le condensateur. Mais ce n'est qu'une illusion : les électrons qui entrent dans le condensateur ne sont pas les mêmes que ceux qui sortent de l'autre côté car le diélectrique les sépare.

Les condensateurs et les bobines peuvent être montés en **groupement série ou parallèle**. Le montage des bobines en parallèle est peu utilisé.

L'inductance équivalente des **bobines en série** est égale à la somme des inductances (comme pour les résistances) si les bobines ne sont pas couplées. Si les bobines sont couplées, il faut ajouter ou soustraire la **mutuelle-induction**, elle-même fonction du **coefficient de couplage** des bobines (coefficient k compris entre -1 et $+1$: si $k = 1$, les bobines sont parfaitement couplées ; si $k = 0$, elles ne sont pas couplées ; si $k < 0$, rendant la mutuelle-induction négative, le sens des spires des bobines est inversé). Pour éviter le couplage des bobines, on pourra soit les éloigner suffisamment entre elles, soit isoler leur champ magnétique à l'aide d'un blindage ou simplement les disposer perpendiculairement entre elles, ce qui sous-entend qu'on ne peut disposer ainsi plus de trois bobines (une bobine dans chacun des trois axes).

Pour calculer la **capacité équivalente** des condensateurs, les formules de calcul sont inversées par rapport à celles utilisés pour les résistances : on additionne les valeurs lorsque les condensateurs sont en parallèle et, lorsque les condensateurs sont en série, on calcule l'inverse de la somme des inverses (ou le produit des valeurs divisé par leur somme s'il n'y a que 2 condensateurs).

La tension aux bornes d'un groupement de condensateurs montés en série est égale à la somme des tensions aux bornes de chacun des condensateurs (loi des mailles), on a : $U_t = U_{C1} + U_{C2} + \dots$. De plus, par définition, $Q = C \times U$, on en déduit que $U = Q / C$. Remplaçons U par sa valeur : $Q_t / C_t = Q_{C1} / C1 + Q_{C2} / C2 + \dots$. Du fait de la loi des mailles, la quantité d'électricité (Q) emmagasinée dans chacun des condensateurs (Q_{C1} , Q_{C2} , etc.) est égale à la quantité d'électricité emmagasinée dans l'ensemble (Q_t). La valeur Q , commune aux deux membres de l'équation, peut être remplacée par 1 : **$C_t = 1 / (1 / C1 + 1 / C2 + \dots)$**

On retrouve la formule des résistances en parallèle simplifiée pour deux condensateurs : **$C_t = (C1 \times C2) / (C1 + C2)$** .

La répartition de la tension entre des condensateur montés en série se fait au prorata inverse de la valeur des capacités : le plus petit condensateur aura la tension la plus élevée à ses bornes.

Le groupement des condensateurs en parallèle se conçoit plus facilement : les surfaces en vis à vis s'additionnent et donc la capacité équivalente est la somme des valeurs de chacun des condensateurs du groupement. Bien évidemment, la tension aux bornes de chacun des condensateurs est identique.

Lorsqu'un courant sinusoïdal traverse une résistance, tension et intensité sont en phase. Par contre, lorsqu'un courant sinusoïdal traverse un condensateur ou une bobine, des **déphasages** entre tension et intensité se produisent. Le **déphasage introduit par le condensateur** entre la tension à ses bornes et l'intensité le traversant s'explique ainsi : lorsque le condensateur est « rempli », la tension à ses bornes est maximum et aucune intensité n'est constatée puisqu'il est plein. Dès que le condensateur se vide, un courant sort du condensateur (intensité négative) tandis que la tension (positive) diminue. Lorsque le condensateur est vide (tension nulle), l'intensité (négative) est à son maximum. Puis la tension à ses bornes s'inverse tandis que le courant (négatif) diminue jusqu'à devenir nul lorsque le condensateur est rempli. A ce moment, la tension est maximum et inversée par rapport au début. Puis le cycle continue en sens inverse lorsque le condensateur se vide à nouveau. Il y a d'abord établissement de l'intensité puis établissement de la tension car l'intensité remplit le condensateur. **La tension est en retard de 90° par rapport à l'intensité** (ou l'intensité est en avance de 90° sur la tension mais le déphasage est par convention constaté par rapport au courant).

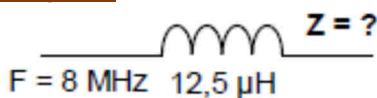
Le **déphasage introduit par la bobine** s'explique ainsi : lorsqu'un courant continu parcourt la bobine, elle crée un champ magnétique dans ses spires. En l'absence de variation du courant, aucune tension n'apparaît aux bornes de la bobine. Si le courant parcourant la bobine diminue, le champ de la bobine restitue l'énergie emmagasinée lors de la création du champ en générant une tension inverse comme si la bobine était un générateur. La tension (négative) sera maximum lorsque le courant sera nul car c'est à ce moment que la variation du courant est la plus importante. Lorsque le courant s'inverse, le champ magnétique s'inverse et la tension négative diminue. Lorsque l'intensité atteint son maximum en sens inverse, la tension est nulle et le champ magnétique a été inversé. Puis le cycle continue lorsque le courant traversant la bobine diminue de nouveau. Une tension est préalablement nécessaire pour générer un courant dans la bobine puis, une fois la réserve d'énergie créée sous la forme d'un champ magnétique, le courant s'établit. **La tension est en avance de 90° par rapport à l'intensité.**

Exemple 1 : un condensateur variable a une capacité de 100 pF. Quelle sera sa valeur si la surface des lames en vis à vis est diminuée de moitié? **Réponse :** avec $C = d \cdot S / E$, si $S / 2$ alors $C / 2$ donc $C = 100 / 2 = 50$ pF

Exemple 2 : l'inductance d'une bobine cylindrique a une valeur de 5 µH. Cette bobine possède 40 spires. Quelle sera la valeur de l'inductance avec seulement 10 spires (en nH) ?

Réponse : $L = F \cdot N^2 \cdot D^2$; si $N / 4 \Rightarrow L / 4^2 \Rightarrow L / 16 \Rightarrow L = 5\mu H / 16 = 0,3125 \mu H = 312,5 \text{ nH}$; en fait, comme la forme de la bobine change car elle est plus courte ou, si on l'étire pour garder la même longueur, l'espace entre les spires est plus grand, son inductance n'est pas exactement proportionnelle au carré des spires.

Exemple 3 :



Réponse :

$$Z = \omega L = 2\pi FL = 6,28 \times 8 \cdot 10^6 \times 12,5 \cdot 10^{-6} = 6,28 \times 8 \times 12,5 = 628 \Omega$$

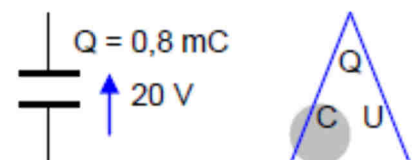
sur une calculette :

$$\text{en écriture naturelle : } 2 \times [\pi] \times 8 \cdot 10^6 (F) \times 12,5 \cdot 10^{-6} (L) = 628 \cdot 10^0 = 628 \Omega$$

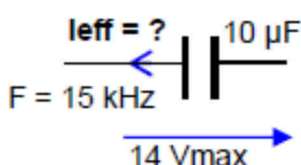
$$\text{formule simplifiée : } 6,28 \times 8 (F \text{ en MHz}) \times 12,5 (L \text{ en } \mu H) = 628 \Omega$$

Exemple 4 : quelle est la valeur du condensateur (en µF) et la quantité d'énergie (en mJ) emmagasinée dans le condensateur ?

Réponses : $C(F) = Q(C) / U(V) = 0,0008 / 20 = 0,00004 F = 40 \mu F$ $E(J) = \frac{1}{2} \times Q(C) \times U(V) = \frac{1}{2} \times 0,0008 \times 20 = 0,008 J = 8 \text{ mJ}$



Exemple 5 :



Réponse :

$$Z = 1 / (2\pi FC) = 1 / (6,28 \times 15 \cdot 10^3 \times 10 \cdot 10^{-6}) = 10^3 / (6,28 \times 15 \times 10) = 1000 / (6,28 \times 150) \approx 1 \Omega$$

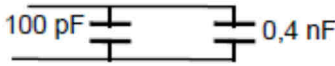
$$14 \text{ Vmax} \times 0,707 \approx 10 \text{ Veff} ; I = U / Z = 10 \text{ V} / 1 \Omega = 10 \text{ Aeff (valeur exacte = 9,33)}$$

sur une calculette, calcul de l'impédance du condensateur :

$$\text{en écriture naturelle : } Z = 1 \div (2 \times [\pi] \times 15 \cdot 10^3 (F) \times 10 \cdot 10^{-6} (C)) = 1,0610 \cdot 10^0 \approx 1$$

$$\text{formule simplifiée : } 159 / (F \times C) = 159 \div 0,015 (F \text{ en MHz}) \div 10000 (C \text{ en nF}) \approx 1$$

Exemple 6 : Calculer la capacité équivalente (en pF)

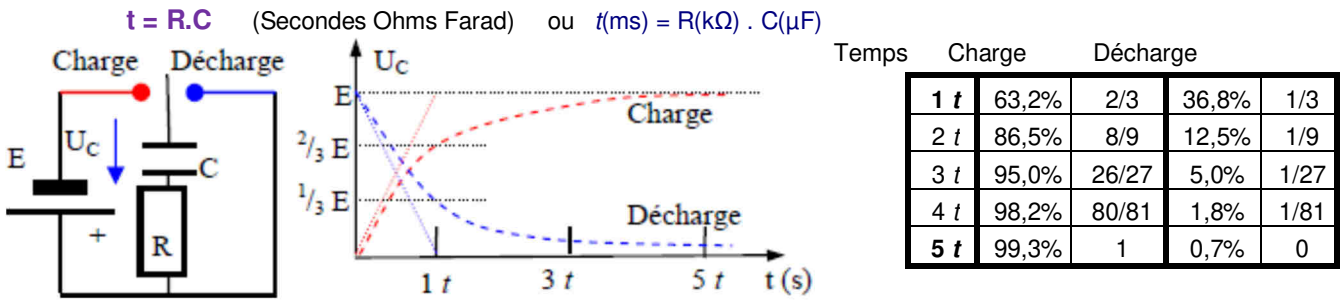


Réponse :

$$0,4 \text{ nF} = 400 \text{ pF}$$

$$C_t = C_1 + C_2 = 100\text{pF} + 400\text{pF} = 500 \text{ pF}$$

2.4) Charge, décharge et constante de temps pour les condensateurs :



Le circuit ci-dessus est constitué d'un condensateur C et d'une résistance R en série. Lorsque l'inverseur est sur « Charge », la pile remplit le condensateur. Lorsque l'inverseur est sur « Décharge », le condensateur se vide. Pour déterminer le temps de charge du condensateur, on part de la formule $t(\text{s}) = Q(\text{C}) / I(\text{A})$ (voir §1.3). On sait que, par la définition du condensateur, $Q(\text{C}) = C(\text{F}) \times U(\text{V})$ et que, dans la résistance, $I = U/R$. Par substitution ($t = CxU/[U/R]$), on en déduit la **constante de temps**, $t = R \cdot C$ (Secondes Ohms Farad). Mais, à mesure que le condensateur se charge, la tension à ses bornes augmente et, conséquemment, la tension aux bornes de R diminue. La loi d'Ohm implique que le courant remplissant le condensateur diminue. Si bien qu'au bout du temps t, le condensateur n'est chargé qu'au deux tiers environ de la tension présente à ses bornes (63,21% exactement, soit $1 - [1 / 2,718]$). Au bout de 2 t, la tension sera $(8/9) \times E$ (ou $E - [1/3]^2 \times E$). A 3 t, on aura $(26/27) \times E$ (ou $E - [1/3]^3 \times E$), etc. Au bout de 5 t (plus de 99%), le condensateur est considéré comme chargé. Le raisonnement est inverse pour la décharge : à chaque constante de temps, le condensateur se vide du tiers de la tension restant à ses bornes. Au bout de 1 t, il reste $(1/3) \times E$; au bout de 2 t, il reste $(1/9) \times E$ (ou $(1/3)^2 \times E$), etc. Au bout de 5 t, la tension résiduelle est inférieure à 1% de la tension d'origine : le condensateur s'est vidé.

Exemple : un condensateur de 100 μF se vide par l'intermédiaire d'une résistance de 8 kΩ. En combien de temps le condensateur se vider a-t-il (moins de 1% de sa tension d'origine) ?

Réponse : le condensateur sera vide au bout de 5 t : $t(\text{s}) = R(\Omega) \cdot C(\text{F}) = 8 \cdot 10^3 \times 100 \cdot 10^{-6} = 800 \cdot 10^{-3} = 800 \text{ ms}$ ou **formule simplifiée** : $t(\text{ms}) = R(\text{k}\Omega) \cdot C(\mu\text{F}) = 8 \times 100 = 800 \text{ ms}$; $5t = 5 \times 800 \text{ ms} = 4000 \text{ ms} = 4 \text{ s}$

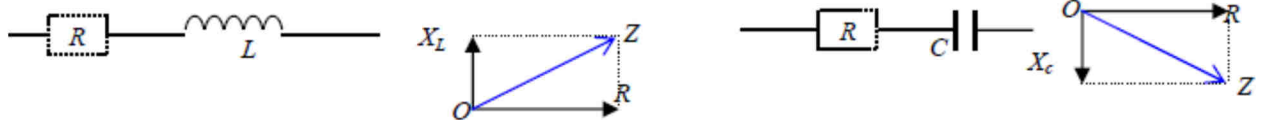
En décharge, la tension aux bornes du condensateur est : $U_c(\text{V}) = E(\text{V}) \times (2,718^{-t(\text{s})/R(\Omega)C(\text{F})})$. En charge, la formule devient : $U_c(\text{V}) = E(\text{V}) \times [1 - (2,718^{-t(\text{s})/R(\Omega)C(\text{F})})]$. 2,718 (nombre « e ») est égal à $[1 + (1/n)]^n$, n étant très grand.

L'établissement du courant dans une bobine (ou l'interruption du courant) suit la même courbe. La constante de temps est, dans ce cas, $t = L / R$ (s H Ω). Lors de l'interruption brusque du courant, une tension inverse peut atteindre plusieurs dizaines de fois la tension présente aux bornes de la bobine (loi de Lenz).

2.5) Calcul de l'impédance de bobines et de condensateurs non parfaits :

Bobines et condensateurs ne sont jamais parfaits : ils ont toujours une partie résistive que nous appelons résistance pure. Dans les schémas ci-dessous, la résistance pure est représentée en pointillé. Rappelons que, du fait de l'effet de peau, le courant ne se déplace qu'en surface des fils, ce qui rend le fil moins conducteur qu'à la simple lecture d'un ohm-mètre et ceci d'autant moins que la fréquence du courant est élevée.

La réactance (rapport U / I) de la bobine ou du condensateur ne peut pas s'additionner avec la résistance du fil à cause du déphasage de l'intensité par rapport à la tension aux bornes de la bobine ou de condensateur. La partie résistive (résistance pure du fil) ne s'ajoute pas arithmétiquement à la réactance (déphasage de ± 90°) comme dans le cas des résistances en série, mais géométriquement (somme vectorielle).



$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

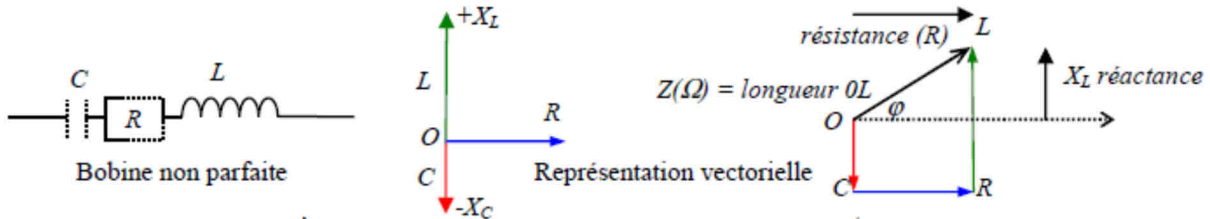
L'impédance équivalente (Z) d'un groupement en série résistance-bobine ou condensateur se calcule en utilisant le théorème de Pythagore. R est le vecteur de la résistance ; X_L et X_C sont les vecteurs de la réactance de la bobine et du condensateur et sont perpendiculaires au vecteur R. La longueur des vecteurs est proportionnelle à leurs valeurs en Ω. Pour un composant idéal, sans résistance, le vecteur Z est vertical et $Z_L = X_L$ ou $Z_C = X_C$. Si la bobine ou le condensateur ne sont pas parfaits, la formule est : $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$.

Un condensateur a toujours une composante réactive (bobine) à cause de la forme de ses armatures (formant un coude, par exemple). Une bobine a une composante capacitive liée à l'espacement entre ses spires. Les trois vecteurs (R, L et C) sont représentés ci-dessous : en partant de 0 et en gardant la même échelle de longueur en Ω, le vecteur de réactance de la bobine (L) va vers le haut (+90°), celui du condensateur (C) vers le bas (-90°), le vecteur de la résistance (R) va vers la droite (0°, pas de déphasage). La direction du vecteur OZ donnera le déphasage (en ° ou en fraction de π) à analyser comme dans le cercle trigonométrique.

En mettant les vecteurs R, L et C bout à bout, la résultante (somme vectorielle) donne la valeur de l'impédance et l'angle de déphasage de la tension par rapport à l'intensité. L'impédance (Z) est formée d'une résistance (R) et d'une réactance positive (+X_L) ou négative (-X_C) qui lui est perpendiculaire. La valeur de l'impédance s'écrit sous la forme R ± jX. Le symbole j et son signe indiquant le sens du déphasage signifie qu'on ne peut pas additionner (ou soustraire) R et X bien que tous deux se mesurent en Ω.

Le rapport réactance/résistance détermine la tangente de l'angle de déphasage. Si l'angle de déphasage est positif, la réactance sera positive et la tension sera en avance par rapport à l'intensité. Dans le cas contraire, la réactance sera négative et la tension sera en retard par rapport à l'intensité.

Dans le schéma ci-dessous, une bobine non parfaite est représentée : elle aura en série une résistance pure et une réactance (dessinés en pointillé).



Arcsinus (noté arcsin ou \sin^{-1}) est la fonction inverse du Sinus

Exemple : $\sin(45^\circ) = 0,707$ et $\sin^{-1}(0,707) = 45^\circ$

Sur certaines calculettes, les angles doivent être exprimés en radians

(et non pas en °) c'est-à-dire en longueur sur le cercle trigonométrique (soit 180°) mesure π . $\pi = \arcsin(X/Z)$

Exemples : $45^\circ = (45/180) \times \pi = \pi/4 = 0,7854$ radian

$1,05$ rad = $1,05 \times 180/\pi = 60^\circ$; $360^\circ = 2\pi = 6,28$ radians

$\sin(45^\circ) = \sin(0,7854 \text{ rad}) = 0,707$ et $\sin^{-1}(0,707) = 0,7854 \text{ rad} = 45^\circ$

$$Z(\Omega) = \sqrt{R^2 + [X_L - X_C]^2} = R \pm jX$$

ϕ = déphasage de U par rapport à I

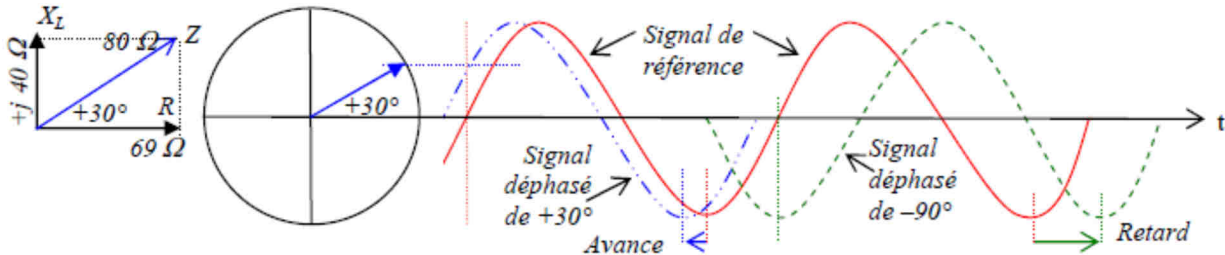
$$= \arctg(X/R)$$

$$= \arctg((X_L - X_C)/R) \text{ dont la demi-circonférence (soit } 180^\circ) \text{ mesure } \pi.$$

$$= \arcsin[(X_L - X_C)/\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}]$$

$$= \arccos(R/Z)$$

$$= \arccos[R/\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}]$$



E

Exemple : une bobine de 6 μH est parcourue par un courant de 1,06 MHz. La résistance pure de la bobine est de 69 Ω. Quelle est l'impédance de la bobine ? Quel déphasage génère cette bobine non parfaite ?

Réponse : réactance de la bobine : $X_L = Z_L = 2\pi FL = 6,28 \times 1,06 \cdot 10^6 \times 6 \cdot 10^{-6} = 6,28 \times 6,36 = 40 \Omega$;

$$Z_L = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{69^2 + 40^2} \approx 80 \Omega ; \text{ Déphasage} = \arctg(X/R) = \text{tg}^{-1}(40/69) = \text{tg}^{-1}(0,5797) = +30^\circ$$

Le déphasage de tension introduit par les bobines et les condensateurs est compris entre +90° et -90°. La représentation d'un signal déphasé est illustrée par le schéma ci-dessus : à gauche, le signal en pointillé (bleu) est en avance de 30° par rapport au signal de référence (en rouge) et correspond au déphasage de la tension par rapport à l'intensité de la bobine de l'exemple ci-dessus. L'impédance du signal s'écrit 69 Ω + j40 Ω. A droite, le signal en pointillé (vert) est en retard de 90° et correspond au déphasage de tension par rapport à l'intensité (par convention, représentant le signal de référence) introduit par un condensateur parfait.

Le calcul de l'impédance (Z) permet d'appliquer la loi d'Ohm ($U = Z \cdot I$). Mais, pour appliquer la loi de Joule ($P = U \cdot I$), il faut tenir compte du déphasage tension/intensité, ce qui amène à la formule : **$P = U \cdot I \cdot \cos \phi$** . Dans le cas d'une bobine ou d'un condensateur parfait, aucune puissance n'est consommée puisque $\cos(90^\circ) = 0$.

Exemple : à partir des données de l'exemple ci-dessus, en supposant $U = 40$ V aux bornes de la bobine, calculer l'intensité parcourue dans la bobine et la puissance dissipée (par la résistance pure de la bobine).

Réponses : $I = U/Z = 40/80 = 0,5$ A ; $P = U \cdot I \cdot \cos \phi = 40 \times 0,5 \times \cos(30^\circ) = 20 \times 0,866 = 17,32$ W

Le rapport entre l'impédance de la bobine (ou du condensateur) et sa résistance pure détermine le déphasage mais aussi le coefficient de qualité appelé facteur Q : on a **$Q = Z/R$** ou **$Q = 1/\cos \phi$** . Q exprime le rapport entre l'énergie totale emmagasinée dans le composant et l'énergie qui sera dissipée en chaleur. Si R est petit par rapport à Z, le déphasage est faible et $Q = 2\pi FL/R = 1/(2\pi FCR)$. Q dépend donc de la fréquence mais aussi de la résistance pure : plus R est petit, plus le coefficient de qualité Q est important et meilleur est le composant.

Exemple : à partir des données de l'exemple ci-dessus, calculer le facteur Q de l'ensemble.

Réponse : $Q = Z/R = 80/69 = 1,16$ ou encore $Q = 1/\cos \phi = 1/\cos(30^\circ) = 1/0,866 = 1,16$

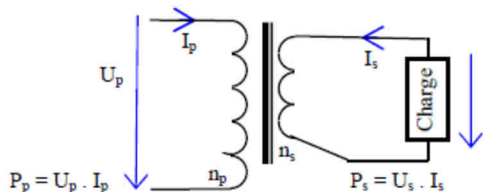
Les résistances, du fait de leur mode de fabrication, ont des composantes inductives (spirale creusée dans le matériau pour ajuster la valeur) et capacitives (embouts où sont soudées les pattes), voir § 1.5. Les résistances de faible valeur (jusqu'à 100 Ω) ont un comportement plutôt inductif et les résistances supérieures à 300 Ω sont plutôt capacitives. Vers 150-200 Ω, les deux effets s'annulent jusqu'à quelques GHz. Ces résistances, montées en série ou en dérivation pour obtenir la valeur désirée, sont utilisables en très haute fréquence.

3) TRANSFORMATEURS, PILES et GALVANOMÈTRES

3.1) Un transformateur

Il est composé d'au moins deux enroulements bobinés autour d'un même circuit magnétique. Le transformateur est un cas particulier de bobines couplées. Un transformateur ne transforme que des courants alternatifs (et si possible sinusoïdaux). Selon la fréquence du courant, le circuit magnétique est composé soit d'un empilement de tôles minces (représenté par un double trait comme ci-dessous) pour des fréquences basses (BF ou secteur 50 Hz), soit de ferrite (représentée en pointillé comme au § 2.3) pour des fréquences HF, soit d'air (pas de circuit magnétique représenté) pour les fréquences les plus élevées. La puissance appliquée sur le **primaire** est récupérée sur le ou les **secondaires**. Un transformateur possède plusieurs caractéristiques :

- le **nombre de spires** de ses enroulements (n_p pour le primaire et n_s pour le secondaire) donne le rapport de transformation $N = n_s / n_p$ (si $N > 1$, le transformateur est élévateur, sinon il est abaisseur) ;
- la **puissance** utile délivrée au(x) secondaire(s) du transformateur est exprimée en volt-ampère (VA) et non pas en watt car il s'agit d'une puissance disponible et non pas consommée comme le ferait une simple résistance
- le **rendement** η (lettre grecque éta minuscule) est le rapport en % obtenu en divisant la puissance à la sortie du ou des secondaires (P_s) par la puissance d'entrée (P_p). Un transformateur parfait (ou idéal) a un rendement de 100% : toute la puissance présente sur le primaire est transférée sur le ou les secondaires.



N = Rapport de transformation = n_s / n_p

$P_s = U_s \cdot I_s = U_p \cdot I_p = P_p \Rightarrow \eta = 100\%$

$U_s = U_p \cdot N$ ou $N = I_p / I_s$

$I_s = I_p / N$ ou $I_p = I_s \cdot N$

$Z_s = Z_p \cdot N^2$ ou $Z_p = Z_s / N^2$ ou $N = \sqrt{Z_s / Z_p}$

Les formules sont regroupées dans le tableau ci-contre où la première ligne est

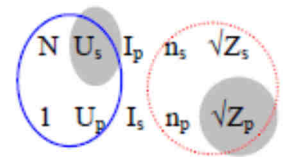
proportionnelle à la seconde. Une fois déterminés les deux couples de valeurs (le couple où se trouve l'inconnue et un autre couple de données), l'inconnue se calcule par le produit en croix (voir les exemples ci-dessous et § 0-1). Si l'impédance est l'inconnue, la formule est à élever au carré (voir exemple 2 ci-dessous).

N	U_s	I_p	n_s	$\sqrt{Z_s}$
1	U_p	I_s	n_p	$\sqrt{Z_p}$

Exemple 1 : un transformateur, alimenté en 282 Vmax à son primaire, a un rapport de transformation de 1/10. Quelle sera la tension efficace mesurée au secondaire ?

Réponse : $U_p = 282 \text{ Vmax} \times 0,707 = 200 \text{ Veff}$; $U_s = U_p \times N = 200 \times 1/10 = 20 \text{ Veff}$

Pour utiliser le tableau dans cet exemple, on retient le couple contenant l'inconnue, U_s , et le couple contenant N (valeurs entourées d'un trait bleu ci-contre). Le calcul par le produit en croix est : $U_s =$ produit de la 2^{ème} diagonale ($N \times U_p$ dans notre exemple) divisé par la valeur opposée (1 dans notre exemple) = $(U_p \cdot N) / 1 = 200 \times 1/10 = 20 \text{ Veff}$.



Exemple 2 : sur le secondaire d'un transformateur est branchée une résistance de 200 ohms. Le transformateur possède 80 spires au primaire et 40 spires au secondaire. Quelle impédance mesure-t-on au primaire ?

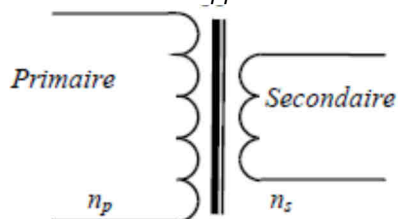
Réponse : $N = n_s / n_p = 40 / 80 = 1/2 = 0,5$; $Z_p = Z_s / N^2 = 200 / 0,5^2 = 800 \Omega$.

Pour utiliser le tableau, seules les valeurs entourées d'un pointillé rouge seront retenues : produit en croix = produit de la 2^{ème} diagonale ($\sqrt{Z_s} \times n_p$ dans notre exemple) divisé par la valeur opposée (n_s dans notre exemple) : $\sqrt{Z_p} = \sqrt{Z_s} \times n_p / n_s$; en élevant au carré : $Z_p = Z_s \times n_p^2 / n_s^2 = 200 \times 80^2 / 40^2 = 200 \times 6400 / 1600 = 800$.

3.2) Transformateur non parfait :

excepté le **calcul du rendement**, l'étude du transformateur non parfait n'est pas au programme de l'examen. Le rendement (qui ne peut pas être supérieur à 100%) est fonction du coefficient de couplage (k , voir § 2.3) des enroulements. *Un rendement de 80% est courant pour les transformateurs d'alimentation et sera optimum pour la puissance au secondaire conseillée par le constructeur. Lorsque le transformateur est sous-dimensionné ou sous-utilisé, le rendement est moindre. En utilisation normale, le rendement influe plus sur l'intensité que sur la tension. Plus on se rapproche de la puissance maximum admise par le transformateur, plus la tension du secondaire baisse (jusqu'à 5%). Le rendement influe aussi sur le rapport de transformation des impédances.*

Un **autotransformateur** aura son primaire et son secondaire bobinés sur le même enroulement : dans la partie commune du bobinage circule le courant du primaire et le courant du secondaire. Les formules de calcul du transformateur restent applicables à l'autotransformateur.



Rapport de transformation : **$N = n_s / n_p$**

Rendement : **$\eta(\%) = (P_s / P_p) \times 100$**

$P_s = U_s \cdot I_s = P_p \cdot \eta$

$P_p = U_p \cdot I_p$

$U_s = U_p \cdot N$

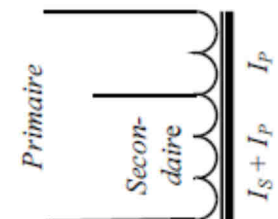
$I_s = (I_p \cdot \eta) / N$

$Z_p = U_p / I_p$

$Z_s = U_s / I_s$

$= (U_p \cdot N) / [(I_p / N) \cdot \eta]$

$= (U_p \cdot N^2 \cdot \eta) / I_p = Z_p \cdot N^2 \cdot \eta$



Autotransformateur

Le courant alternatif dans l'enroulement primaire engendre dans le circuit magnétique un flux alternatif. Ce flux variable engendre un courant alternatif dans le secondaire mais aussi dans la tôle du circuit magnétique. Ainsi, une partie du courant n'est pas récupérée sur le secondaire (incidence sur le rendement). Ces courants induits sont dits courants de Foucault et provoquent l'échauffement de la tôle, donc des pertes. Pour limiter ces pertes, le circuit magnétique sera feuilleté et chaque élément (en forme de E ou de I) sera isolé par vernissage. Les pertes par courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence, ce qui justifie la diminution de l'épaisseur des tôles quand la fréquence augmente. Pour les fréquences élevées (au delà de la B.F.), le feuilletage ne suffit plus, des poudres ferromagnétiques (ferrite) sont alors employées.

3.3) Les piles et les accumulateurs

Ce sont des réserves de courant continu : ils accumulent l'électricité grâce à une réaction chimique. Seuls les accumulateurs sont rechargeables. **Une pile est une source ; un accumulateur est une source ou une charge** selon qu'on le fait débiter ou qu'on le recharge. Une pile (ou un accumulateur) possède des caractéristiques propres : sa force électromotrice, sa résistance interne et sa capacité.

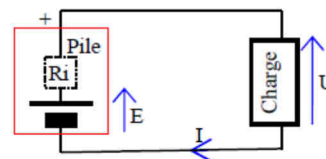
La **force électromotrice** ou fém (notée E), en volts, est la tension aux bornes de la pile lorsqu'elle ne débite pas (sans charge). La fém dépend de la constitution chimique de la pile : deux électrodes, constituées de deux matériaux différents et baignant dans un électrolyte, forment un couple électrolytique. L'**électrode** positive, représentée par le trait le plus long sur les schémas, est reliée au + ; l'électrode négative, formant la carcasse des piles et représentée par le trait gras et court, est reliée au - (*Attention : dans la représentation schématique des condensateurs électrochimiques, la carcasse est représentée par le grand trait en forme de U et est reliée au -, voir § 2.3*). Les électrodes baignent dans un électrolyte acide ou alcalin. L'électrolyte, parfois gélifié, est le plus souvent liquide et, dans ce cas, peut imprégner un buvard. Le couple électrolytique détermine la fém : le couple zinc-charbon est une pile de 1,5 V ; le couple cadmium-nickel est un accumulateur générant 1,2 V ; un accumulateur au plomb est constitué d'une électrode négative en plomb pur (Pb) et d'une électrode positive en dioxyde de plomb (PbO₂) baignant dans de l'acide sulfurique (H₂SO₄). Lorsque l'élément est chargé à fond, il génère 2,2 V. Puis, lors de la décharge, cette tension descend à 2 V. Lorsque l'acide est transformé en eau, l'élément est déchargé (la tension est de 1,8 V) et les électrodes sont transformées en sulfate de plomb (PbSO₄).

La tension nécessaire au rechargement des accumulateurs s'appelle la **force contre-électromotrice** (fcém). La fcém est toujours plus grande que la fém car les accumulateurs ont besoin d'une tension, variable selon le couple électrolytique, pour inverser la réaction chimique.

La **résistance interne** (notée Ri), en ohm, de la pile est due à la résistance de la réaction chimique. Cette résistance, qui est représentée schématiquement en série avec l'élément de la pile, est quasiment U nulle pour les accumulateurs mais non négligeable pour les piles (et en particulier les piles usagées). Lorsque la borne positive de la pile ou de l'accumulateur est reliée directement à la borne négative, le **courant de court-circuit** est égal à :

$$I_{cc} = E / R_i \quad (\text{A V } \Omega)$$

La valeur de ce courant est très grande dans le cas d'un accumulateur car celui-ci a une résistance interne très faible, ce qui peut détruire l'accumulateur à cause de sa surchauffe.



$$R_i = (E - U) / I = (E / I) - R$$

$$E = (R + R_i) \cdot I$$

$$Q \text{ (en Ah)} = I \cdot t \text{ (en heures)}$$

$$Q \text{ (en C)} = I \cdot t \text{ (en secondes)}$$

La **quantité d'électricité emmagasinée** dans une pile appelée **capacité** est exprimée en coulomb (C) avec la relation :

$$Q = I \cdot t \quad (\text{C A s}) \quad \text{et} \quad 1 \text{ Ah} = 3600 \text{ C} \quad \text{ampère-heure (Ah)}$$

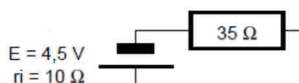
Association des piles en série et en parallèle : il vaut mieux associer des piles ou des accumulateurs de même nature et de même valeur : on change un jeu de piles complet, les accumulateurs d'un groupement sont rechargés ensemble. Lorsqu'ils sont montés en série, les piles et les accumulateurs voient leurs Fém et leurs résistances internes s'additionner. Montés en parallèle, les piles et accumulateurs voient leurs résistances internes globales diminuer comme dans un groupement de résistances en parallèle alors que la Fém est constante. Toutefois, le montage d'éléments en parallèle est complexe : il faut s'en tenir au cas d'éléments de caractéristiques identiques (Fém, capacités et résistances internes).

Exemple 1 : aux bornes d'une pile dont la Fém est de 9 volts, on branche une résistance de 200 ohms. Un courant de 40 mA est constaté dans cette résistance. Quelle est la résistance interne de la pile ?

Réponse : en utilisant simplement la loi d'Ohm et la loi des nœuds et des mailles : $U_R = R \cdot I_R = 200 \Omega \times 0,04 \text{ A} = 8 \text{ V}$; $U_{R_i} = E - U_R = 9 \text{ V} - 8 \text{ V} = 1 \text{ V}$; $R_i = U_{R_i} / I = 1 \text{ V} / 0,04 \text{ A} = 25 \Omega$

Autre méthode : en utilisant les formules : $R_i = (E / I) - R = (9 \text{ V} / 0,04 \text{ A}) - 200 \Omega = 225 - 200 = 25 \Omega$

Exemple 2 :



P = ? **Réponse :**

$$\text{calcul de } I_R : I = U / R = E / (R + r_i) = 4,5 / (35 + 10) = 0,1 \text{ A}$$

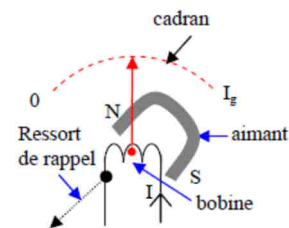
$$\text{calcul de } P_R : P = R \cdot I^2 = 35 \times 0,1^2 = 35 \times 0,01 = 0,35 \text{ W} = 350 \text{ mW}$$

Exemple 3 : Un accumulateur dont la force électromotrice est de 12 volts et dont la résistance interne est négligeable se décharge en 3 heures lorsqu'il est branché sur une résistance de 10 ohms. Quelle est la capacité de l'accumulateur (en coulombs et en ampère-heure) ?

Réponse : $I_R = U_R / R = E / R = 12 \text{ V} / 10 \Omega = 1,2 \text{ A}$; $Q \text{ (C)} = I \text{ (A)} \cdot t \text{ (s)} = 1,2 \times 3 \times 3600 = 12\,960 \text{ C}$ soit 3,6 Ah

3.4) Les galvanomètres

à cadres mobiles sont des appareils de mesure d'intensité. Un galvanomètre est composé d'un aimant fixe et d'un cadre mobile pouvant effectuer une rotation de 90°, surmonté d'une aiguille et contenant une bobine. En position initiale (notée 0 sur le cadran du schéma), le champ de cadran l'aimant est perpendiculaire à l'axe de la bobine car un ressort, souvent en forme de spirale, ramène la bobine vers cette position initiale. Le champ magnétique généré par le courant traversant la bobine force celle-ci à se tourner dans l'axe de l'aimant. L'aiguille fixée sur le cadre indique la déviation lue sur un cadran gradué. Le galvanomètre a une **résistance interne** propre (R_i) et une **intensité de déviation maximum** (I_g) à ne pas dépasser. Un galvanomètre ne peut lire que de faibles intensités (intensité de déviation maximale, de l'ordre du milliampère, voire moins) ou de faibles tensions ($R_i \times I_g$, soit quelques μV).



Des montages spécifiques permettent de lire des tensions supérieures en utilisant une résistance montée en série avec le galvanomètre ou des intensités plus élevées en utilisant un shunt (résistance en dérivation). Le galvanomètre est alors monté en voltmètre ou en ampèremètre. Le galvanomètre ne peut indiquer que des valeurs moyennes (voir § 2.2). Pour indiquer des valeurs efficaces ou maximum, une diode sera montée en série (voir § 5.3) et une échelle de lecture adaptée sera utilisée.

Voltmètre

$$U_T = U_R + U_g$$

$$U_g = R_i \cdot I_g$$

$$U_R = R \cdot I_g$$

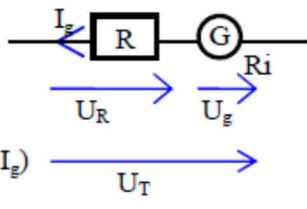
$$R = (U_T / I_g) - R_i$$

$$= (U_T / I_g) - (U_g / I_g)$$

$$= (U_T - U_g) / I_g$$

$$= (U_T - U_g) \times (R_i / U_g)$$

I_g doit être le plus faible possible



Voltmètre

Ampèremètre

$$I_T = I_g + I_R$$

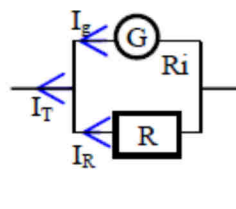
$$I_g = U_g / R_i$$

$$I_R = U_g / R$$

$$R = U_g / (I_T - I_g)$$

$$= (R_i \cdot I_g) / (I_T - I_g)$$

$$= R_i / ((I_T / I_g) - 1)$$



R_i doit être la plus faible possible

Ampèremètre

Exemple : nous disposons d'un galvanomètre dont les caractéristiques sont les suivantes : intensité de déviation maximum = 20 μA et résistance interne = 10 Ω . Comment réaliser un voltmètre dont le calibre est de 10 volts et un ampèremètre dont le calibre est 1 ampère ?

Réponses :

Dans un voltmètre, la résistance est en série ; $U_g = I_g \cdot R_i = 0,00002 \times 10 = 0,0002 V$; $U_R = U_T - U_g =$

$10 - 0,0002 = 9,9998 V$; $R = U_R / I_g = 9,9998 / 0,00002 = 499990 \Omega \approx 500 k\Omega$

Autre méthode : $R = (U_T / I_g) - R_i = (10 / 0,00002) - 10 = 500000 - 10 = 499990 \Omega$

Dans un ampèremètre, la résistance est en parallèle ; $I_R = I_T - I_g = 1A - 0,00002 A = 0,99998 A$; $R = U / I =$

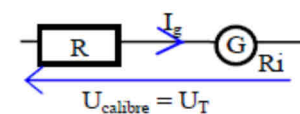
$U_g / I_R = 0,0002 V / 0,99998 A = 0,0002 \Omega$

Autre méthode : $R = U_g / I_R = (R_i \cdot I_g) / (I_T - I_g) = (10 \times 0,00002) / (1 - 0,00002) = 0,0002 / 0,99998 = 0,0002 \Omega$

On voit, à travers ces exemples, l'utilité de connaître la loi d'Ohm et de comprendre le fonctionnement des groupements de résistances. Les formules citées plus haut et leurs variantes sont directement issues des lois d'Ohm et de Kirchhoff (loi des nœuds et des mailles).

3.5) Qualité des voltmètres (Ω/V) :

le fait de brancher en dérivation un voltmètre sur un circuit ne doit pas perturber le fonctionnement de ce dernier. Le rapport obtenu en divisant la résistance totale du voltmètre par le calibre en volts donne le facteur de qualité du voltmètre (Q). Ce rapport est directement fonction de la sensibilité du galvanomètre. Un voltmètre possède toujours le même rapport Ω/V quel que soit le calibre utilisé.



$$Q = (R + R_i) / U_T = \Omega / V$$

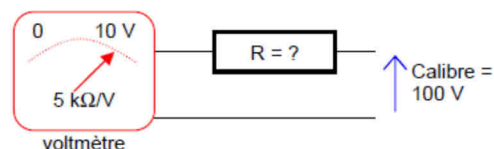
$$Q = 1 / I_g$$

Exemple 1 : quelle est la qualité du voltmètre de l'exemple du §3.4 (ci-dessus) ?

Réponse : $Q = (R + R_i) / U_T = (499990 + 10) / 10 = 50000 = 50 k\Omega/V$ ou $Q = 1/I_g = 1/0,00002 = 50000 = 50 k\Omega/V$

Exemple 2 : Quelle est la valeur de la résistance R à mettre en série avec ce voltmètre calibré sur 10 volts pour obtenir un voltmètre calibré sur 100 volts ?

Réponse : la résistance R doit créer une différence de potentiel égale à la tension de calibre diminuée de la tension du voltmètre (100 V - 10 V = 90 V). La résistance du voltmètre est de 5 $k\Omega/V$. La résistance R aura donc pour voltmètre valeur 90 V x 5 $k\Omega/V = 450 k\Omega$

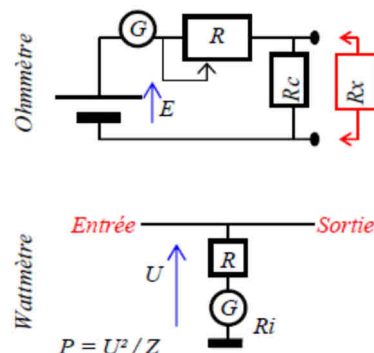


Autre méthode : $Q = 1/I_g$ donc $I_g = 1 / Q = 1 / 5000 = 0,0002 A$; $R = U / I = 90 V / 0,0002 A = 450000 \Omega = 450 k\Omega$

Un bon voltmètre aura un Q au moins égal à 20 $k\Omega/V$, soit une intensité de déviation maximum I_g de 50 μA ($= 1 / 20.000$). Pour les ampèremètres, le paramètre important est la résistance interne du galvanomètre. Plus celle-ci sera faible, meilleur sera l'appareil. Un bon appareil de mesure multimètre aura donc une tension de déviation maximum la plus faible possible (faible résistance interne et faible intensité de déviation maximum). Cette notion de qualité des voltmètres n'est plus d'actualité car les instruments numériques ont remplacé les appareils à aiguille. Par construction, les voltmètres numériques ont une résistance interne constante et très élevée quelque soit le calibre utilisé (souvent de l'ordre de 100 M Ω).

3.6) Ohmmètre et wattmètre :

Un ohmmètre est composé d'un ampèremètre avec lequel on détermine le courant traversant la résistance à mesurer (R_x). Cet instrument nécessite donc une pile. R_c est la résistance de calibre. La résistance R est variable pour tarer l'ohmmètre à 0Ω . Un wattmètre est composé d'un voltmètre qui indique la puissance sous une impédance donnée (on a $Z_e = Z_s = Z_{\text{calibre}}$, et d'autre part $R + R_i \gg Z_{\text{calibre}}$). Pour ces deux instruments de mesure, le cadran est gradué pour une lecture directe de la résistance ou de la puissance. Alors que l'échelle de lecture d'un voltmètre ou d'un ampèremètre est relativement linéaire, le milieu de la course du galvanomètre d'un wattmètre représentera un quart de la puissance de calibre (car $P = U^2 / R$). Pour un ohmmètre, sachant que $I = U / R$, la graduation est inversée : 0Ω est du côté où I est maximum car, pour une valeur de résistance nulle, le courant est maximum. De l'autre côté du cadran, les valeurs allant jusqu'à l'infini seront très serrées.



3.7) Autres

Les basses fréquences (BF) occupent un spectre allant de 0 Hz à 20.000 Hz. Les fréquences acoustiques (audibles pour l'oreille humaine) vont de 100 Hz à 15.000 Hz. Toutefois, un spectre allant de 300 Hz à 3000 Hz est largement suffisant pour la compréhension d'un message en téléphonie.

Le microphone

Il est constitué d'une membrane qui recueille les vibrations de l'air et les transforme en variation de grandeurs électriques. Les principaux types de microphones, par ordre décroissant d'impédance, sont :

- le microphone électret (impédance très élevée, de l'ordre du $M\Omega$) utilisant l'effet électrostatique du condensateur (voir § 2.3) en faisant varier l'épaisseur du diélectrique et nécessitant une alimentation (souvent par pile).
- le microphone céramique utilisant le phénomène piézoélectrique de certains polymères en comprimant plus ou moins le matériau (voir § 7.5).
- le microphone à charbon (ou microphone résistif) dont la membrane comprime plus ou moins des grains de charbon placés dans une capsule, ce qui fait varier leur résistance.
- le microphone dynamique (le plus répandu car très robuste, impédance d'environ $1 k\Omega$) dont la membrane entraîne une bobine mobile située dans le champ magnétique d'un aimant afin de produire une tension.
- le microphone à ruban (basse impédance, très sensible surtout aux fréquences basses) dont la membrane est une fine bande de métal à l'intérieur du champ magnétique d'un aimant et qui produit un courant variable.

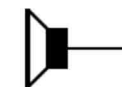


Microphone (représentation synoptique)

Le haut-parleur

(HP) reproduit les vibrations d'air au rythme du courant délivré par l'amplificateur AF. Les différents types de HP, par ordre décroissant d'utilisation dans les stations radioamateur, sont :

- le HP électrodynamique (de loin, le plus répandu) : sa membrane rigide et légère est mise en mouvement par le courant de la bobine plongée dans un champ magnétique intense
- le HP électrostatique dont le principe consiste à moduler des champs électrostatiques entre deux électrodes entre lesquelles est placée une fine membrane. Les électrodes sont perforées de façon que le son produit par les vibrations de la membrane puisse sortir du HP (système très directif et peu puissant, utilisé parfois dans les casques)
- le HP piézoélectrique utilisant les propriétés de certains polymères (voir § 7.5) et utilisé dans les oreillettes
- le HP à ruban fonctionnant de la même manière que le microphone à ruban (utilisé dans les tweeters en hi-fi)
- le HP ionique (ou à plasma) utilisant une bulle d'air ionisée et chauffée par un courant HF (très cher).



Haut-parleur (représentation synoptique)

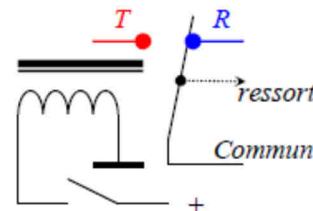
Les microphones et les haut-parleurs possèdent leurs caractéristiques propres d'impédance, de directivité, de rendu des sons (et de sensibilité pour les microphones).

Un relais électromécanique

C'est un commutateur à commande électrique. Un relais électromécanique est composé d'un électro-aimant (barreau de fer doux entouré d'une bobine) et d'un mécanisme qui actionne une (ou plusieurs) lame qui se colle à des contacts, assurant ainsi la commutation.

En l'absence de tension aux bornes de la bobine de l'électro-aimant, le ressort du mécanisme pousse la (ou les) lame vers le (ou les) contact « Repos » : le contact ressort est établi entre le commun et la borne repos (R) du relais. Lorsque la tension aux bornes de la bobine est suffisante, l'électro-aimant attire le mécanisme et celui-ci fait basculer la (ou les) lame vers le (ou les) contact « Travail » : le relais est dit « collé » lorsque le contact est établi entre le commun et la borne travail (T).

Lors de l'interruption de l'alimentation de la bobine (relâchement : passage de l'état travail à l'état repos), celle-ci génère une tension inverse (loi de Lenz, voir § 2.5), provoquant des instabilités dans le circuit d'alimentation. Pour éviter ce problème, une diode est montée à l'envers (sens non passant, voir § 5.1) en parallèle sur la bobine qui court-circuite la tension issue du relâchement de l'électro-aimant. Par commodité de lecture des schémas, la représentation de l'électro-aimant peut être éloignée de celle des contacts.



4) DÉCIBEL, CIRCUITS R-C et L-C, LOI de THOMSON

4.1) Le décibel

(noté dB) est une unité permettant d'exprimer un **rapport** entre deux unités de même nature. Dans le domaine de la radioélectricité, cette unité est souvent la puissance (le watt) mais d'autres unités peuvent être utilisées. A notre opinion, bien que ce ne soit pas clairement précisé dans les textes, seuls les décibels exprimant un rapport de puissance sont au programme de l'épreuve de technique.

$$\text{Gain (dB)} = 10 \log (P_s / P_e) \text{ ou } P_s = 10^{(\text{dB} / 10)} \times P_e \quad (P_s \text{ puissance de sortie et } P_e \text{ puissance d'entrée})$$

Table de conversion : le nombre des dizaines de dB correspond à l'exposant de la puissance de 10 du rapport de puissance (c'est-à-dire au nombre de 0 du rapport arithmétique). Les principales unités de dB à connaître sont indiquées en gras dans le tableau ci-dessous (0, 3, 6 et 9 dB correspond à un rapport arithmétique arrondi de 1, 2, 4 et 8).

Dizaine de dB	0	<i>1</i>	<i>2</i>	3	<i>4</i>	<i>5</i>	6	<i>7</i>	<i>8</i>	9
Rapport arithmétique	1 x	<i>10 x</i>	<i>10² x</i>	10³ x	<i>10⁴ x</i>	<i>10⁵ x</i>	10⁶ x	<i>10⁷ x</i>	<i>10⁸ x</i>	10⁹ x
Unité de dB	0	<i>1</i>	<i>2</i>	3	<i>4</i>	<i>5</i>	6	<i>7</i>	<i>8</i>	9
Rapport arithmétique	1	<i>1,26</i>	<i>1,58</i>	2	<i>2,51</i>	<i>3,16</i>	4_(3,98)	<i>5,01</i>	<i>6,31</i>	8_(7,94)

Exemples :

Soit un rapport arithmétique de 400 à convertir en décibels :

Réponse :

$$10 \cdot \text{LOG}(400) = 26,02 \text{ dB} \quad \text{et inversement} \quad 10^{(26/10)} = 398,1$$

Attention, ne pas utiliser la fonction « .x10^x », utilisée pour saisir des multiples, mais la fonction « **10^x** » (puissance x, [Shift] + [LOG] sur la FX-92 (ou Xⁿ))

Dans l'exemple ci-dessus, nous avons arrondi. Il faudra toujours **arrondir le résultat de la calculatrice**, plus précis, car ce sont les valeurs arrondies (celles de la table de conversion simplifiée) qu'il faut connaître pour l'examen.

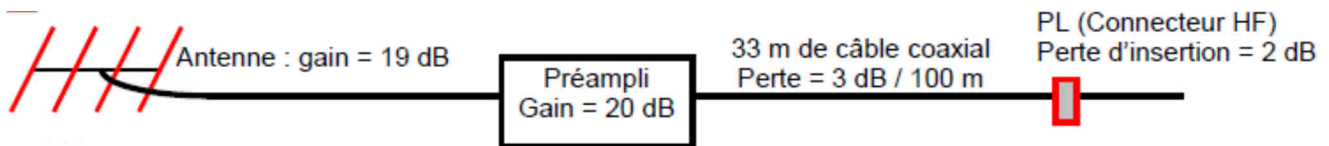
Un **nombre de dB négatif** inverse le rapport arithmétique et indique une **atténuation** et non un gain :

$$\text{Exemple : } -16 \text{ dB} = 10^{(-16/10)} = 0,025$$

Les décibels se définissent à partir des logarithmes et possèdent donc les caractéristiques de ces derniers : ils transforment les gains successifs (multiplication) en addition, les pertes (division) en soustraction, les puissances et les racines (affaiblissement linéique) en multiplication et en division.

La perte d'un câble est appelée **l'affaiblissement linéique** car elle est fonction de la longueur du câble. Cette perte est exprimée en **dB/m** (voir § 10.1).

Exemple : Quel est le gain (en dB) de l'ensemble de réception représenté ci-dessous ?



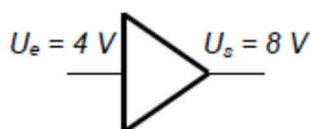
Réponse : Perte du câble coaxial au mètre : 3 dB / 100 = 0,03 dB donc perte du câble coaxial : 0,03 dB/m x 33 m = 1 dB

Gain de l'ensemble : 19 dB + 20 dB – 1 dB – 2 dB = 36 dB (soit un rapport arithmétique de 4000)

ATTENTION : Lorsque les valeurs du rapport sont **exprimées en tension**, les formules deviennent :

$$\text{Gain (dB)} = 20 \log (U_s / U_e) \quad \text{et} \quad U_s = 10^{(\text{dB} / 20)} \times U_e$$

Le rapport des puissances est le carré du rapport des tensions (car $P = U^2 / R$). Le gain (en dB) est le double de celui calculé lorsque les valeurs sont exprimées en watts (effet du logarithme) : un rapport de tension de 2 correspond à 6 dB (=3 dB x 2 ; 3 dB correspond à un rapport de puissance de 2).



Exemple : Quel est le gain (en dB) de l'amplificateur représenté ci-dessous ?

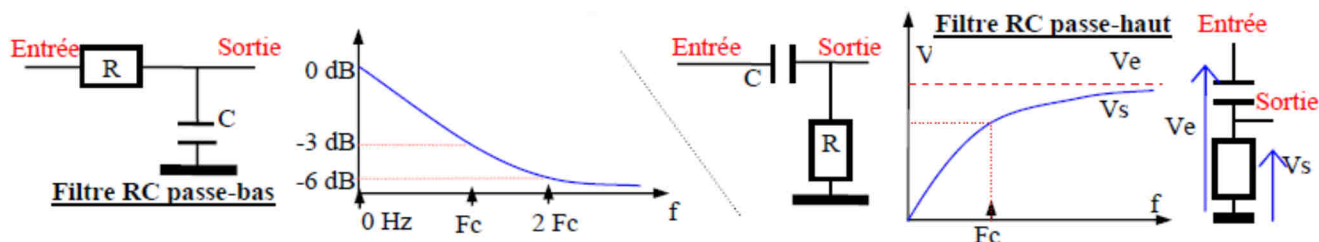
Réponse : Le rapport des tensions est $U_s / U_e = 8 / 4 = 2$. Le rapport des puissances est donc $2^2 = 4$. Le rapport de puissance de 4 correspond à un gain de 6 dB (= 3 dB x 2)

Autre méthode : Gain = $20 \log (U_s / U_e) = 20 \log (8 / 4) = 20 \log (2) = 20 \times 0,3 = 6 \text{ dB}$ Attention : ceci n'est valable que si les impédances d'entrée et de sortie sont identiques.

4.2) Un circuit RC

C'est un filtre composé d'une résistance et d'un condensateur. Selon la place des composants, ce filtre laissera passer soit les fréquences supérieures à la fréquence de coupure (filtre passe-haut), soit les fréquences inférieures (filtre passe-bas). Les filtres RC sont essentiellement dédiés aux basses fréquences. A la **fréquence de coupure**, l'impédance du condensateur est égale à la résistance, d'où :

$$R = \frac{1}{\omega C} \Leftrightarrow R = \frac{1}{2\pi f C} \Leftrightarrow F = \frac{1}{2\pi RC}; \quad \text{formule simplifiée : } F(\text{Hz}) = 159 / R(\text{k}\Omega) / C(\mu\text{F})$$



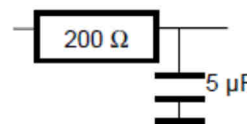
Exemple : Quelle est la fréquence de coupure du filtre RC représenté ci-contre ?

Réponse :

$$F = 1/(2\pi RC) = 1 / (2 \times \pi \times 200 \times 5 \cdot 10^{-6}) = 159,15 = 159 \text{ Hz}$$

$$\text{formule simplifiée : } F(\text{en Hz}) = 159 \div 0,2 (R \text{ en k}\Omega) \div 5 (C \text{ en } \mu\text{F}) = 159 \text{ Hz}$$

Mnémotechnique : dans un schéma de filtre passe-bas, le condensateur est en bas. Le condensateur est en haut dans le schéma d'un filtre passe-haut. Attention : pour que l'expression mnémotechnique fonctionne, il faut que, dans le schéma, la masse (représentée sur le schéma par le trait gras) soit en bas.



L'**octave supérieure** 2^x est l'harmonique 2 d'une fréquence. (Ex : harmonique 2 = 1^{er} octave)

La 2^{ème} octave est l'harmonique $2^2 = 4$ (4 fois la fréquence).

La 3^{ème} octave est l'harmonique $2^3 = 8$ (et non pas l'harmonique 3 qui n'est pas une octave).

La **décade supérieure** 10^x est l'harmonique 10 d'une fréquence.

La 2^{ème} décade supérieure est la fréquence multiplié par $10^2=100$. L'octave inférieure qui n'est pas un harmonique est la fréquence de référence divisée par 2 (et par 10 pour la décade inférieure).

Exemple : Soit une fréquence de 150 kHz. Calculez sa 5^{ème} octave supérieure et sa 3^{ème} décade inférieure.

Réponses : 5^{ème} octave supérieure = fréquence $\times 2^5 = 150 \text{ kHz} \times 32 = 4800 \text{ kHz} = 4,8 \text{ MHz}$

3^{ème} décade inférieure = fréquence / $10^3 = 150 \text{ kHz} / 1000 = 150 \text{ Hz}$

L'**atténuation** du filtres RC (et par cellule) est de :

3 dB à la fréquence de coupure (la puissance du signal à la sortie de ce filtre est divisée par 2)

6 dB par octave à partir de la fréquence de coupure (par octave supérieure pour un filtre passe bas et par octave inférieure pour un filtre passe haut).

20 dB par décade

Le phénomène d'atténuation s'explique ainsi : la tension de sortie du filtre est fonction du rapport entre l'impédance du condensateur et l'impédance du circuit série résistance + condensateur (voir § 1.7, répartition des tensions dans un groupement série et § 2.5, condensateur non parfait). A la fréquence de coupure, par définition, l'impédance du condensateur est égale à la résistance. A la sortie du circuit, la tension est divisée par 1,414 car le circuit série R+C a une impédance 1,414 fois supérieure à R (effet du déphasage de 90°). La puissance est donc divisée par 2 (puisque $P=U^2/R$), soit une atténuation de 3 dB. Dans un filtre passe-haut, lorsque la fréquence du signal augmente, l'impédance du condensateur diminue alors que la résistance est constante : la tension aux bornes de la résistance (celle de sortie du filtre) augmente et l'atténuation est moindre. Inversement, l'atténuation augmente quand la fréquence diminue et l'atténuation d'un filtre passe-bas augmente quand la fréquence s'élève. Le même phénomène se produit avec les circuits LC passe-haut et passe-bas (voir § 4.3).

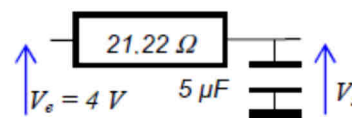
Exemple : Quelle est la tension V_s lorsque la fréquence de V_e est de 6 kHz ?

Réponse : la fréquence de coupure du filtre est : $F = 1/(2 \cdot \pi \times 21,22 \times 5 \cdot 10^{-6}) \approx$

1500 Hz. 6 kHz est la deuxième octave supérieure de la fréquence de coupure.

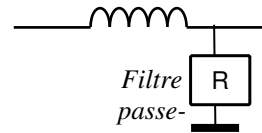
L'atténuation de ce filtre à cette fréquence est donc de 12 dB. Le rapport de tension correspondant à -12 dB est : $10^{12/20} = 10^{0,6} = 0,25$. Donc : $V_s = V_e \times 0,25 = 1 \text{ V}$

Plus précisément, $Z_C = 1/(2\pi f C) = 5,3052 \Omega$; $Z_{RC} = \sqrt{(21,22^2 + 5,3052^2)} = 21,873 \Omega$; $V_s = V_e \times (Z_C / Z_{RC}) = 0,9702 \text{ V}$ soit une atténuation de 12,30 dB au lieu des 12 dB prévus initialement (voir la courbe réelle au § suivant).



Un circuit RL : Les bobines ayant un comportement inverse par rapport aux condensateurs, les circuits RL ont un comportement inverse par rapport aux circuits RC. La fréquence de coupure des circuits RL est :

$$F = R / (2 \cdot \pi \cdot L) \quad 6\text{dB/octaves}$$



Ces circuits montés en passe-haut ou passe-bas (en inversant la place de la bobine) ont les mêmes caractéristiques que les circuits RC.

4.3 Les circuits LC

sont des filtres composés de bobines et de condensateurs. Ces filtres, s'ils sont montés comme les filtres RC (la bobine remplaçant la résistance), ont un effet de coupure. Seuls les circuits LC ont un effet de résonance à une fréquence lorsqu'ils sont montés en série ou en parallèle. Les filtres LC sont utilisés dans le domaine de la Haute Fréquence (HF). A la résonance comme à la coupure, on a $Z_C = Z_L$ (**loi de Thomson**), d'où : $\omega L = 1 / (\omega C) \Leftrightarrow L \cdot C \cdot \omega^2 = 1 \Leftrightarrow \omega^2 = 1 / (L \cdot C) \Leftrightarrow \omega = 1 / (\sqrt{L \cdot C}) \Leftrightarrow 2 \cdot \pi \cdot F = 1 / (\sqrt{L \cdot C})$, donc :

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad \text{formule simplifiée :} \quad F(\text{MHz}) = \frac{159}{\sqrt{L(\mu\text{H}) \cdot C(\text{pF})}} \quad 12\text{dB/octaves}$$

Le tableau ci-après récapitule les quatre montages de base des filtres LC. Comme pour les filtres RC, l'expression mnémotechnique citée plus haut sera employée pour reconnaître les filtres passe-haut ou passe-bas (« dans un filtre passe-haut, le condensateur est en haut et dans un filtre passe-bas, le condensateur est en bas »).

Les graphiques expriment l'atténuation du signal à la sortie du filtre en fonction de la fréquence. 0 dB signifie qu'il n'y a aucune atténuation. L'axe des fréquences est souvent logarithmique (comme l'axe des décibels). D'autres graphiques expriment la tension aux bornes du circuit ou son impédance en fonction de la fréquence.

Tableau comparatif des 4 montages de base des circuits LC

	Filtre Série (Passe bande)	Filtre Parallèle (ou Bouchon ou coupe bande)
Schéma		
Impédance	Null pour F_0	Infinie pour F_0
Réponse en Fréquence		
Résonance	F_0	F_0
Schéma	Filtre Passe Haut 	Filtre Passe Bas
Réponse en Fréquence		
Coupure	F_c	F_c

Exemple : Quelle est la fréquence de résonance d'un circuit bouchon avec $L = 32 \mu\text{H}$ et $C = 200 \text{ pF}$?

Réponse :

en écriture naturelle : $1 \div (2 \times [\pi] \times [\sqrt{]} (32 \cdot 10^{-6} \times 200 \cdot 10^{-12})) = 1,98944 \cdot 10^6$ arrondi à 2 MHz
formule simplifiée : $F(\text{en MHz}) = 159 / \sqrt{L \times C} = 159 \div \sqrt{[32 (L \text{ en } \mu\text{H}) \times 200 (C \text{ en } \text{pF})]} = 1,9875 \approx 2 \text{ MHz}$

Le filtre bouchon est un filtre utilisé pour bloquer les signaux HF d'une fréquence désirée. Lorsque le condensateur est rempli, il cherche à se vider et le courant qui en sort parcourt la bobine qui génère un champ magnétique. Lorsque les armatures du condensateur sont au même potentiel, le champ magnétique de la bobine est maximum et va générer un courant qui remplit le condensateur d'une tension inverse à celle du départ. Lorsque la bobine a restitué toute son énergie, son champ magnétique est nul et le condensateur est à nouveau rempli mais en sens inverse du départ. Et le condensateur cherche à nouveau à se vider. Si ce phénomène se produit en phase avec le signal aux bornes du circuit, il y a résonance et l'impédance très élevée du circuit empêche le courant HF de traverser ce filtre.

Dans **le filtre série**, le même phénomène se produit. Mais, dans ce cas, si le signal aux bornes du circuit est en phase avec le courant parcourant la bobine et le condensateur, le signal traversera le filtre.

La fréquence que donne la loi de Thomson est appelée **fréquence de résonance** dans le cas des circuits bouchon ou série et **fréquence de coupure** dans le cas des circuits passe bas et passe haut. **Pour baisser la fréquence de résonance** (ou de coupure) d'un circuit LC, il faut soit augmenter la valeur du condensateur, soit augmenter la valeur du bobinage (en particulier en introduisant un noyau magnétique à l'intérieur de l'enroulement). Inversement, **pour augmenter la fréquence**, il faut réduire la valeur du condensateur et/ou du bobinage. Pour doubler la fréquence de résonance, la valeur du condensateur ou du bobinage sera divisée par 4 (effet de la racine carrée). Inversement, la valeur du bobinage ou du condensateur sera multipliée par 9 pour diviser par 3 la fréquence de résonance du circuit.

L'atténuation d'un circuit passe bas ou passe haut est de **3 dB** à la fréquence de coupure et, à partir de cette fréquence, pour les octaves supérieures dans le cas des filtres passe bas (et pour les octaves inférieures dans le cas des filtres passe haut), de **6 dB par octave et par éléments actifs** et de **20 dB par décade et par éléments actifs**.

Les bobines et les condensateurs sont des éléments actifs. Dans un filtre RC, seul le condensateur est un élément actif. Un circuit passe bas **LC** constitué d'une seule cellule (donc **deux éléments actifs**) est de :

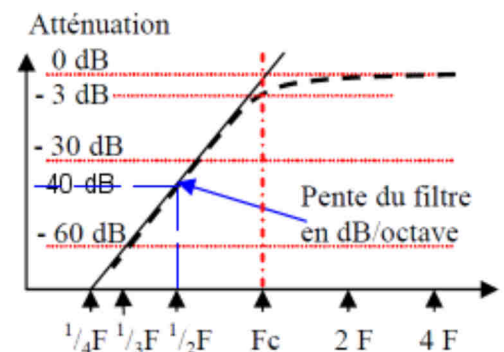
3 dB à la fréquence de coupure et à partir de la fréquence de coupure de
12 dB par octave et 40 dB par décade (6 dB/éléments)

Ce filtre est appelé filtre du **deuxième ordre** car c'est le carré de la fréquence qui intervient dans sa fonction de transfert (rapport entre grandeur d'entrée et grandeur de sortie).

Un filtre passe bas composé de deux cellules LC identiques (2 circuits comportant chacun une bobine et un condensateur, soit 4 éléments) aura, à la troisième octave supérieure (harmonique 8), une atténuation 72 dB (6 dB x 4 éléments x 3 octaves) et, à la décade supérieure, une atténuation de 80 dB (20 dB x 4 éléments).

Attention : une cellule peut comporter plusieurs éléments de même nature (condensateurs ou bobines) montés en série ou en parallèle pour former une association fonctionnant comme un seul élément (condensateur ou bobine équivalent). Le nombre d'éléments d'un circuit ne détermine donc pas forcément les propriétés du circuit (voir cas du circuit en pi au § 4.5).

Les courbes de réponse des filtres sont souvent représentées par des graphiques dont les échelles sont logarithmiques : l'échelle des abscisses (axe horizontal) donne les fréquences : chaque doublement de la fréquence prend la même place. L'atténuation du filtre (en dB) est donnée sur l'échelle des ordonnées (axe vertical). La particularité d'un tel graphique est que le point d'origine (où se rencontrent l'abscisse et l'ordonnée) n'a sur aucun des axes pour valeur 0. La courbe de réponse des filtres sur de tels graphiques longe une droite brisée à la fréquence de coupure. La courbe est asymptotique : elle se rapproche de plus en plus des droites sans jamais les couper ni même les atteindre.

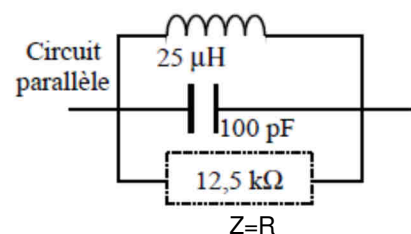
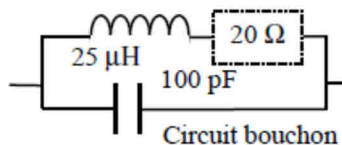
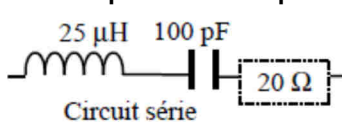


Dans ce graphique, la pente a son origine à la fréquence de coupure (F_c). La courbe d'atténuation (en trait coupé gras sur le graphique) est asymptotique à cette pente puis, au delà de la fréquence de coupure, la courbe devient asymptotique à l'axe indiquant 0 dB. Le graphique ci-dessus représente un filtre passe haut. Pour un filtre passe bas, la courbe est inversée (la pente est négative) mais les caractéristiques sont les mêmes.

Dans le graphique ci-dessus, pour la fréquence $\frac{1}{2} F$, la courbe d'atténuation (réelle) suit de très près la pente (théorique) du filtre. Ce filtre, dont la pente est d'environ 40 dB/octave, pourrait être un circuit à 7 éléments actifs (6 dB x 7 éléments = 42 dB), composé, par exemple, de 4 condensateurs et 3 bobines. Ce filtre serait donc un filtre du 7^{ème} ordre. Si ce filtre était passe bas, à l'harmonique 3, l'atténuation serait égale à 42 dB x $\sqrt{2} = 59,4$ dB (proche de -60 dB correspondant dans notre exemple à l'atténuation à $\frac{1}{3} F$, plus proche sur le graphique de $\frac{1}{4} F$ que de $\frac{1}{2} F$ car l'échelle n'est pas linéaire mais logarithmique).

4.4) Les circuits RLC

Ce sont des circuits LC non parfaits : le circuit est alors constitué d'un condensateur, d'une bobine et d'une résistance fictive R montée soit en série avec la bobine, représentant la résistance du circuit (principalement de la bobine) comme dans le circuit série ou le circuit bouchon, soit en parallèle avec le condensateur représentant son défaut d'isolement. Aussi, dans les formules ci-dessous, la réactance (X_L) sera distinguée de l'impédance (Z_L), cette dernière incluant R. A cause de cette résistance parasite (représentée en pointillé car ce n'est pas un composant), l'impédance des circuits à la résonance n'est plus nulle ou infinie. **Cette résistance a une incidence négligeable sur la pente d'atténuation des filtres passe-haut ou passe-bas.**



A la résonance : $Z=R$

$Z=L/(R.C)$

L et C ayant les mêmes valeurs, les circuits ont la même fréquence de résonance. **Les résistances n'ont pas d'incidence sur la fréquence de résonance des circuits.**

Exemple : calculer la fréquence de résonance des circuits ci dessus :

$$F_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC}) = 1/(2 \times \pi \times \sqrt{(25 \cdot 10^{-6} \times 100 \cdot 10^{-12})}) = 3,183 \cdot 10^6 = 3,183 \text{ MHz}$$

Formule simplifiée : $F_0 = 159 / \sqrt{LC} = 159 \div (\sqrt{25 (L \text{ en } \mu H) \times 100 (C \text{ en } pF)}) = 3,18 \text{ MHz}$

L'effet de peau fait que la résistance du fil de la bobine est plus importante que sa simple mesure à l'ohmmètre : le courant HF ne circule qu'à la périphérie du fil. L'épaisseur de la « peau » (en m) se calcule avec la formule (voir aussi formule simplifiée au § 1.4) : $\sqrt{\rho(\Omega m) / \pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot F(Hz)}$ avec μ_r et ρ propre au fil utilisé : dans la première « peau » passe 63% du courant puis, dans la seconde peau de même épaisseur, passe 63% du courant restant et ainsi de suite. Cette progression est similaire à celle de la charge du condensateur (voir § 2.4)

Impédance du circuit série : $Z_{série} = \sqrt{R^2 + [\omega L - 1/\omega C]^2}$, voir § 2.5. A la fréquence de résonance, par définition, on a $X_L = X_C$ donc $\omega L = 1 / \omega C$, donc $\omega L - (1 / \omega C) = 0$, donc **Zsérie = Rsérie à la résonance**

Impédance du filtre bouchon : selon la formule des résistances en parallèle : $1/Z = 1/[\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}] + 1/[1/(-\omega C)]$ ou, avec la formule simplifiée des groupements : Produit des impédances / Somme des impédances, d'où :
 $Z_{bouchon} = \frac{\sqrt{((\omega L)^2 + R^2)} \times 1/(\omega C)}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$ ωL étant grand par rapport à R, on a : $Z_{LR} = \sqrt{((\omega L)^2 + R^2)} \approx \omega L$
à la résonance, on vient de voir que $\sqrt{R^2 + [\omega L - 1/\omega C]^2} = R$, donc :
 $Z_{bouchon} = (\omega L / \omega C) / R$ donc **Zbouchon = L/(R.C) à la résonance** ; formule simplifiée : $Z(k\Omega) = L(\mu H) / R(k\Omega) / C(pF)$

Impédance du circuit parallèle : L et C forment une impédance infinie à la fréquence de résonance (le circuit donne l'impression d'être coupé) donc **Zparallèle = Rparallèle à la résonance.**

Dans les exemples ci-dessus : sans calcul, on trouve que $Z_{série} = R = 20 \Omega$ et que $Z_{parallèle} = R = 12,5 k\Omega$ calcul de l'impédance à la résonance du circuit bouchon : $Z_{bouchon}(\Omega) = L(H) / [R(\Omega) \times C(F)] = 25 \cdot 10^{-6} / (20 \times 100 \cdot 10^{-12}) = 25 \cdot 10^{-6} / 20 \cdot 10^{-10} = (25/20) \cdot 10^4 = 1,25 \cdot 10^4 = 12,5 k\Omega$

en écriture naturelle : $Z_{bouchon} = L / (R \times C) = 25 \cdot 10^{-6} / (20 \times 100 \cdot 10^{-12}) = 1,25 \cdot 10^4 = 12,5 k\Omega$

formule simplifiée : $Z_{bouchon} = L / R / C = 25 (L \text{ en } \mu H) \div 0,02 (R \text{ en } k\Omega) \div 100 (C \text{ en } pF) = 12,5 k\Omega$

Ainsi, la résistance du circuit parallèle (12,5 kΩ) est équivalente à la résistance de 20 Ω du circuit bouchon.

Le **facteur Q** définit la qualité d'un circuit. Si L et C sont en parallèle (circuit bouchon ou parallèle), Q est le rapport obtenu en divisant l'impédance à la résonance (Z) par la partie réactive de la bobine ou du condensateur (X_L ou X_C , les deux valeurs étant identiques à la résonance). Si L et C sont en série, le rapport est inversé. Plus Q est faible, plus l'oscillation du circuit s'amortit rapidement car l'énergie disponible est dissipée dans R.

facteur Q d'un circuit bouchon : $Q_{bouchon} = Z_{bouchon} / X_L$ ou $Q_{bouchon} = Z_{bouchon} / X_C$

facteur Q d'un circuit série : $Q_{série} = X_L / Z_{série} = X_L / R$ ou $Q_{série} = X_C / Z_{série} = X_C / R$

Pour transformer ces équations, on verra au § 4.6 que : $X_L (=X_C) = \sqrt{L / C}$ et on a vu que : $Z_{bouchon} = L / (C \times R)$
Pour le circuit série, on a vu que $Z_{série} = R_{série}$ et $X_L (=X_C) = \sqrt{L / C}$, on obtient donc :

$$Q_{série} = \sqrt{L / C} / R$$

Pour le circuit bouchon, en remplaçant les valeurs $Z_{bouchon}$ et $X_L (=X_C)$: $Q_{bouchon} = [L / (C \times R)] / [\sqrt{L / C}]$.

Après transformation, on obtient :

$$Q_{bouchon} = \sqrt{L / C} / R, \text{ soit la même formule que } Q_{série}$$

Autre présentation : $Q = \sqrt{L/C/R^2}$ ou formule simplifiée : $Q_{bouchon} = Q_{série} = \sqrt{[L(\mu H) / C(pF)] / R(k\Omega)}$

Dans l'exemple du circuit bouchon ou du circuit série : $X_L = 2\pi FL = 6,28 \times 3,18 \cdot 10^6 \times 25 \cdot 10^{-6} = 499,26 \Omega \approx 500 \Omega$ ou $X_C = 1/(2\pi FC) = 1/(6,28 \times 3,18 \cdot 10^6 \times 100 \cdot 10^{-12}) = 1/(1,997 \cdot 10^{-3}) = 500,75 \Omega \approx 500 \Omega$

donc : $Q_{bouchon} = Z_{bouchon} / X_L = Z_{bouchon} / X_C = 12500 / 500 = 25$ ou $Q_{bouchon} = \sqrt{L / C} / R = \sqrt{25 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-12}} / 20 = \sqrt{0,25 \cdot 10^6} / 20 = 0,5 \cdot 10^3 / 20 = 500 / 20 = 25$ $Q_{série} = X_L / R = 500 / 20 = 25$ (le résultat est identique à $Q_{bouchon}$ bien que la formule ne soit pas la même) **Sur une calculette :**

en écriture naturelle : $Q = \sqrt{L / C} / R = \sqrt{[25 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-12}] / 20} = 25$

formule simplifiée : $Q = \sqrt{[L(\mu H) / C(pF)] / R(k\Omega)} = \sqrt{(25/100) / 0,02} = 0,5 / 0,02 = 25$

La tension aux bornes d'un circuit bouchon à la fréquence de résonance sera fonction de la puissance du signal à l'entrée du circuit et de son impédance à la résonance (d'où l'autre nom du facteur Q pour un circuit bouchon : **coefficient de surtension**). Dans notre exemple de circuit bouchon, avec une puissance de 50 pW, correspondant à un signal S9 (soit 50 μV sous 50 Ω, voir § 11.4), la tension aux bornes du circuit bouchon sera de : $U = \sqrt{P \times Z} = \sqrt{50 \cdot 10^{-12} \times 12,5 \cdot 10^3} = \sqrt{625 \cdot 10^{-12+3}} = 7,9 \cdot 10^{-4} = 790 \mu V$ (soit un écart égal à la racine carrée du rapport des impédances : $790 / 50 = 15,8$ et $\sqrt{(12500 / 50)} = \sqrt{250} = 15,8$).

Dans un circuit série, le facteur Q est égal au rapport de la tension efficace aux bornes du condensateur U_C divisé par la tension efficace U aux bornes du circuit RLC lorsque le circuit est à la fréquence de résonance. En effet, **Q = $X_C / R = X_C \cdot I / R \cdot I = U_C / U$** . Si Q est grand, la tension aux bornes du condensateur peut prendre des valeurs élevées par rapport à la tension aux bornes de l'ensemble. Q apparaît comme un facteur de surtension.

Dans le circuit parallèle, L et C étant en parallèle, on a : $Q_{parallèle} = Z_{parallèle} / X_L = Z_{parallèle} / X_C = R / X_L = R / X_C$ et, comme on a déjà vu, $X_L = X_C = \sqrt{L / C}$ d'où : **$Q_{parallèle} = R / \sqrt{L / C}$**

Dans l'exemple du circuit parallèle : $Q_{parallèle} = R / X_L = R / (2\pi FL) = 12500 / (6,28 \times 3,18 \cdot 10^6 \times 25 \cdot 10^{-6}) = 12500 / 500 = 25$ ou $Q_{parallèle} = R / \sqrt{L / C} = 12500 / \sqrt{25 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-12}} = 12500 / \sqrt{0,25 \cdot 10^6} = 12500 / 500 = 25$. Avec des valeurs pour L et C identiques et lorsque $R_{parallèle} = X_L^2 / R_{bouchon} = X_C^2 / R_{bouchon} = (L/C) / R_{bouchon}$, le circuit parallèle et le circuit bouchon ont le même facteur Q.

Les valeurs que prennent Z et Q selon le circuit utilisé sont récapitulées dans le tableau ci-contre. On verra au § 4.6 une variante de la loi de Thomson :

$X_L = X_C = \sqrt{L / C}$ à la résonance.

Le facteur Q d'un circuit détermine sa **bande passante à -3 dB** (B) à la fréquence de résonance : **$B = F_0 / Q$** .

Plus Q est élevé, plus le filtre est étroit et ses flancs sont raides et mieux les fréquences adjacentes seront rejetées.

Dans les exemples ci-dessus : $B_{bouchon} = B_{série} = B_{parallèle} = 3,18 \text{ MHz} / 25 = 0,127 \text{ MHz} = 127 \text{ kHz}$

Circuit	Bouchon	Série	Parallèle
Z	$L / (C \times R)$	R	R
Q	$Q = Z / X_L$ $\sqrt{L / C} / R$	$Q = X_L / Z$ $\sqrt{L / C} / R$	$Q = Z / X_L$ $R / \sqrt{L / C}$

L'analyseur de spectre peut vérifier les courbes caractéristiques d'un filtre, la fréquence est en abscisse et la puissance du signal, ou sa tension, en ordonnée. La puissance est souvent indiquée en dBm : décibel par rapport au milliwatt sous une impédance donnée, généralement 50 Ω. Un contacteur détermine la puissance maximum lue et deux autres contacteurs déterminent la fréquence centrale et la largeur de la plage de fréquence à explorer.

Le wobulateur est un générateur de fréquence couplé à un oscilloscope ce qui permet, en branchant le wobulateur à l'entrée de l'étage ou du filtre à mesurer, de lire la courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur ou du filtre.

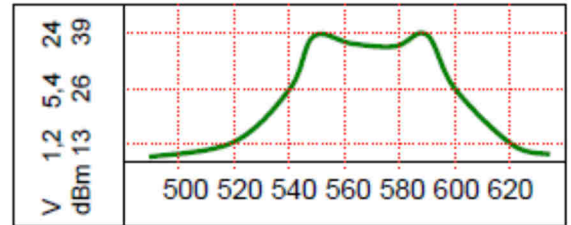
Lorsqu'un filtre est constitué de plusieurs cellules LC résonant sur la même fréquence ou dont les fréquences de résonance sont légèrement décalées (comme ci-dessous, l'atténuation des 2 cellules est en pointillé), la courbe de réponse du filtre n'est plus définie par le facteur Q mais par sa largeur de bande passante et son taux de sélectivité (ou facteur de forme). La **largeur de la bande passante** peut être définie à un autre niveau que -3 dB.

Exemple : Quelle est la largeur de la bande passante à -13 dB du signal visualisé sur l'écran de l'analyseur de spectre ?

Réponse : La puissance crête du signal mesure 39 dBm. La bande passante de ce signal à -13 dB est la largeur du signal dont la puissance est supérieure à 26 dBm (= 39 dBm -13 dB). Les fréquences extrêmes du signal sont 540 et 600.

La bande passante à -13 dB du signal est de 600 - 540 = 60Hz

Si on n'avait que la graduation en volts, puisque $U_{maxi} = 24 V$, que -13 dB correspond à un rapport de puissance de 1/20 et que $U = \sqrt{(P.R)}$, la tension à -13 dB sera calculée comme suit : $24 V / \sqrt{20} = 24 / 4,45 = 5,4 V$. Enfin, sachant que $39 dBm = 8 W$ et $13 dBm = 0,02 W$, l'impédance du signal mesuré est : $Z = U^2/P = 24^2/8 = 1,2^2/0,02 = 72 \Omega$



Taux de sélectivité (S) qui est le rapport (en %) obtenu en divisant :

$$\frac{BP \text{ à } -3 \text{ dB} \times 100}{BP \text{ à } -60 \text{ dB}}$$

-60 dB appelée aussi réjection ultime et notée δF à -60 dB ; δ : lettre grecque minuscule constitué des 2 cellules delta signifiant « variations ». En pratique, d'autres niveaux de 0 dB réjections ultimes peuvent être définis (-40 dB par exemple). Le **facteur -3 dB de forme (f)** est l'inverse du taux de sélectivité. Plus le taux de sélectivité se rapproche de 100%, plus les flancs du filtre sont raides, plus le facteur de forme se rapproche de 1 sans jamais l'atteindre.

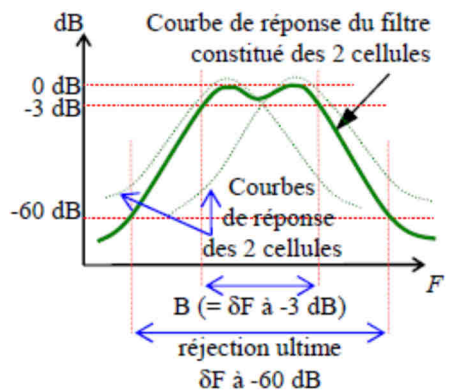
$$S (\%) = [(B \times 100) / \delta F \text{ à } -60 \text{ dB}] \text{ et } f = 100 / S \text{ ou } f = \delta F \text{ à } -60 \text{ dB} / B$$

Exemples : dans le schéma ci-dessus représentant la courbe de réponse d'un filtre passe bande, on mesure B = 5 kHz et δF à -60 dB = 25 kHz. Quels sont le taux de sélectivité et le facteur de forme du filtre ?

Réponses : Sélectivité = (5 x 100) / 25 = 500 / 25 = 20 %

Facteur de forme = 100 / S = 100 / 20 = 5 ou 25 / 5 = 5.

L'atténuation du signal à la sortie du filtre RLC constitué d'une seule cellule suit une courbe de Gauss et la bande passante du circuit pour une atténuation différente de 3 dB est donnée par la formule : $B_p = B \times \sqrt{(p - 1)}$ avec $B = F_0 / Q$ et p = rapport de puissance de la bande passante Bp. Ainsi, un circuit RLC à une seule cellule a un facteur de forme de 1000 (soit S = 0,1%) car δF à -60 dB = $\sqrt{(1000000 - 1)} \times B \approx 1000 \times B$.



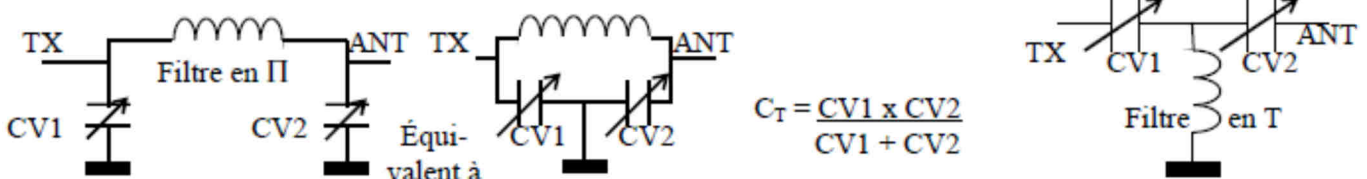
Un **ondemètre à absorption** est un appareil de mesure de fréquence qui nécessite de la puissance pour fonctionner. La bobine interchangeable du circuit LC de l'ondemètre est couplée avec le signal dont on veut connaître la fréquence. Lorsque la valeur du condensateur varie, la tension aux bornes du circuit LC lue par le voltmètre de l'appareil marque un pic très net (le « dip »).

Un **grid-dip** fonctionne sur le même principe mais n'a besoin d'aucune puissance externe pour fonctionner car il possède son propre générateur HF. Lorsque le circuit à mesurer résonne sur la fréquence de l'oscillateur, la consommation de ce dernier chute brutalement indiquant que le circuit est accordé.

4.5) Le filtre en pi

Appelé ainsi à cause de sa forme : en Π, lettre grecque pi majuscule) est un filtre passe-bas antiharmonique qui a une impédance d'entrée différente de celle de sortie grâce aux deux condensateurs variables indépendants CV1 et CV2. Utilisé dans une boîte de couplage, ce filtre permet d'adapter l'impédance de l'ensemble câble + antenne avec l'impédance de sortie de l'émetteur. L'atténuation de ce filtre est de **12 dB par octave** (filtre du **second ordre** : 6 dB x 2 éléments,) car les deux CV se comportent comme un seul CV de valeur C_T (montage en série). Les résistances parasites (en série ou en parallèle) évoquées au § 4.4 ont une incidence négligeable sur les caractéristiques des filtres passe-haut et passe-bas.

Le filtre en T est un **filtre passe-haut du second ordre** nommé ainsi à cause de sa forme (en T) constitué d'une bobine et de deux condensateurs.



4.6) Autres calculs à partir des formules de ce chapitre

(variantes des formules des § 4.3 et 4.4). Bien que ce paragraphe soit édité en italique, quelques questions d'examen nécessitant la maîtrise de formules citées cidessous ont été recensées (en particulier R à calculer à partir de L, C et Q).

Les variantes suivantes sont déterminées à partir de la formule de Thomson (à la résonance, $X_L = X_C$) :

- Calcul de L ou de C pour une fréquence donnée à partir d'une des valeurs L ou C connues : $F = 1 / [2\pi\sqrt{LC}]$ donc, en mettant au carré les deux termes : $F^2 = 1 / [4\pi^2 LC]$, donc :

- **$C = 1 / 4\pi^2 F^2 L$** ou encore : **$L = 1 / 4\pi^2 F^2 C$** ou formules simplifiées : $C(\text{pF}) = 25330 / F^2(\text{MHz}) / L(\mu\text{H})$ et $L(\mu\text{H}) = 25330 / F^2(\text{MHz}) / C(\text{pF})$.

- Calcul de la pulsation à la résonance : $F = 1 / [2\pi\sqrt{LC}]$, alors : $2\pi F = 1 / \sqrt{LC}$ donc : **$\omega = 1 / \sqrt{LC}$**

- Calcul de X_L et de X_C : on vient de voir que $2\pi F = 1 / \sqrt{LC}$, alors $2\pi FL = L / \sqrt{LC}$ donc **$X_L = \sqrt{L / C}$** ou encore : $2\pi FC = C / \sqrt{LC}$ donc $1 / (2\pi FC) = \sqrt{LC} / C$ donc **$X_C = \sqrt{L / C}$** . A la résonance, on a bien $X_L = X_C$

Sur une calculette, à partir des valeurs du circuit bouchon du § 4.4 :

- Calcul de C avec $F = 3,183 \text{ MHz}$ et $L = 25 \mu\text{H}$ en écriture naturelle : $C = 1 / (4 \pi^2 F^2 L) = 1 / (4 \times [\pi]^2 \times [3,183 \cdot 10^6]^2 \times 25 \cdot 10^{-6}) = 100 \cdot 10^{-12} = 100 \text{ pF}$ formule simplifiée : $C(\text{pF}) = 25330 \div 3,183^2 (F \text{ en MHz}) \div 25 (L \text{ en } \mu\text{H}) = 25330 / 3,183 / 3,183 / 25 = 100 \text{ pF}$

- Calcul de L avec $F = 3,183 \text{ MHz}$ et $C = 100 \text{ pF}$:

en écriture naturelle : $L = 1 / (4 \pi^2 F^2 C) = 1 / (4 \times [\pi]^2 \times [3,183 \cdot 10^6]^2 \times 100 \cdot 10^{-12}) = 25 \cdot 10^{-6} = 25 \mu\text{H}$

formule simplifiée : $L(\mu\text{H}) = 25330 \div 3,183^2 (F \text{ en MHz}) \div 100 (C \text{ en pF}) = 25330 / 3,18 / 3,18 / 100 = 25 \mu\text{H}$

- Calcul de la pulsation :

en écriture naturelle : $\omega = 1 / [\sqrt{L \times C}] = 1 / [\sqrt{(25 \cdot 10^{-6} \times 100 \cdot 10^{-12})}] = 20 \cdot 10^6 = 20\,000\,000 \text{ rad/s}$

vérification : $\omega = 2\pi F = 2 \times \pi \times 3,183 \cdot 10^6 = 6,28 \times 3,183 \cdot 10^6 = 19\,989\,240$ arrondi à $20\,000\,000 \text{ rad/s}$

- Calcul de X_L et de X_C :

en écriture naturelle : $X_L = \sqrt{L / C} = \sqrt{[25 \cdot 10^{-6} (L) \div 100 \cdot 10^{-12} (C)]} = 500 \cdot 10^0 = 500 \Omega$

vérifications :

en écriture naturelle $X_L = 2\pi FL = 6,28 \times 3,183 \cdot 10^6 \times 25 \cdot 10^{-6} = 499,731$ arrondi à 500Ω

$X_C = 1 / (2\pi FC) = 1 / (6,28 \times 3,183 \cdot 10^6 \times 100 \cdot 10^{-12}) = 500,3 \cdot 10^0$ arrondi à 500Ω formules

simplifiées :

$X_L = \omega L = 6,28 \times F(\text{MHz}) \times L(\mu\text{H}) = 6,28 \times 3,183 \times 25 = 500 \Omega$

$X_C = 159 / F(\text{MHz}) / C(\text{nF}) = 159 / 3,183 / 0,1 = 500 \Omega$

Les variantes suivantes sont déterminées à partir des formules de calcul de Z_{bouchon} et de Q_{bouchon} :

- A la résonance, $\omega L = 1 / \omega C$ et $Z_{\text{bouchon}} = (\omega L / \omega C) / R = (\omega L)^2 / R$ donc **$Z_{\text{bouchon}} = X_L^2 / R$** ou **$Z_{\text{bouchon}} = X_C^2 / R$**

- Puisque $Z_{\text{bouchon}} = X_L^2 / R$ ou $Z_{\text{bouchon}} = X_C^2 / R$ et que $Q = Z_{\text{bouchon}} / X_L$ alors : **$Q_{\text{bouchon}} = X_L / R = X_C / R$** .

On retrouve la formule de calcul de $Q_{\text{série}}$ (voir § 4.4) puisque ces deux circuits ont le même facteur Q. Ces formules montrent que le facteur Q est proportionnel à la fréquence de résonance du circuit. Toutefois, dans les circuits bouchon et série, l'effet de peau mis en évidence par R et qui augmente avec la fréquence atténue les variations du facteur Q en fonction de la fréquence.

- La résistance R d'un circuit bouchon non parfait n'est pas facilement mesurable. En tous cas, elle n'est pas mesurable avec un simple ohmmètre qui ne peut déterminer la résistance en présence de courant alternatif. En revanche, elle peut se déduire assez facilement à partir de la mesure de la bande passante à -3 dB (B) du circuit bouchon. A l'aide d'un grid-dip, le pic de tension à la fréquence de résonance (F_0) est mesuré puis on note les fréquences inférieures et supérieures pour lesquelles le signal est atténué de 3 dB (soit 0,707 de la tension à F_0). B étant l'écart entre ces deux fréquences, Q est déduit par le calcul : puisque $B = F_0 / Q$, alors **$Q = F_0 / B$** . De plus, pour le circuit bouchon et le circuit série, $Q = \sqrt{L / C} / R$, d'où :

$R_{\text{bouchon}} = R_{\text{série}} = \sqrt{L / C} / Q$ formule simplifiée : **$R_{\text{bouchon}}(\text{k}\Omega) = R_{\text{série}}(\text{k}\Omega) = \sqrt{[L(\mu\text{H}) / C(\text{pF})] / Q}$**

- On sait que $Q = Z_{\text{bouchon}} / X_L$ donc $Z_{\text{bouchon}} = Q \times X_L$. En remplaçant X_L par sa formule, **$Z_{\text{bouchon}} = \sqrt{L / C} \times Q$**

D'autre part, $Q_{\text{parallèle}} = Z_{\text{parallèle}} / X_L = R_{\text{parallèle}} / X_L$ donc $R_{\text{parallèle}} = X_L \times Q$ donc : **$R_{\text{parallèle}} = \sqrt{L / C} \times Q$** Formules simplifiées : **$Z_{\text{bouchon}}(\text{k}\Omega) = R_{\text{parallèle}}(\text{k}\Omega) = \sqrt{[L(\mu\text{H}) / C(\text{pF})] \times Q}$**

- A la lecture de ces dernières formules, on remarque que : **$Z_{\text{bouchon}} = R_{\text{parallèle}} = R_{\text{bouchon}} \times Q^2$** . Ainsi, dans un circuit bouchon non parfait, la résistance série est transformée en résistance parallèle et vient en dérivation sur la résistance parallèle du circuit, ce qui diminue la résistance parallèle totale et le facteur Q du circuit.

Exemples à partir des valeurs du circuit bouchon du § 4.4 :

$Z_{\text{bouchon}} = X_L^2 / R = X_C^2 / R = 500^2 / 20 = 12500 \Omega$

$Q_{\text{bouchon}} = X_L / R = 2\pi FL / R = [6,28 \times 3,183 \cdot 10^6 \times 25 \cdot 10^{-6}] / 20 = 500 / 20 = 25$

$Q_{\text{bouchon}} = X_C / R = [1 / (2\pi FC)] / R = [1 / (6,28 \times 3,183 \cdot 10^6 \times 100 \cdot 10^{-12})] / 20 = 500 / 20 = 25$

$R_{\text{bouchon}} = \sqrt{L / C} / Q = \sqrt{[25 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-12}] / 25} = \sqrt{(0,25 \cdot 10^6) / 25} = 0,5 \cdot 10^3 / 25 = 500 / 25 = 20 \Omega$

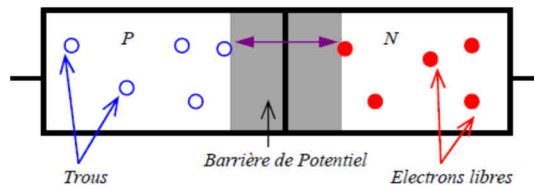
formule simplifiée : $R(\text{k}\Omega) = \sqrt{[L(\mu\text{H}) / C(\text{pF})] / Q} = \sqrt{(25 / 100) / 25} = 0,5 / 25 = 0,02 \text{ k}\Omega = 20 \Omega$

$Z_{\text{bouchon}} = \sqrt{L / C} \times Q = \sqrt{[25 \cdot 10^{-6} / 100 \cdot 10^{-12}] \times 25} = \sqrt{(0,25 \cdot 10^6) \times 25} = 500 \times 25 = 12500 \Omega$

formule simplifiée : $Z(\text{k}\Omega) = \sqrt{[L(\mu\text{H}) / C(\text{pF})] \times Q} = \sqrt{(25 / 100) \times 25} = 0,5 \times 25 = 12,5 \text{ k}\Omega = 12500 \Omega$

vérification : $R_{\text{bouchon}} \times Q^2 = 20 \times 25^2 = 20 \times 625 = 12500 = Z_{\text{bouchon}} = R_{\text{parallèle}}$

En l'absence de tension aux bornes de la diode, les électrons de la zone N se recombinent avec les trous de la zone P aux alentours de la jonction, créant la barrière de potentiel très résistante (plusieurs MΩ) car aucun courant ne peut circuler. Lorsque la diode est alimentée en sens inverse (zone N reliée au + et zone P reliée au -), les électrons désertent la zone N, attirés par la tension positive et les trous de la zone P sont bouchés par les électrons apportés par la tension négative ; la diode devient très résistante et la barrière de potentiel s'élargit. En revanche, lorsque la diode est alimentée en sens direct, les électrons de la zone N sont attirés par le potentiel positif branché sur la zone P et se recombinent avec les trous présents de l'autre côté de la jonction. La tension de seuil est nécessaire pour que les électrons puissent « sauter » la barrière de potentiel.



5.3) Montage des diodes

Diodes	Redressement	Varicap	Zener
Fonctions	Redresse le courant alternatif	condensateur à capacité variable	stabilisateur de tension
Schémas	<p>Mono alternance</p>	<p>Tension de commande du circuit</p> <p>La fréquence du circuit LC varie en fonction de la tension d'alimentation de la diode Varicap. La tension de commande est isolée par Ci. La diode est montée en inverse.</p>	<p>La diode Zener est une soupape qui stabilise la tension U_z aux bornes de la charge. R_z, calculée selon l'intensité consommée par la charge, soulage la diode Zener. La diode est montée en inverse.</p>
	<p>Double alternance avec point milieu</p>		
	<p>Redressement double alternance avec pont à 4 diodes</p>		

Lorsque les diodes sont utilisées pour redresser du courant alternatif, elles sont associées à un condensateur électrochimique de forte valeur : le condensateur permet de lisser la tension à la sortie du redresseur. Le **redressement mono-alternance** ne nécessite qu'une seule diode : seule une alternance traverse la diode.

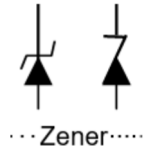
Pour redresser les deux alternances du courant alternatif, on emploie soit un transformateur à point milieu et deux diodes soit un transformateur classique et un pont de diodes : un transformateur à point milieu coûte plus cher et tient plus de place qu'un transformateur classique mais la chute de tension dans un pont de diodes est double car le courant traverse deux diodes.

Dans le montage avec **transformateur à point milieu**, lors de la première alternance, la diode du haut du schéma est passante et le courant circule à partir de la masse dans la partie haute de l'enroulement du transformateur. Le courant ne peut aller que vers le condensateur car la diode du bas du schéma est à ce moment bloquée (sens non passant). Lors de la seconde alternance, le courant circule à partir de la masse dans la partie basse de l'enroulement du transformateur puis dans la diode du bas du schéma ; le courant est ensuite amené au condensateur car c'est au tour de la diode du haut d'être bloqué.

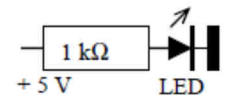
Dans le **pont de diodes**, les diodes sont toutes dans le même sens et leurs flèches sont dirigées vers le condensateur de filtrage. Lors d'une alternance, seules les deux diodes d'une diagonale du pont sont passantes et lors de l'autre alternance, seules les deux diodes de l'autre diagonale sont passantes.

La **diode Varicap**, reconnaissable à son double trait sur la cathode représentant le condensateur, est montée en sens inverse (non passant) et permet de remplacer un condensateur variable. Sa capacité est commandée par la tension inverse présente à ses bornes. Plus cette tension est élevée, plus la barrière de potentiel qui est isolante s'élargit, plus sa capacité est faible (effet de l'augmentation de l'épaisseur du diélectrique dans un condensateur). La diode Varicap sera montée avec des condensateurs qui isoleront sa tension de commande. Les diodes Zener sont parfois utilisées dans cette fonction car elles sont plus courantes (et moins chères) que les Varicap et leur capacité est plus forte que celle des simples diodes de redressement.

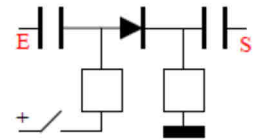
La **diode Zener**, reconnaissable à sa forme en Z (deux représentations possibles, voir ci-contre), est montée en sens inverse (non passant) et utilisée en stabilisateur de tension : lorsque la tension aux bornes de la charge est supérieure à la tension d'avalanche de la diode, elle devient brusquement passante : la tension diminue aux bornes de la charge puis la diode redevient isolante lorsque la tension est inférieure à sa tension d'avalanche. On peut comparer son fonctionnement à celui d'une soupape de cocotte-minute libérant de la vapeur lorsque la pression est trop importante.



Les **LED**, reconnaissables à la flèche ou à l'éclair qui leur est associé, sont des diodes qui s'éclairent lorsqu'un courant les traverse. La tension d'alimentation d'une LED dépend de sa couleur (1,5 V pour l'infra rouge, 2 V pour le rouge, 3 V pour le vert et 3,3 V pour le + 12 V LED rouge bleu). Une résistance limite l'intensité à la valeur optimale (environ 20 mA).



Enfin, les diodes peuvent être utilisées comme des **commutateurs** pour courant alternatif et remplacent les relais électromécaniques. Le schéma ci-contre illustre cette utilisation. Lorsque l'interrupteur est ouvert, aucun courant ne passe dans la diode si le courant alternatif n'atteint pas la tension de seuil de la diode. Lorsque l'interrupteur est fermé, un courant parcourt la diode et la composante alternative passe au travers des deux condensateurs.



Les **diodes PIN** sont adaptées pour fonctionner dans les commutateurs HF à la place des diodes jonction classiques : ces diodes ont une courbe de réponse lente, obtenue en intercalant une couche semi-conducteur non dopée, donc isolante, entre les deux couches P et N, ce qui donne une jonction PIN (Positif, Isolant, Négatif). En cas de coupure de l'alimentation, la diode PIN reste passante plus longtemps qu'une diode jonction PN classique. De même, lorsque la diode PIN n'est pas alimentée, elle reste bloquée même lorsque la tension HF à l'entrée dépasse la tension de seuil (0,7V), contrairement à ce que fait une diode jonction PN au silicium.

Les **diodes Schottky** sont utilisées en HF dans les mélangeurs en anneau (voir § 7.7) et dans les ponts de redressement d'alimentation (voir § 5.4). Ces diodes, obtenues par la liaison entre un semi-conducteur et un métal (à la manière d'une détection à galène), permettent une commutation très rapide et génèrent une faible tension de seuil (0,25 V) mais elles ont une tension inverse limitée et un courant inverse plus élevé que les diodes jonction PN classiques.

Les **diodes Gunn**, placées en parallèle sur un résonateur (cavité) et une charge, étaient utilisées dans les oscillateurs hyperfréquence et dans les étages multiplicateurs hyperfréquence (à partir de 10 GHz). Leurs principaux défauts étaient l'instabilité en fréquence des cavités ainsi que leur bruit de phase élevé.

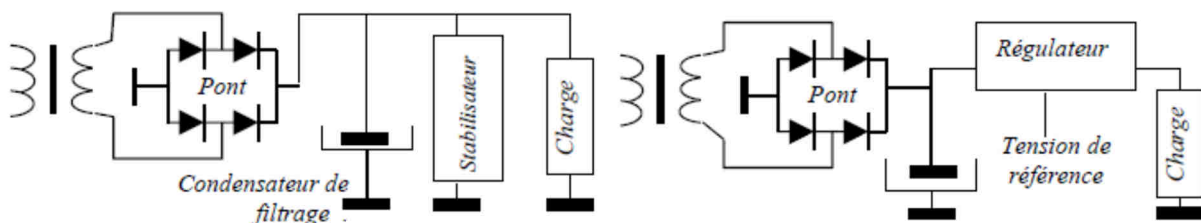
5.4) Dans une alimentation

Les diodes au silicium font chuter la tension d'un peu plus de 0,7 volt à chaque passage, soit un peu plus de 1,4 volt en tout pour un redressement par pont de diodes, comme présenté ci-dessous. Le condensateur de filtrage maintient la valeur de la tension de sortie à sa valeur de crête.

Éléments	Redressement par un Pont	Chute de tension des diodes	Lissage du condensateur
Forme du courant			
Calcul	Alternance 2 redressée U_s ne change pas	Passage dans 2 diodes Chute de $2 \times 0,7$ V	Filtrage $U_s = (U \times 1,414) - (2 \times 0,7$ V)

Le courant dans les diodes n'existe que lors du « remplissage » du condensateur de filtrage puis, par la suite, que lors de sa « remise à niveau », c'est-à-dire un temps très court compris entre le moment où la sinusoïde atteint la tension du condensateur qui se décharge et le maximum de la sinusoïde. Le courant instantané passant dans les diodes est donc nettement supérieur au courant moyen délivré par l'alimentation. Tant qu'aucun courant ne parcourt les diodes (aucune charge et aucun courant de fuite dans les condensateurs), celles-ci ne font chuter la tension : le condensateur est alors chargé à la valeur crête sans déduire 0,7 volt par diode.

Après le condensateur de filtrage (de type chimique), on trouve un étage de **stabilisation** ou de **régulation** avant la charge. La charge est l'ensemble des équipements branchés sur l'alimentation. La charge est vue par l'alimentation comme une résistance variable car les équipements branchés consomment une intensité variable pour une tension d'alimentation fixe. Un stabilisateur est monté en parallèle sur la charge (stabilisation par diode Zener, par exemple). Un régulateur est monté en série avec la charge après le condensateur et a besoin d'une tension de référence stabilisée. Dans les alimentations, les deux montages sont souvent combinés : un stabilisateur constitué d'une diode Zener donne la tension de référence au régulateur qui est bâti autour d'un (ou de plusieurs) transistor « ballast » monté en collecteur commun (voir § 6.3)

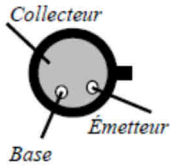


6) Les TRANSISTORS et leurs MONTAGES

6.1) Le transistor

Il est composé de deux diodes montées tête-bêche, c'est pour cela qu'on le nomme aussi transistor bipolaire (ou jonction). Un transistor peut donc être **NPN ou PNP** mais les NPN sont les plus courants. Les transistors sont différenciés par le sens de leur flèche représentant la jonction base-émetteur. Quand la flèche **P**ÉNètre, il s'agit d'un **PNP**; quand elle **Ne P**ÉNètre pas, il s'agit d'un **NPN**.

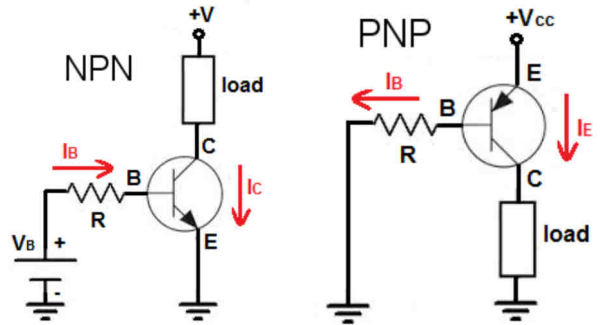
Comme pour les diodes, le sens de la flèche indique le sens du courant dans le transistor. Un transistor est composé d'un **émetteur** repéré par la flèche, d'une **base** représentée par un trait vertical qui est une fine couche de matière dopée en polarité inverse de celle de l'émetteur et d'un **collecteur** (sans repère) dopé comme l'émetteur. La première lettre du type du transistor donne la polarité où doit être branché l'émetteur du transistor (NPN = émetteur au - ; PNP = émetteur au +). Le collecteur est branché à la polarité inverse de l'émetteur. La base est reliée à une polarité intermédiaire.



Brochage d'un boîtier TO18 vu du dessus

Le transistor est monté dans un boîtier et, selon le boîtier, le brochage diffère (ci-contre : brochage du boîtier TO18 avec son ergot repérant l'émetteur). Le collecteur peut être connecté au boîtier s'il est métallique. Le fonctionnement interne du transistor n'est pas au programme : la jonction base-émetteur

est assimilable à une diode passante. L'émetteur est fortement dopé et la base, très mince, est faiblement dopée. Si bien que la recombinaison électron-trou au niveau de cette jonction fonctionne mal. Quelques charges se recombinent mais la majorité des charges (99%) se dirigent vers la jonction base-collecteur polarisée en inverse. Le collecteur est peu dopé, comme la base. Cette jonction est donc peu active et les charges, attirées par la tension du collecteur, y sont propulsées : c'est l'effet transistor. Les transistors jonction au Germanium génèrent moins de bruit que ceux au Silicium.



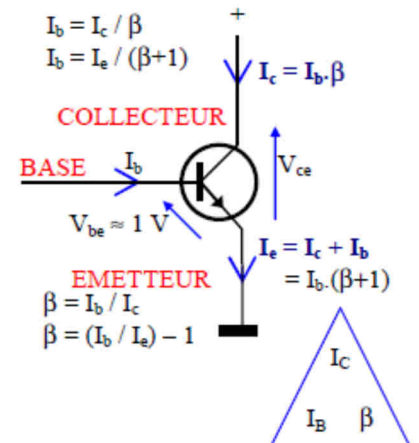
6.2) Gain d'un transistor :

Le courant collecteur est directement fonction du courant de base.

β (lettre grecque **bêta** minuscule) est le gain du transistor, désigné aussi par h_{FE} dans les caractéristiques du constructeur (data sheet ; h = fonction de transfert ; F = Forward current amplification ; E = common Emitter). Quelle que soit la tension collecteur, on a

$$I_c = I_b \cdot \beta \quad \text{ou} \quad I_b = I_c / \beta$$

Notez que le gain est, dans ce cas, un coefficient multiplicateur, à ne pas confondre avec un gain en dB. On pourra utiliser le triangle comme pour la loi d'Ohm. Le gain est toujours donné par le constructeur pour du courant continu et pour une température de 20°C. **Le gain augmente avec la température**, d'où les problèmes liés à l'emballement thermique. Le gain du transistor diminue lorsque la fréquence à amplifier augmente. La **fréquence de coupure** est la fréquence pour laquelle le gain du transistor n'est plus que de 70% du gain initial en courant continu. Donc, à cette fréquence, la puissance dissipée sera atténuée de 3 dB (voir §4.1 dB exprimé en rapport de tension ou d'intensité)

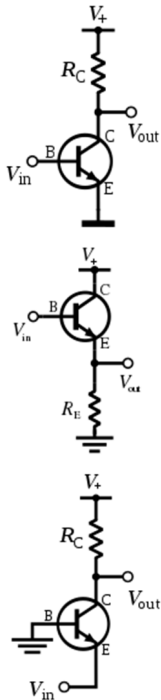


Exemple : sur la base d'un transistor dont le gain (β) est de 80 est appliqué un courant de 500 μ A. Quelle intensité est constatée sur le collecteur du transistor (en mA)? **Réponse**
 $I_c = I_b \cdot \beta = 500 \mu\text{A} \times 80 = 40\,000 \mu\text{A} = 40 \text{ mA}$

6.3) Montages des transistors :

Chacun de ces 3 montages fondamentaux a des caractéristiques spécifiques qu'il faut connaître pour l'examen (gain en intensité et en tension, impédance d'entrée et de sortie, déphasage).

Montage	Émetteur commun	Collecteur commun	Base commune
Schémas			
Caractéristiques :			
Gain en intensité en tension	$I_c = I_b \cdot \beta$, Gain = β Moyen	$I_e = I_b \cdot (\beta + 1)$, Gain = $\beta + 1$ Pas de gain (< 1)	$I_c \approx I_e$, Gain = $\beta / (\beta + 1) < 1$ Élevé
Z Entrée / Sortie	Moyenne / Élevée	Élevée / Basse	Basse / Très élevée
Déphasage	180° (signal inversé)	Pas de déphasage	Pas de déphasage



L'élément dit « commun » (émetteur commun, par exemple) est celui qui est relié à une tension fixe et sur lequel il n'y a ni l'entrée du signal ni sa sortie.

Emetteur commun montage est le plus couramment utilisé. Le gain en intensité de ce montage est le gain donné par le constructeur (β). Le gain en tension est directement fonction de la résistance de charge (voir § 7.2) et est du même ordre que le gain en intensité. L'impédance d'entrée est moyenne (une centaine d'ohms) et l'impédance de sortie est élevée (quelques milliers d'ohms). Le signal de sortie récupéré sur le collecteur est déphasé de 180° par rapport au signal d'entrée appliqué sur la base (le signal est inversé).

Collecteur commun montage reconnaissable au fait que le signal de sortie est récupéré sur l'émetteur, d'où son autre nom : émetteur suiveur. Le gain en intensité est quasiment le même qu'en émetteur commun ($\beta+1$) alors que la tension de sortie est légèrement inférieure à celle de l'entrée (gain en tension inférieur à 1). L'impédance d'entrée est élevée (quelques milliers d'ohms). Ce montage est un amplificateur de courant et génère une faible impédance en sortie (jusqu'à quelques dizaines d'ohms). Ce montage, utilisé pour alimenter un haut-parleur ou les « ballasts » des alimentations secteur, n'introduit pas de déphasage.

Base commune montage reconnaissable au fait que le signal d'entrée n'est pas appliqué à la base mais sur l'émetteur. Ce montage est un amplificateur de tension sans gain en intensité : l'impédance d'entrée est basse (quelques dizaines d'ohms) tandis que celle de la sortie est très élevée (plusieurs milliers d'ohms). Ce montage, peu utilisé, n'introduit pas de déphasage.

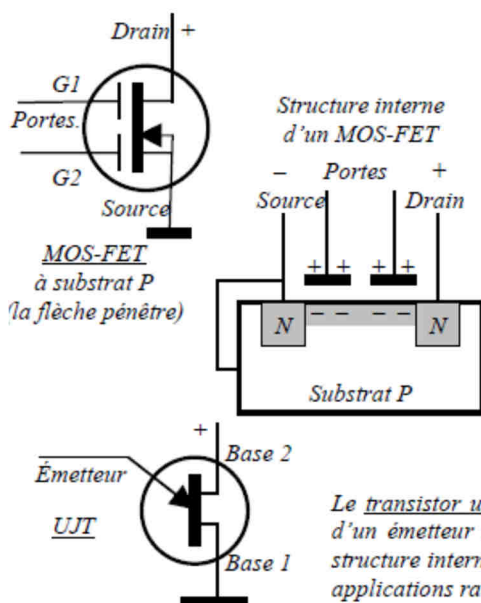
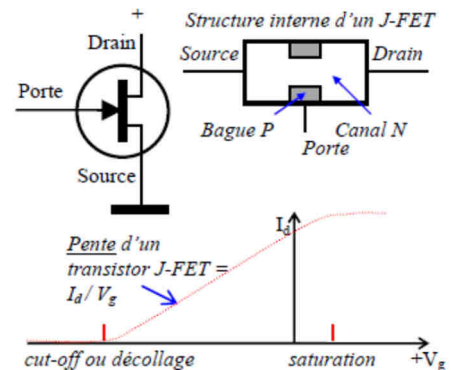
Lorsque le transistor est monté en **commutateur**, il fonctionne en « bloqué-saturé » (voir § 7.2) selon l'absence ou la présence de courant dans la base. Dans ce cas, les notions de gain et d'impédance n'ont pas de sens.

6.4) Les transistors FET

Field Effect Transistor en anglais ou TEC, transistor à effet de champ s'apparentent plus aux tubes thermoïoniques qu'aux transistors bipolaires (notion de pente au lieu de gain).

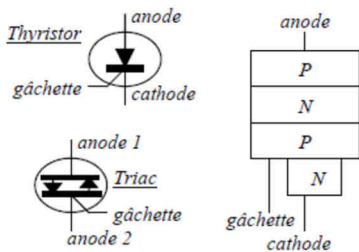
L'entrée s'appelle la source, le drain est en sortie, et la commande se nomme la porte (gate en anglais). Les FET (surtout ceux à l'arséniure de gallium, cristal GaAs) génèrent beaucoup moins de bruit que les transistors bipolaires.

Le J-FET (FET à jonction) est constitué d'un barreau semi-conducteur de type N appelé canal. Aux deux extrémités du canal sont reliées la source et le drain. La porte est reliée à un semi-conducteur de type P en forme de bague et entoure le canal. La porte est aussi appelée aussi grille par référence aux tubes. La jonction PN au niveau de la porte est isolante lorsque la tension de la porte est négative par rapport au canal. Lorsque la tension inverse sur la porte augmente, la barrière de potentiel s'élargit, le canal se rétrécit et l'intensité diminue. On ne parle pas de gain mais de pente, qui est le rapport obtenu en divisant l'intensité du drain par la tension appliquée à la porte (pente = I_d/V_g). L'impédance d'entrée du circuit est très grande (de l'ordre de l'impédance de la diode montée en sens inverse). L'impédance de sortie est très faible et varie en fonction de la tension de porte (V_g). La puissance admissible par les FET reste faible.



Dans un FET à porte isolée (MOS-FET), G1 est la porte de commande où le signal d'entrée est appliqué et, pour les MOSFET à 2 portes, la tension de G2 détermine la pente. A la différence des J-FET, la tension de commande des portes est positive par rapport à la source. Dans un substrat (équivalent du canal pour les FET) faiblement dopé P, sont insérées deux zones N fortement dopées qui sont la source et le drain ; elles sont distantes d'une dizaine de μm et séparées par le substrat P. La source est reliée au substrat. Les portes, placées entre la source et le drain, sont isolées du substrat par une fine couche d'isolant (de l'oxyde de silicium). Cette caractéristique donne son nom au MOSFET : Metal Oxyde Semiconductor. Par effet capacitif, les tensions positives présentes sur les portes attirent les rares électrons présents dans le substrat P créant ainsi une zone N conductrice plus ou moins étroite entre la source et le drain. La puissance admissible par les MOS-FET les rend fréquents dans les étages de puissance.

Le transistor unijonction (UJT), appelé aussi diode à deux bases, est composé d'un émetteur sur lequel est appliqué le signal d'entrée et de deux bases. Sa structure interne est proche de celle du FET. Ce transistor, peu courant dans les applications radio, est remplacé de nos jours par le thyristor.



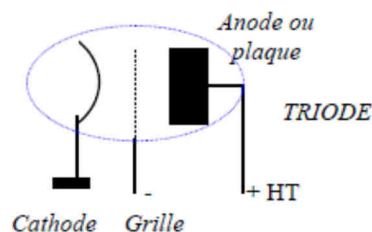
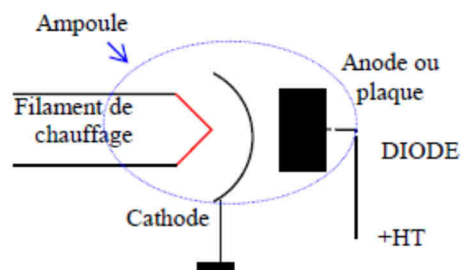
Le **thyristor** est composé d'une anode, d'une cathode et d'une gâchette et est utilisé en courant continu. Le courant circule comme dans les diodes de l'anode vers la cathode. La structure interne du thyristor est composée de deux jonctions PN mises bout à bout. Le thyristor devient totalement conducteur à la suite d'une impulsion électrique (appelée amorçage) sur la gâchette : la jonction NP centrale, normalement isolante, devient passante comme avec le transistor bipolaire. Non seulement, cette conduction est franche et brutale mais elle est permanente même après cessation du courant de gâchette. Le **triac** est composé de deux thyristors montés tête-bêche et est utilisé en courant alternatif.

6.5) Les tubes thermoïoniques

ou tubes électroniques, (*thermionic valve* en anglais ou *vacuum tube* aux US) sont encore employés dans les amplificateurs de puissance.

Les diodes thermoïoniques (appelées aussi valves) ont été les premiers tubes is au point au début du 20^{ème} siècle. Dans une ampoule en verre ou en céramique, dans laquelle on a fait le vide, se trouve deux électrodes : la cathode et l'anode.

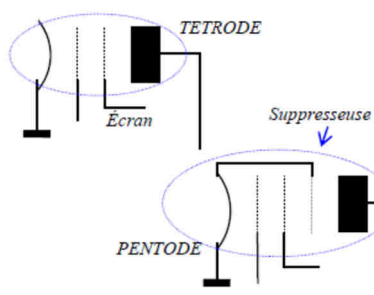
La **cathode** est constituée d'un fil métallique chauffé par un **filament** (souvent alimenté en 6,3 V). La température élevée de la cathode génère une émission d'électrons. Ceux-ci sont récupérés par **l'anode**, ou plaque, lorsque sa tension est positive par rapport à la cathode. Le courant sera d'autant plus fort que la tension plaque sera élevée (50 V et plus). Seule la diode thermoïonique est au programme de l'examen.



6.6) Les autres tubes thermoïoniques :

L'intensité plaque varie en insérant entre anode et cathode une **grille de commande**, alimentée négativement par rapport à la cathode (-6 V à 0 V). Plus la tension grille (V_g) est **négative**, plus le courant plaque (I_p) est **faible** car les électrons, qui ont une tension négative, refusent de passer à travers TRIODE la grille : ils sont repoussés par celle-ci. Ce tube s'appelle **triode** car il possède trois électrodes (voir ci-contre). A la différence du transistor bipolaire, l'intensité de sortie est commandée par la tension d'entrée. On ne parle pas de gain mais, comme pour les FET, de pente (rapport I_p / V_g).

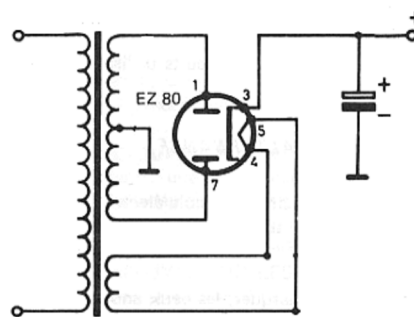
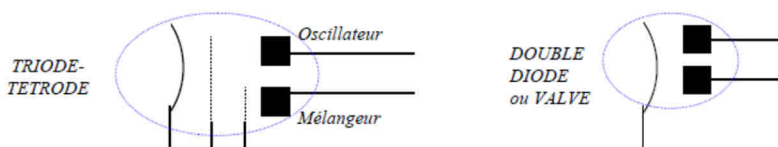
Dans les schémas, par commodité de lecture, les filaments de chauffage sont souvent représentés tous ensemble et donc à un autre endroit que les électrodes du tube.



En augmentant la fréquence du courant amplifié par le tube, des effets capacitifs entre grille et plaque nuisent au bon fonctionnement du circuit. Pour éviter ce phénomène, une électrode supplémentaire est insérée entre grille et plaque : **l'écran**. Celui-ci est alimenté à la moitié de la tension plaque et augmente l'isolement entre l'entrée et la sortie du tube. Le tube s'appelle alors **tétrode**. Un résultat similaire est obtenu avec la méthode du **neutrodyne** : un condensateur ajustable est branché entre la grille et la plaque.

Dans le tube **pentode**, une troisième grille est ajoutée, la **suppresseuse**, qui est reliée à la cathode. Sans cette grille, le choc des électrons sur la plaque les fait rebondir et retournent sur l'écran alimenté par une tension positive.

Il existe d'autres tubes avec des fonctions spécifiques et des électrodes supplémentaires. Certaines ampoules accueillent plusieurs tubes ayant des fonctions différentes (double triode, oscillateur-mélangeur, double diode)



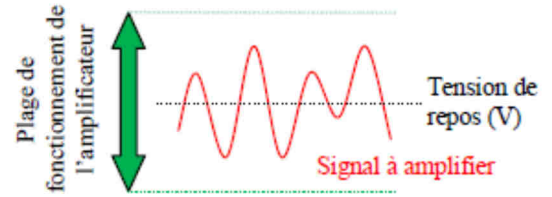
CIRCUIT D'ALIMENTATION A DOUBLE ALTERNANCE A TUBE REDRESSEUR A CHAUFFAGE DIRECT

7) AMPLIFICATEURS, OSCILLATEURS, MÉLANGEURS

7.1) Les classes d'amplification (ou de polarisation) :

Les trois classes de base (A, B et C) diffèrent selon la valeur de la tension :

Les représentations du signal d'entrée ci-dessous) par rapport à la plage de fonctionnement de l'amplificateur :



- La **classe A** est le montage le plus courant : le signal à amplifier est centré par rapport à la plage de d'amplification. La tension de repos est centrée sur cette plage et le signal à amplifier ne la dépasse jamais.

- La **classe B** utilise deux transistors qui amplifient chacun une alternance du signal. La tension de repos est fixée à la limite de la plage d'amplification de chacun des transistors. Ce montage, encombrant à cause des transformateurs, est difficile à régler et nécessite des transistors appariés aux caractéristiques identiques. Le montage avec deux transistors complémentaires (PNP et NPN) appariés évite l'emploi de transformateurs.

- En **classe C**, grâce à la résistance de polarisation R_p branchée au - ou à la masse, seule une partie du signal est amplifiée, le reste est restitué par le circuit oscillant de sortie accordé sur la fréquence d'entrée. Cette classe d'amplification est à **prohiber** dans le cas d'un **signal modulé** en amplitude (AM, BLU).

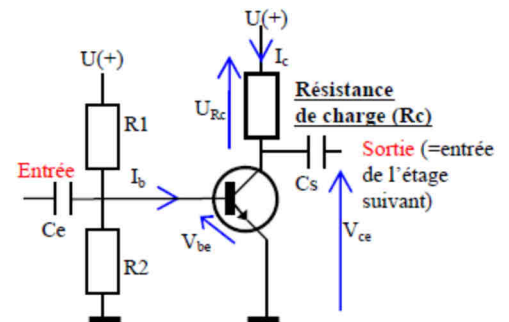
	Classe A	Classe B	Classe C
Schéma de principe			
Forme du signal amplifié			
Tension de repos / plage d'amplification	La tension de repos est centrée par rapport à la plage d'amplification	amplification par T1: - - - - et par T2 : _____. Les tensions de repos sont à la limite de la plage.	- - - - - : Restitution par le circuit LC. La tension de repos en dessous de la plage.
Commentaires	Montage classique ; génère peu d'harmoniques car très linéaire	2 transistors, 2 transformateurs ; peut générer des harmoniques impaires (3F, 5F, 7F, ...)	Montage peu courant ; génère un fort niveau d'harmoniques (2F, 3F, 4F, ...)
Rendement	30% max (50 % en théorie)	50% à 60% (78,6% en théorie)	70% à 80% (et parfois +)

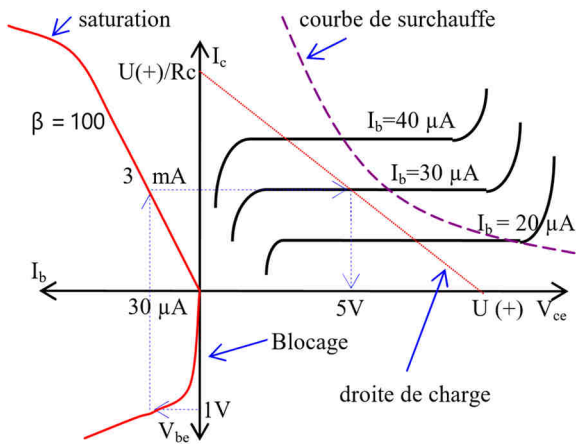
La **classe D**, utilisée en HF de très forte puissance et en audio, a un grand rendement mais repose sur la génération d'impulsions à largeur variable qu'il faut filtrer (voir principe au §8.3). Les autres classes utilisent les principes d'une des 4 classes de base (A, B, C ou D) : la **classe AB**, utilisée dans les étages de puissance, s'apparente à la classe A mais le signal d'entrée n'est plus centré sur la plage d'amplification. Lorsque la classe AB est utilisée en émission, l'amplificateur est suivi d'un filtre passe-bas pour filtrer les harmoniques produits par les non-linéarités dues aux écartements du signal amplifié. La classe AB1 se distingue de la classe AB2 par le fait que l'étage amplificateur à haute impédance n'absorbe pas de courant de l'étage qui le précède. La tension de repos de la classe AB2 a un niveau plus bas qu'en classe AB1 avec un niveau d'harmoniques plus élevé.

7.2) La résistance de charge R_c

C'est le dispositif normalement utilisé en classe A pour récupérer les variations de tension aux bornes de sortie du transistor. Les résistances R_1 et R_2 fixe la tension de repos de l'amplificateur.

Les variations de la tension d'entrée passent à travers le condensateur d'entrée, C_e , et créent les variations de I_b (effet diode de la jonction base-émetteur). Les variations de I_b créent les variations de I_c ($I_c = \beta \cdot I_b$) quelle que soit la tension d'alimentation du transistor, V_{ce} . Le courant collecteur, I_c , est traduit en tension sur R_c ($U = RI$). Cette tension est récupérée sur le condensateur de sortie, C_s , pour transmettre le signal à l'étage suivant. La résistance de charge détermine la **droite de charge** de l'amplificateur dont la pente est négative. Quand I_b est nul, I_c est nul, U_{Rc} est nul et la sortie est au potentiel d'alimentation (+). D'autre part, le courant maximum dans R_c est : $U(+)/R_c$.





Le graphique est composé de 3 quadrants. Celui du bas représente la variation du courant de base en fonction de la tension entre base et émetteur : cette courbe qui ressemble à celle de la diode en sens passant montre que le transistor est **bloqué** tant que la tension de seuil de la jonction base-émetteur n'est pas atteinte.

Le quadrant en haut à gauche représente le rapport I_c / I_b , c'est-à-dire le gain (β) du transistor. Le haut de la courbe montre que le transistor est **saturé** au delà d'un certain courant de base.

Le quadrant de droite représente les valeurs de I_c en fonction de V_{ce} pour des courants de base fixés. La droite de charge, marquée en pointillé rouge, indique les points de fonctionnement de l'amplificateur. Cette droite passe par $U(+)$, la tension d'alimentation, et par l'intensité maximale parcourue par la résistance, c'est-à-dire $U(+)/R_c$. Avec une tension V_{be} de 1 V,

l'intensité $I_b = 30 \mu A$ et l'intensité $I_c = 3 mA$ (puisque $\beta = 100$). Compte tenu de la valeur de R_c , cette valeur de I_c donne $V_{ce} = 5 V$. Les courbes sont données par le constructeur du transistor et la droite de charge (en pointillé rouge) est déterminée par le montage (la tension d'alimentation du transistor, $U(+)$, et la valeur de la résistance de charge, R_c). Pour que le circuit soit linéaire, la partie utilisée de la droite de charge doit se trouver dans la zone où les courbes I_b sont plates. Enfin, la droite de charge ne doit pas dépasser la courbe de **surchauffe** donnée par le constructeur. Au delà de cette courbe, la chaleur dégagée par le transistor ($P = V_{ce} \times I_c$) peut conduire à sa destruction.

Le graphique montre que lorsque la tension V_{be} augmente, la tension V_{ce} diminue, ce qui explique le déphasage de 180° généré par le montage. Dans cet exemple, l'impédance d'entrée est $1 V / 30 \mu A = 33 k\Omega$ et l'impédance de sortie est $5 V / 3 mA = 1666 \Omega$. Si la tension d'alimentation du circuit, $U(+)$, est 12 V, la résistance de charge aura pour valeur $(12 V - 5 V) / 3 mA = 2333 \Omega$ (une résistance normalisée de 2200Ω sera utilisée).

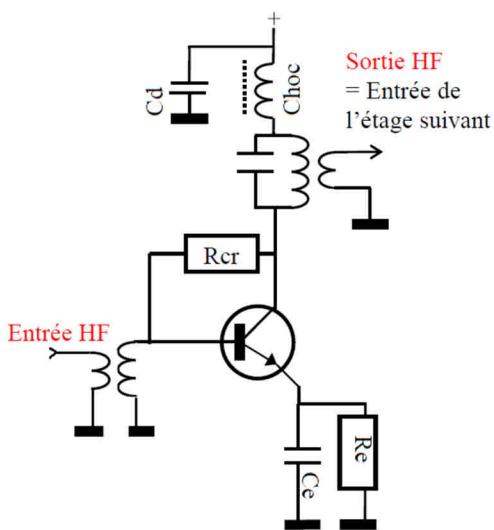
7.3 Liaisons entre les étages :

un étage est un circuit ayant une fonction ou des caractéristiques particulières (amplificateur ou autre circuit étudié dans les paragraphes suivants). Les étages peuvent être liés de différentes manières. En **direct**, le collecteur est relié à la base du transistor de l'étage suivant. Mais ce système est peu utilisé. Pour éviter les problèmes de niveau de tension, une ou plusieurs **diodes** sont rajoutées en série dans le cas d'une liaison en courant continu. Un **condensateur** en série séparera les étages dans le cas de courant alternatif. Toujours en courant alternatif et afin d'adapter des impédances, la liaison par **transformateur** est utilisée.

Un étage spécifique qui prend le nom de **séparateur** (ou tampon) sert à adapter les niveaux de puissances ou de tensions et/ou les impédances entre deux étages. Dans les synoptiques (voir chapitre 11), il est fréquent que cet étage purement technique ne figure pas car il ne sert pas à la logique du fonctionnement de l'ensemble.

7.4 Un amplificateur R.F.

L'ampli Radio Fréquences, représenté ci-dessous, amplifie de la Haute Fréquence (HF). Cet amplificateur est constitué de filtres HF (circuit bouchon) et de circuits spécifiques :



- le **condensateur de découplage Cd** relié à la masse et la **bobine de choc** montée en série au point d'alimentation du circuit évitent que la HF amplifiée « remonte » dans la ligne d'alimentation.

- les **transformateurs** adaptent les impédances entre les étages.

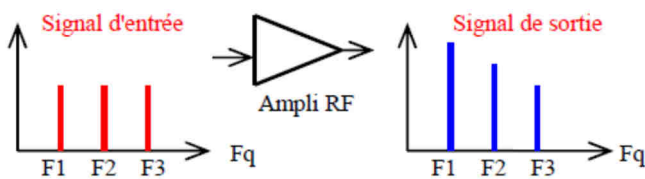
- la résistance notée R_{cr} sur le schéma est une **résistance de contre-réaction** pour limiter les **auto-oscillations** du circuit. Les capacités parasites du circuit (capacité entre les pistes du circuit imprimé par exemple) ou la mutuelle-induction entre les transformateurs peuvent transformer un amplificateur en oscillateur (voir § 7.5). R_{cr} , réinjectant une partie du signal en opposition de phase sur l'entrée, empêche l'amplificateur d'osciller.

- la résistance présente dans le circuit de l'émetteur notée R_e sur le schéma) protège le circuit de **l'emballement thermique** en évitant la destruction du transistor : lorsque la température du transistor augmente, son gain augmente, ce qui augmente son courant collecteur et donc sa température. R_e fait augmenter la tension d'émetteur lorsque

le courant augmente et réduit la tension base-émetteur, réduisant ainsi le courant de base. Un condensateur de découplage de quelques μF , noté « C_e », stabilise la tension aux bornes de R_e .

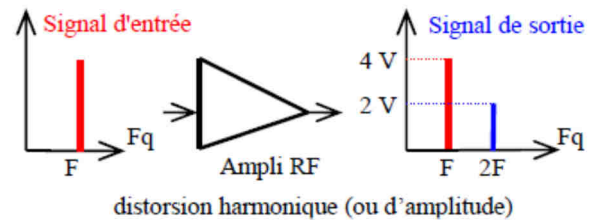
Le terme « bobine de choc » est une mauvaise traduction de « choke coil » (en anglais, to choke = étouffer) qui devrait plutôt se traduire par « bobine d'arrêt » puisque sa forte valeur arrête (ou étouffe) les courants HF.

Malgré les précautions prises, il arrive souvent qu'un amplificateur RF ne soit pas linéaire. Il y a dans ce cas des **distorsions** qui peuvent être de deux types : distorsions de fréquences ou distorsions harmoniques (aussi appelées distorsions d'amplitude). Les deux distorsions sont souvent combinées. Ces distorsions sont plus facilement lisibles avec des graphiques ayant pour abscisse la fréquence (à la manière d'un analyseur de spectre).



Il y a **distorsion de fréquences** lorsque, selon sa fréquence, le signal de sortie n'est pas proportionnel au signal d'entrée. Dans notre exemple, les fréquences élevées sont moins amplifiées que les fréquences basses. Mais l'inverse peut se produire ou encore le cas où une bande de fréquence est plus (ou moins) distorsion de fréquences amplifiée que les autres.

Dans le cas d'un amplificateur ayant une **distorsion harmonique**, s'il n'existe qu'une fréquence en entrée, plusieurs signaux harmoniques (en général 2F et 3F, et parfois plus) seront présents en sortie à des niveaux plus faibles.



Taux de distorsion harmonique (TDH, en %) c'est le rapport obtenu en divisant la tension du signal parasite par la tension du signal désiré.

$$TDH = (V_p / V_F) \times 100$$

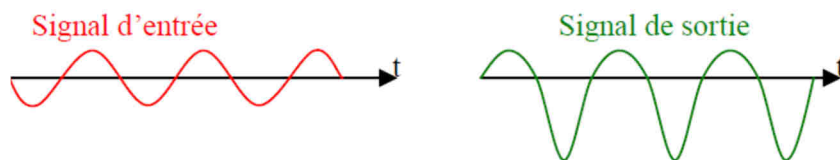
Les signaux parasites sont produits par la déformation du signal d'entrée après son passage dans l'amplificateur. La distorsion peut aussi s'exprimer par le niveau d'harmonique (en dB).

En présence de plusieurs signaux harmoniques (V_{2F} et V_{3F} par exemple), la tension du signal parasite total (V_p) est :

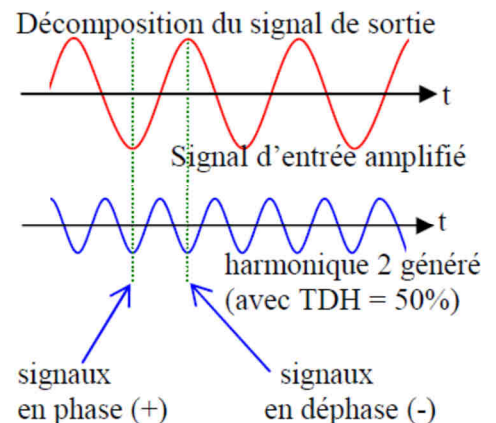
$$V_p = \sqrt{(V_{2F}^2 + V_{3F}^2 + \dots)}$$

Exemple : Quel est le taux de distorsion harmonique de l'harmonique 2 (signal 2F) ?

Réponse : $TDH = (V_{2F} / V_F) \times 100 = (2/4) \times 100 = 50\%$



Le signal d'entrée représenté ci-dessus est appliqué à l'entrée d'un amplificateur monté en classe A. En sortie, le signal est déphasé de 180° (il est inversé) mais il est aussi déformé (saturation lors de l'amplification des alternances de sortie positives). L'amplificateur mal réglé n'est pas linéaire : sa distorsion d'amplitude génère un harmonique 2. Le signal de sortie, dans notre exemple, est la superposition du signal d'entrée amplifié et de son harmonique 2.



Distorsion quadratique ou d'intermodulation, c'est une forme de **distorsion d'amplitude**. Dans ce cas, l'amplificateur se comportera en partie comme un mélangeur (voir §7.7), générant des produits du second ordre (ou produits quadratiques).

Si on applique deux fréquences F_1 et F_2 à l'entrée d'un amplificateur affecté de ce défaut, on trouvera en sortie : F_1 et F_2 (c'est la fonction première de cet amplificateur), $2x F_1$ et $2x F_2$ (comme l'amplificateur à distorsion harmonique ci-dessus) et les mélanges « classiques » :

$$F_1 \quad F_2 \quad F_1 + F_2 \quad F_1 - F_2 \text{ (ou } F_2 - F_1) \quad 2F_1 \quad 2F_2$$

Exemple : À l'entrée d'un amplificateur non linéaire générant des distorsions quadratiques, les fréquences 1 kHz et 100 kHz sont présentes. Quelles sont les fréquences en sortie ? **Réponse :** 1, 2, 99, 100, 101 et 200 kHz

Distorsions cubiques ou distorsions du 3^{ème} ordre sont générées par l'amplificateur lorsque les mélanges font intervenir trois fois les fréquences présentes à l'entrée :

$$F_1 \quad F_2 \quad 3F_1 \quad 3F_2 \quad 2F_1 + F_2 \quad 2F_2 + F_1 \quad 2F_1 - F_2 \quad 2F_2 - F_1$$

Ces deux derniers mélanges sont d'autant plus perturbants que F_1 et F_2 sont des fréquences proches.

Exemple : Un amplificateur génère des distorsions cubiques avec, en entrée, 99 et 100 kHz. Fréquences en sortie ? **Réponse :** 98 ($2F_1 - F_2$), 99 (F_1), 100 (F_2), 101 ($2F_2 - F_1$), 297 ($3F_1$), 298 ($2F_1 + F_2$), 299 ($2F_2 + F_1$) et 300 ($3F_2$) kHz

7.5) Un oscillateur

C'est un circuit générateur de signaux sinusoïdaux de fréquence calculée. Il existe des oscillateurs à fréquence fixe (à quartz) **VXO** et à fréquence variable. Ces derniers peuvent être commandés :

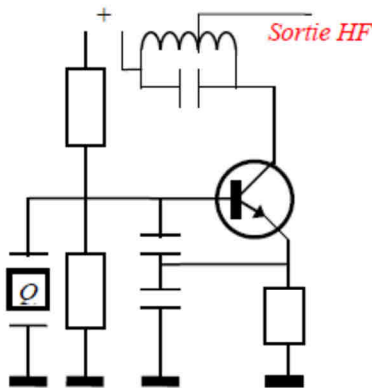
- mécaniquement avec un condensateur variable **VFO**,
- par la variation de tension sur une diode Varicap **VCO**
- électroniquement avec un synthétiseur **PLL** et plus récemment **DDS**.

Le **fréquence-mètre** mesure la fréquence d'un signal en comptant les périodes pendant une durée connue et stable. Plus cette durée est longue, plus l'affichage de la fréquence est fin. La précision de l'instrument dépend de la stabilité de la durée de mesure.

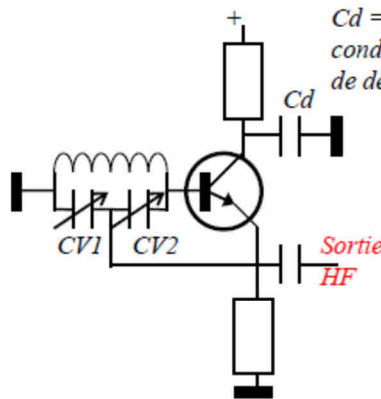
Le composant nommé **quartz** est constitué d'une lamelle de roche de quartz taillée et coincée entre les deux plaques d'un condensateur. Les quartz fonctionnent grâce à l'effet piézo-électrique du matériau. Lorsqu'une pression est exercée sur les faces d'une lame de quartz, des charges électriques y apparaissent. Inversement, si une tension est appliquée à ses faces, la lame se dilate ou se contracte selon la polarité appliquée. La vitesse de propagation du courant dans la masse du quartz est d'environ 5700 m/s. Lorsque la fréquence de la tension coïncide avec la fréquence propre du quartz, fréquence liée à ses dimensions, il y a résonance. Ainsi, une lame de quartz de 0,3 mm d'épaisseur (e), résonne en demi-onde (l'onde fait un aller-retour dans la masse du quartz) sur 9,5 MHz : $F \text{ (MHz)} = 5,7 / [2 \times e \text{ (mm)}] = 5,7 / (2 \times 0,3) = 9,5 \text{ MHz}$

Le principe de fonctionnement d'un oscillateur repose sur la **réinjection en phase** d'une partie du signal amplifié sur l'entrée du circuit. La connaissance des schémas présentés ci-dessous n'est pas au programme de l'examen. Les **facteurs affectant les conditions de stabilité** des oscillateurs sont les variations de la tension d'alimentation de l'étage, les variations de température des composants (en particulier des transistors et des quartz) et les défauts de blindage des boîtiers contenant le montage (effet de main).

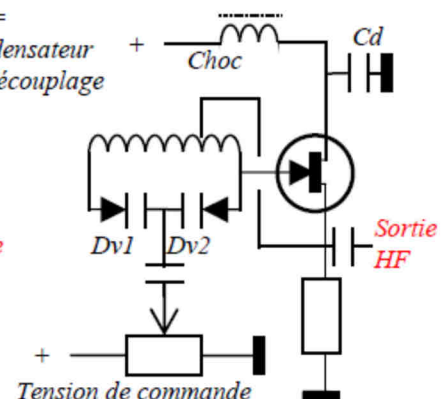
A l'examen, aucune question n'a été recensée sur les schémas fonctionnels ci-dessous. En revanche, quelques questions portent sur les synoptiques de PLL et le théorème de Shannon-Nyquist lié au fonctionnement des DDS.



Oscillateur à Quartz (VXO), système Colpitts fréquemment utilisé avec les quartz. Très stable et facile à mettre au point, il offre la possibilité d'utiliser le circuit LC de sortie en multiplicateur de fréquence (voir § 7.6).

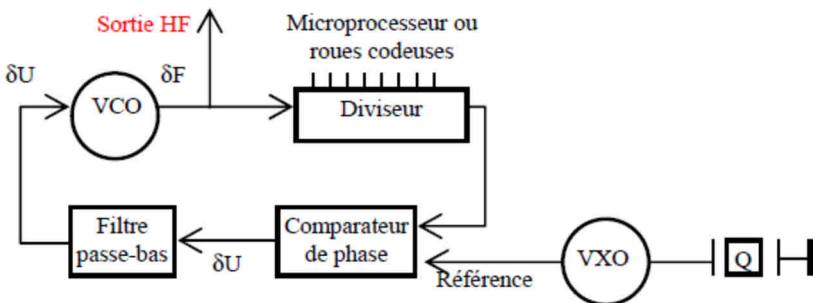


VFO système Clapp, la HF est réinjectée par le point milieu du CV. CV1 et CV2 sont les deux cages d'un condensateur variable mécaniquement liées



VCO à Varicap système Hartley construit autour d'un transistor FET. La HF est réinjectée par la bobine. La bobine de choc et le condensateur de découplage, Cd, évitent que la H.F. "remonte" dans l'alimentation

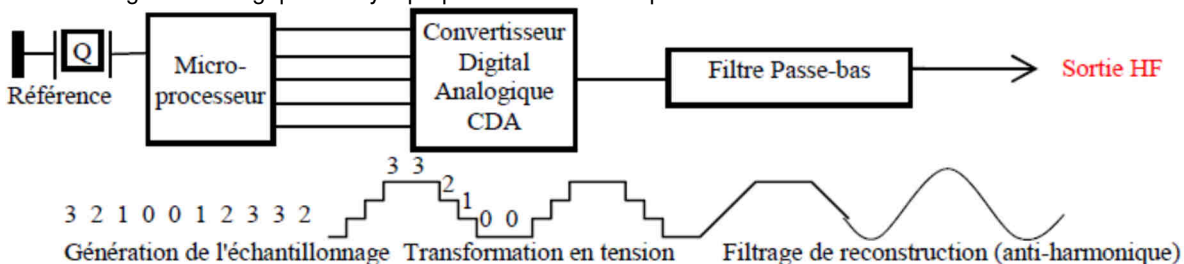
PLL : Le schéma synoptique (principe de fonctionnement), (de l'anglais : Phase Lock Loop, boucle à verrouillage de phase) est présenté ci-dessous :



Un VCO génère le signal HF dont la fréquence (δF) varie avec la tension présente sur la Varicap du VCO (δU). Le signal HF passe par un **diviseur logique** qui envoie une impulsion sur la sortie quand il a compté le nombre de période déterminé par le nombre binaire présent à son entrée et qui est généré par les roues codeuses ou le microprocesseur. Ce signal impulsionnel est comparé à un signal de référence (VXO) dont la

fréquence est très stable. En cas de déphasage, c'est-à-dire si les deux signaux n'apparaissent pas en même temps sur les deux entrées du **comparateur de phase**, celui-ci génère une tension proportionnelle à l'écart de phase entre les deux signaux. La tension de sortie du comparateur de phase roues codeuses (appelé aussi **multiplieur**) corrige la fréquence du VCO. Le filtre passe bas (généralement un filtre RC) évite les à-coups et stabilise le système. On rappelle que, pour l'examen, seuls les synoptiques sont à connaître. Le diviseur et le comparateur sont des circuits intégrés dont le fonctionnement interne n'a pas à être connu.

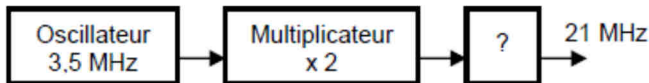
DDS (de l'anglais : Direct Digital Synthesis, synthèse digitale directe) fonctionne autour d'un microprocesseur et d'un convertisseur Digital / Analogique. Le synoptique d'un DDS est représenté ci-dessous :



Avec un programme adapté (algorithme), le microprocesseur génère la fréquence par **échantillonnage** : un chiffre représentant la tension à générer est calculé selon une cadence très stable générée par un quartz. La détermination de cette cadence est importante car, selon le **théorème de Nyquist**, la fréquence maximum générée sera la moitié de la fréquence d'échantillonnage (voir le schéma au § 8.5). En pratique, il convient même de se limiter au quart de la fréquence d'échantillonnage. En sortie du microprocesseur, un **convertisseur Digital / Analogique** (CDA, appelé aussi CNA, convertisseur numérique / analogique ou ADC en anglais) transforme les chiffres issus du microprocesseur en tension. Le signal est ensuite filtré énergiquement pour éliminer les harmoniques issus des signaux carrés (**crénelage**) générés par le convertisseur. Pour une même fréquence générée, la fréquence de référence d'un PLL est plus basse alors que celle d'un DDS est plus élevée.

7.6) multiplicateur de fréquence (FM)

C'est un circuit amplificateur RF monté en classe C (générateur de très fortes distorsions harmoniques à cause de sa non-linéarité intrinsèque) dont le filtre de sortie est accordé sur un des harmoniques de la fréquence d'entrée (x2, x3 ou x5 maximum). Si la fréquence doit être multipliée par 9, deux multiplicateurs par 3 seront montés à la suite l'un de l'autre. On ne peut que multiplier par un nombre entier.



Exemple : quel est l'étage marqué « ? »

Réponse : l'oscillateur génère du 3,5 MHz et la fréquence de sortie est 21 MHz. La fréquence de l'oscillateur est 21 MHz

donc multipliée par 6 ($21 / 3,5 = 6$). Un multiplicateur par 2 est déjà représenté. L'étage marqué « ? » est donc un étage multiplicateur par 3.

Il faut noter que le spectre d'un signal passant par un multiplicateur est modifié. Par exemple, un signal FM d'excursion de 3 kHz passant dans un doubleur de fréquence aura une excursion de 6 kHz (3×2) à la sortie du circuit. Ce signal FM restera exploitable. En revanche, un signal AM ou BLU passant par un multiplicateur de fréquences devient inexploitable car le montage en classe C utilisé n'amplifie que les crêtes du signal.

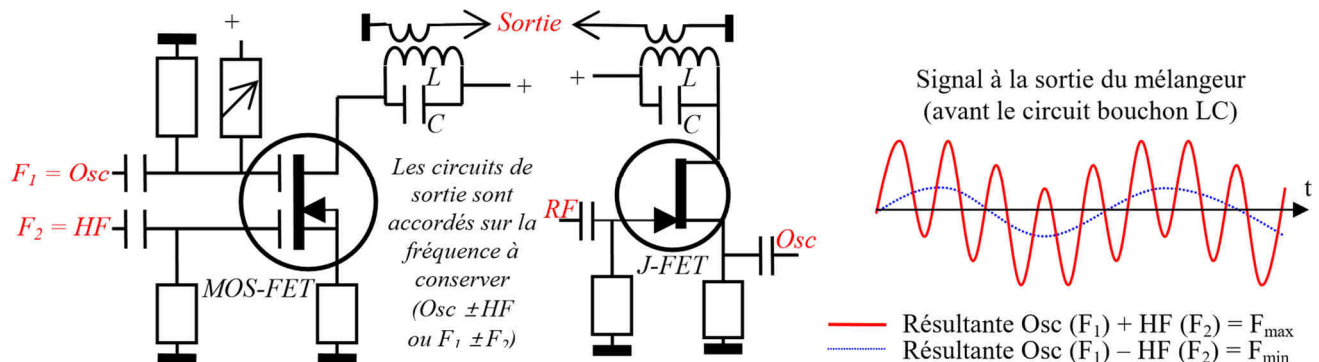
7.7) Un mélangeur

C'est un circuit multiplicateur de tension. Soient F_1 et F_2 deux fréquences présentes aux entrées du mélangeur. A la sortie de celui-ci, la somme et la différence des fréquences, soit $F_1 + F_2$ et $F_1 - F_2$, sont générées. Un filtre à la sortie du circuit permet de sélectionner une des deux fréquences générées. Dans un mélangeur, les tensions des signaux d'entrée F_1 et F_2 ne sont pas superposées (additionnées) mais multipliées entre elles car l'amplificateur n'est pas linéaire : la distorsion particulière du circuit (**distorsion quadratique**) nous permettra de récupérer en sortie un **mélange de fréquences**.

Dans les schémas ci-dessous, les deux fréquences présentes à l'entrée du mélangeur sont HF et Osc. Le graphique à droite montre le signal après le mélangeur : il y a superposition des signaux de fréquences $Osc + HF$ (trait plein) et $Osc - HF$ (en pointillé). Le filtre bouchon LC, s'il est calculé pour la fréquence $Osc + HF$, éliminera la fréquence $Osc - HF$ et vice-versa. Ainsi, après le filtre LC, le signal ne sera plus « ondulé » comme ci-dessous mais aura une amplitude constante puisque les deux signaux ne seront plus superposés.

Dans un mélangeur dont les fréquences d'entrée sont F_1 et F_2 et dont les fréquences de sortie sont F_{min} et F_{max} , on a :

$$F_{max} = F_1 + F_2 \text{ et } F_{min} = F_1 - F_2 \text{ (ou } F_2 - F_1) \text{ et aussi : } F_1 = (F_{max} - F_{min}) / 2 \text{ et } F_2 = F_{max} - F_1$$



Exemple 1 : A l'entrée d'un mélangeur, on a 5 MHz et 8 MHz. Quelles fréquences trouve-t-on à la sortie du mélangeur ?

Réponse : 1) $5 + 8 \text{ MHz} = 13 \text{ MHz}$; 2) $5 - 8 \text{ MHz}$ (ou $8 - 5 \text{ MHz}$) = 3 MHz.

Exemple 2 : À la sortie d'un mélangeur, on a 2 MHz et 22 MHz. Quelles sont les fréquences d'entrée du mélangeur ?

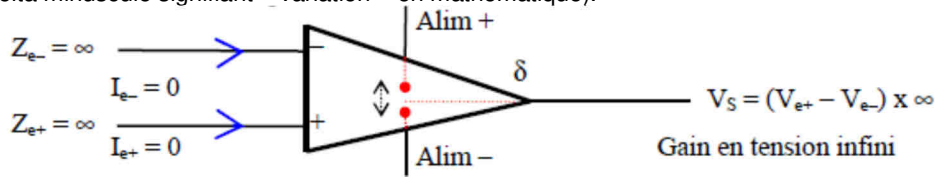
Réponse : $F_1 = (F_{max} - F_{min}) / 2 = (22 - 2) / 2 = 20 / 2 = 10 \text{ MHz}$; $F_2 = F_{max} - F_1 = 22 - 10 = 12 \text{ MHz}$.

Mathématiquement, si A et B sont les fréquences présentes à l'entrée d'un mélangeur parfait, la relation des tensions de sortie est : $\sin(A) \cdot \sin(B) = \frac{1}{2} \cdot [\sin(A + B) + \sin(A - B)]$. Si le mélangeur ne multiplie pas exactement les tensions présentes à son entrée (cas des montages Mos-Fet et J-FET ci-dessus), on trouvera en sortie les mélanges « classiques » $F_1 + F_2$ et $F_1 - F_2$ (distorsions quadratiques ou mélanges du 2nd ordre) mais aussi les fréquences F_1 et F_2 et leurs harmoniques (distorsions harmoniques, voir §7.4) ainsi que d'autres combinaisons comme par exemple $2 F_1 + F_2$ ou $2 F_1 - F_2$ qui sont des **mélanges du 3^{ème} ordre** (ou distorsions cubiques). Ceci peut provoquer des perturbations si le niveau de ces signaux parasites est élevé. Le circuit bouchon en sortie risque de ne pas être suffisant pour éliminer ces fréquences indésirables.

8) AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS et CIRCUITS LOGIQUES

8.1) Les Amplificateurs Opérationnels

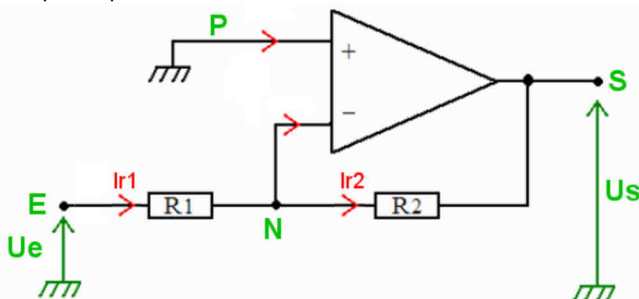
Où "Ampli Op", sont des amplificateurs linéaires et se représentent sous forme de triangle dont la pointe est la sortie. Ce sont des circuits intégrés où, parfois, deux ou plusieurs amplificateurs opérationnels cohabitent dans le même composant. Un amplificateur opérationnel possède deux entrées : une normale (+) et une inverseuse (-) et une sortie différentielle (δ lettre grecque delta minuscule signifiant « variation » en mathématique).



Les amplificateurs opérationnels ont une **impédance d'entrée infinie** : aucun courant ne circule dans les entrées. L'impédance de sortie, théoriquement nulle, est très faible. Le **gain en tension** (noté G) **est infini** : la moindre différence de potentiel entre les deux entrées fait basculer la tension de sortie vers la valeur + ou - de l'alimentation (ou les tensions d'offset). Si la tension présente sur l'entrée - est inférieure à celle présente sur l'entrée +, la sortie sera au reliée à Alim + (ou Offset +). Dans le cas contraire, la sortie sera reliée à Alim -.

8.2) Le montage fondamental

Il est représenté ci-dessous. Le signal est appliqué à l'entrée inverseuse. Le montage fait appel à une contre-réaction grâce à la résistance R2. La tension au point N est stabilisée par rapport à la tension au point P. L'alimentation du circuit n'est pas représentée, comme c'est souvent le cas dans les schémas.



$$U_S = -U_E \cdot (R_2 / R_1) = U_E \cdot G$$

$$G = -(R_2 / R_1)$$

Lorsque la tension du signal d'entrée U_E est positive, la tension U_N est aussi positive et est supérieure à $U_P (= 0 \text{ V})$. U_N étant appliqué à l'entrée négative de

l'amplificateur opérationnel, la sortie sera reliée au - de l'alimentation. Cette tension négative en S va, par la contre-réaction de R2, diminuer la tension en U_N et lorsque U_N atteindra une valeur inférieure à U_P , la sortie basculera vers le + de l'alimentation du circuit, ce qui, par la contre-réaction de R2, fera augmenter U_N . Le système se stabilisera autour de la tension U_P avec $U_P = U_N = 0 \text{ V}$ (masse ou tension de référence). Ce montage ne fonctionne que si l'amplificateur opérationnel est alimenté en + et en - (par exemple en +5 V et en -5 V). En alimentant l'amplificateur opérationnel « classiquement » entre une tension de 12 volts et la masse, la tension de référence (au point P) ne sera plus 0 V mais une tension intermédiaire (5 V par exemple) générée par un pont de résistances.

Dans la résistance d'entrée R1, située entre E et N, on a $I_{R1} = U_E / R_1$ puisque $U_N = 0$. L'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est infinie ($I_{e-} = 0$), donc $I_{R1} = I_{R2}$. La sortie S du montage sera à la tension $U_{R2} = U_E \times (-R_2 / R_1) = U_S$. Le gain en tension est donc négatif et est égal à :

$$G = -(R_2 / R_1)$$

Il n'y a pas de gain en intensité ($I_E = I_{R1} = I_{R2} = I_S$). On pourra aussi utiliser les triangles ci-dessous comme pour la loi d'Ohm. Cependant, il faut faire attention au signe négatif de la résistance R2 (contre-réaction) dans les triangles avec R. Le gain est ici un coefficient multiplicateur avec inversion de phase et ne doit pas être exprimé en dB.

Exemple 1 : Quel est le gain de ce montage ?

Réponse : gain = $-R_2 / R_1$

$$= -25\text{k} / 5000 \text{ R}_1 = 5000 \ \Omega$$

$$= -25000 / 5000 \text{ R}_2 = 25 \text{ k}\Omega = -5$$

Exemple 2 : Un amplificateur opérationnel est monté en inverseur. Le gain du montage est de -3 avec une résistance à l'entrée (R1) de 10 000 ohms. Quelle est la valeur de la résistance de contre-réaction (R2) ?

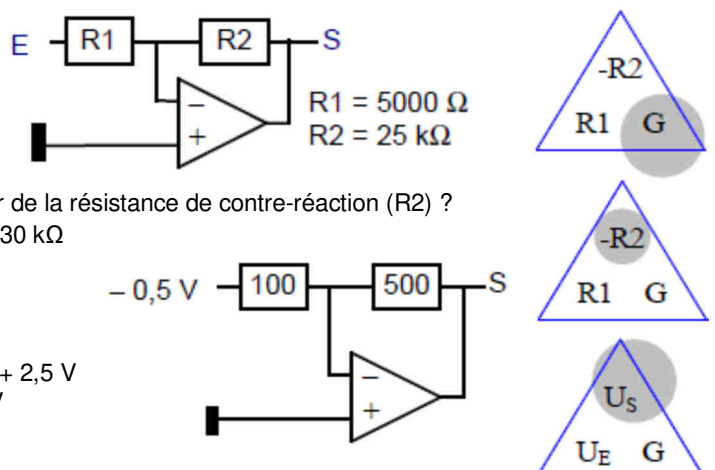
Réponse : $R_2 = -(G \times R_1) = -[(-3) \times 10\ 000] = 3 \times 10\ 000 = 30 \text{ k}\Omega$

Exemple 3 : quelle est la tension de sortie ?

Réponse : gain = $-R_2 / R_1 = -500 / 100 = -5$

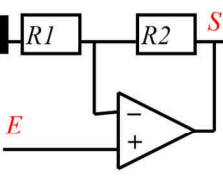
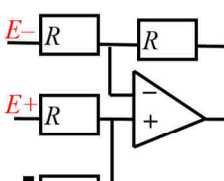
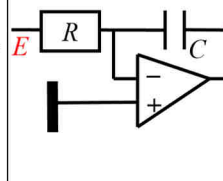
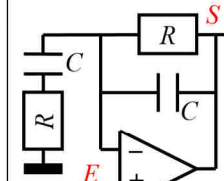
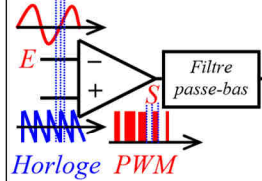
Tension de sortie = tension d'entrée x gain = $-0,5 \text{ V} \times (-5) = +2,5 \text{ V}$

ou $U_S = -U_E \times (R_2 / R_1) = -[(-0,5 \text{ V}) \times (500 / 100)] = +2,5 \text{ V}$



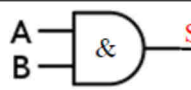

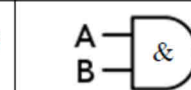
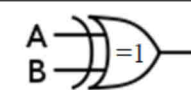
8.3) Autres montages :

Quelques exemples ci-dessous mais seul le montage du § 8.2 est au programme de l'examen. Toutefois, quelques questions ont été recensées sur le montage non inverseur dont le gain est : $G = (R2 / R1) + 1$ (ou encore $G = (R2 + R1) / R1$ qui donne le même résultat).

Non inverseur	Soustracteur	Intégrateur	Filtre RC	Ampli classe D
 <p>$G = (R2 / R1) + 1$ $U_S = U_E \cdot G$</p>	 <p>$G = -1$ (si R constant) $U_S = (U_{E+}) - (U_{E-})$</p>	 <p>$t(s) = R(\Omega) \cdot C(F)$ Au bout de $5t$, le condensateur C est chargé : $U_S \approx U_E$</p>	 <p>Filtre de bande 2 cellules (12 dB/oct.) $F(Hz) = 1/[2\pi R(\Omega) \cdot C(F)]$</p>	 <p>Horloge PWM Amplificateur PWM (sortie en impulsions à largeur variable) si $V_E < V_B$, alors V_S, sinon 0</p>

8.4) Circuits logiques :

Les portes ET, OU, NON ET, et OU EXCLUSIF sont des circuits logiques. Ces circuits sont omniprésents dans les transceivers modernes car ils contrôlent les logiques de commandes et d'affichage. La logique de ces circuits et de leurs combinaisons fait appel à l'**algèbre de Boole**. A l'examen, aucune question sur ces circuits n'a été recensée bien que les « circuits numériques simples » soient au programme.

Circuit logique	ET (AND ou &)	OU (OR ou ≥1)	NON ET (Nand)	OU Ex (XOR ou =1)
Schéma				
Calcul de Boole	$S = A \cdot B$	$S = A + B$	$S = \overline{A \cdot B} (= \overline{A} + \overline{B})$	$S = A \oplus B (= \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B})$
Table de vérité	A	B	Sortie	Sortie
	1	1	1	0
	1	0	0	1
	0	1	0	1
0	0	0	0	

Les circuits logiques sont des opérateurs binaires : ils ne connaissent que deux positions : 0 ou 1. Les **niveaux logiques** sont à 1 pour une tension proche de 5 V et à 0 pour 0 V (logique TTL).

La sortie d'une **porte ET** (AND) (bord gauche droit et bord droit arrondi ou simplement notée &) est à 1 quand les deux entrées A et B sont à 1. La logique de cette porte correspond à la multiplication en algèbre booléenne.

La sortie d'une **porte OU** (bord gauche arrondi et bout pointu ou simplement notée ≥1) est à 1 si une entrée est au niveau 1. La logique de cette porte correspond à l'addition en algèbre booléenne.

Une **porte NON** (différenciée par un rond sur la sortie) a sa logique inversée. Toute position à 1 est transformée en position à 0 et inversement. De même, la logique de la porte d'entrée est inversée si un rond se trouve devant celle-ci. La logique de cette porte correspond au complément en algèbre booléenne (trait au-dessus de la valeur).

La sortie d'une **porte OU EXCLUSIF XOR** (bord gauche double arrondi et bout pointu ou simplement noté =1) est à 1 si une et une seule entrée est à 1. En algèbre booléenne, l'opération est représentée par le signe \oplus

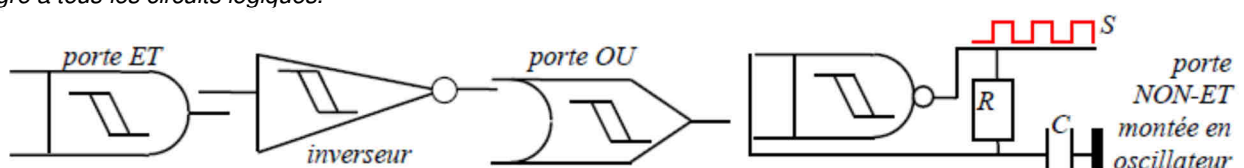
Les circuits logiques peuvent avoir plus de 2 entrées. La logique reste la même mais il faut relier les entrées non utilisées au 0 ou au 1 selon la logique que l'on veut obtenir en sortie. Comme pour les amplificateurs opérationnels, plusieurs circuits logiques ayant une alimentation commune cohabitent dans le même boîtier.

Les tables de vérités, appelées aussi tables de Carnot, peuvent aussi se présenter sous forme de tableau cartésien (tableau à double entrée). Dans ce cas, les valeurs des entrées se trouvent en haut et à gauche du tableau. La valeur de la cellule au croisement de deux entrées est la valeur de la sortie. La table de vérité ci-contre est celle d'une porte Non Ou (NOR en anglais).

		Entrée A	
		1	0
Entrée B	1	0	0
	0	0	1

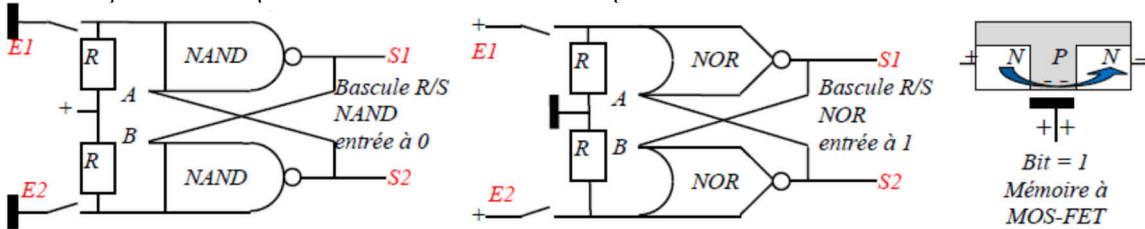
La logique TTL fonctionne avec des tensions 0 V et 5 V. Mais lorsque la tension n'atteint pas ces valeurs extrêmes ou lorsque la tension passe de 0 à 5 V (ou l'inverse), le circuit logique auto-oscille.

L'endroit, mal défini, entre le 0 et le 1 est dû à l'hystérésis. Le trigger de Schmitt est conçu spécialement pour éviter ce problème : la tension de transition de l'état 0 à 1 est supérieure à la tension de transition de 1 à 0. Ce montage peut être intégré à tous les circuits logiques.



Du fait de leur instabilité, les triggers de Schmitt peuvent être montés en oscillateurs (générateurs de signaux carrés) grâce à un condensateur (C) contrôlé par une résistance (R) en contre-réaction.

Le montage ci-dessous (appelé bascule R/S : R = Reset = Remise à Zéro ; S = Set = Positionner à 1) recopie et mémorise la dernière valeur de E1 ou de E2 sur la sortie S1 ou S2 dont les valeurs sont complémentaires. Ce circuit est remplacé dans les mémoires de stockage actuelles par un condensateur (servant de mémoire) couplé à un transistor MOS-FET qui est passant lorsque la tension présente sur le condensateur est positive.



Bascule R/S NAND : seul l'interrupteur E1 est fermé donc E1 est à 0, A est à 0 par hypothèse, S1 est à 1 (sortie inverseuse), E2 est à 1 (grâce à R), B aussi (=S1); S2 est à 0 (sortie inverseuse), A est donc bien à 0 et S1 reste à 1 (même si E1 n'est plus à 0). En supposant que A est à 1, E1 étant à 0, S1 est toujours à 1, donc la valeur initiale en A n'a aucune influence sur le système. La bascule s'inverse si E2 passe à 0 (S2 passe à 1 et S1 à 0)

Bascule R/S NOR : seul l'interrupteur E1 est fermé donc E1 est à 1, A est à 1 par hypothèse, S1 est à 0 (sortie inverseuse), E2 est à 0 (grâce à R), B aussi (=S1); S2 est à 1 (sortie inverseuse), A est donc bien à 1 et S1 reste à 0 (même si E1 n'est plus à 1). La bascule s'inverse si E2 passe à 1 (S2 passe à 0 et S1 à 1).

8.5) Système binaire et traitement numérique du signal :

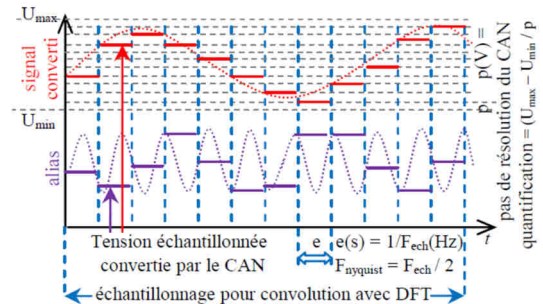
le système binaire repose sur les bits (Binary digiT, chiffre binaire en anglais) qui ne peuvent prendre que deux valeurs : 0 ou 1 (base 2). En revanche, en système décimal (base 10), 10 symboles (0 à 9) sont disponibles. Pour coder un nombre supérieur à 9, on utilise les dizaines puis les centaines. En binaire, n'ayant que deux valeurs pour exprimer un nombre, nous sommes contraints de compter autrement : après 0, on a 1, puis on a 10, puis 11, puis 100, etc.

Utiliser des nombres en système binaire est lourd. Aussi, un système de codage sur 8 bits formant un octet est utilisé en informatique. 1 ko (kilo-octet) comporte 1024 (=2¹⁰) octets et 1 Mo (méga-octet) comporte 1024 ko. Chaque octet est composé de 2 demi-octets codés en hexadécimal (base 16). Les valeurs 10 à 15, inconnues dans le système décimal, sont codées A à F selon la table ci-dessous.

Décimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Binaire	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Hexadécimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F

On rappelle que, pour codifier une classe d'émission transmettant des données, on utilisera en troisième caractère la lettre D (voir §R-1.2). Transmettre des données impose de vérifier que tous les bits ont été reçus correctement. Un seul bit corrompu rend les données inexploitable. Le système de correction (CRC, contrôle de redondance cyclique) demandera dans une liaison bilatérale la retransmission des données défectueuses (ARQ) après contrôle de la station réceptrice ou, lorsque plusieurs stations reçoivent les données, ajoutera des bits de contrôle permettant la correction automatique des erreurs (FEC) par les stations réceptrices.

Un convertisseur analogique numérique (CAN ou ADC en anglais) prélève un échantillon de la tension d'un signal à intervalle fixe (durée d'échantillonnage). La quantification est la résolution de l'échantillon (nombre de valeurs possibles du signal). La fréquence de Nyquist est la fréquence maximum de conversion et est égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage (F_{ech}). Un alias est un signal converti issu de fréquences supérieures à la fréquence de Nyquist (insérer un filtre passe-bas avant le CAN pour l'éliminer) Un convertisseur numérique analogique (CNA) convertit un nombre en tension.



Au § 2.1, nous avons vu que n'importe quelle fonction périodique est la somme de fonctions sinusoïdales dont les fréquences sont multiples de la période. La Transformée Normale de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) convertit un nombre fixe d'échantillons (12 dans le schéma ci-dessus) en coefficient multiplicateur des fréquences harmoniques du signal de base (convolution). La Transformée Rapide de Fourier (Fast Fourier Transform FFT), utilisée dans les cartes-son, accélère le traitement en réduisant les calculs mais on perd en finesse et le nombre d'échantillons à traiter doit être une puissance de 2 (2, 4, 8, 16, ..., 1024, ..., 8192,...)

Moins gourmands en temps de calcul que les FFT, on trouve aussi des filtres numériques FIR (Réponse Impulsionnelle Finie) et IIR (Réponse Impulsionnelle Infinie). Un filtre FIR imite la réponse en fonction du temps d'un filtre RC ou LC à partir de la réponse du filtre à une impulsion isolée en entrée (avec des piles de mémoires servant de retardateur). La réponse du filtre FIR est finie car l'influence du signal d'entrée s'arrête lorsque tous les retardateurs ont été activés. Toutefois, un filtre FIR a des limites : un filtre actif avec contre-réaction ne peut être imité. On a alors recours au filtre IIR, plus complexe à mettre en oeuvre, dont la rétroaction vient corriger sur chaque retardateur le résultat du FIR à partir duquel il est construit. La réponse du filtre IIR est infinie car, en théorie, la rétroaction perdure indéfiniment avec le risque d'auto-osciller.

Section C : Radioélectricité

9) PROPAGATION et ANTENNES

9.1) Relation longueur d'onde/fréquence

La longueur d'onde, d'une manière générale, se définit par les deux relations suivantes :

$$\lambda(m) = v (m/s) / F (Hz) \quad \text{et} \quad \lambda(m) = v (m/s) \times t(s)$$

La longueur d'onde, notée λ (lettre grecque lambda minuscule), est la distance (en mètres) entre deux points identiques d'une onde (période) dans son milieu de propagation ; v est la vitesse de l'onde (en m/s), c'est-à-dire la vitesse de propagation de l'onde ; F est la fréquence (en Hz) et t est le temps que dure la période (en s). La longueur d'onde est directement fonction de la vitesse de l'onde dans son milieu de propagation.

Les ondes radioélectriques se propagent dans le vide et dans l'air à la vitesse de la lumière (299.792.458 m/s, toujours arrondi à 300.000 km/s), on a la relation : $\lambda(m) = 300.000.000 / F(Hz)$ ou $\lambda(m).F(Hz) = 300.000.000 \text{ m/s}$. Les formules ci-dessous sont le plus souvent utilisées avec le multiple MHz pour la fréquence et le mètre pour la longueur d'onde.

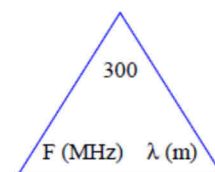
$$\lambda(m) = \frac{300}{F(\text{MHz})} \quad \text{ou} \quad F(\text{MHz}) = \frac{300}{\lambda(m)}$$

Exemple 1 : Quelle est la longueur d'onde d'une fréquence de 14,1 MHz?

Réponse : $L(m) = 300 / 14,1 = 21,27 \text{ m}$

Exemple 2 : Quelle est la fréquence dont la longueur d'onde est de 3 cm ?

Réponse : $3 \text{ cm} = 0,03 \text{ m}$; $F(\text{MHz}) = 300 / 0,03 = 10\,000 \text{ MHz} = 10 \text{ GHz}$



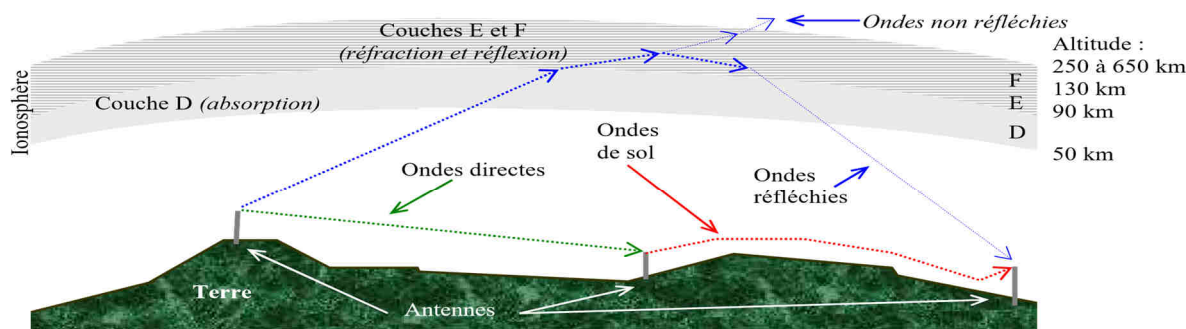
Lorsque les stations sont en mouvement l'une par rapport à l'autre (trafic via satellite), la vitesse de propagation est modifiée : si les stations se rapprochent très rapidement, la vitesse diminue, ce qui augmente artificiellement la fréquence de réception (effet Doppler). Et inversement lorsque les stations s'éloignent.

9.2) Propagation

Les ondes radioélectriques (ou ondes hertziennes, du nom de Heinrich Hertz qui les mit en évidence à la fin du XIX^{ème} siècle) sont des champs électromagnétiques qui se propagent dans l'air ou le vide de la même manière que l'onde formée par un caillou jeté au milieu d'une mare : des ronds concentriques se déplacent à partir du centre à la vitesse de propagation de l'onde. La distance entre deux bosses reste fixe et représente la longueur d'onde. Lorsque l'onde atteint un bord de la mare, elle se réfléchit et repart selon l'angle avec lequel elle a heurté le bord. Si on voit nettement l'onde se déplacer, l'eau (les électrons pour les ondes radio), en revanche, ne se déplace pas. Pour s'en convaincre, il suffit d'observer une feuille flottant sur l'eau qui va être ballottée au passage de l'onde créée par le caillou jeté mais qui ne sera pas emportée par l'onde.

Les ondes radioélectriques peuvent se propager de différentes façons :

- en **ondes directes**, les antennes sont en vue l'une et l'autre. Ce mode de propagation fonctionne sur toutes les fréquences mais reste le mode de propagation privilégié des fréquences élevées (au-delà de 100 MHz)
- en **ondes de sol**, les ondes suivent le relief terrestre. Ce mode de propagation ne fonctionne que sur les fréquences basses (au-delà de 2 MHz, les ondes de sol sont fortement atténuées)
- en **ondes réfléchies**, une partie des ondes rebondissent sur les hautes couches de l'atmosphère, fortement ionisées (ionosphère, couches E et F) par le rayonnement solaire, redescendent sur la terre, d'où elles peuvent être renvoyées vers l'espace. Un bond ne peut dépasser 4.000 km du fait de la courbure de la terre et de l'altitude de réflexion. Sur son parcours, l'onde doit traverser la couche D de l'ionosphère qui atténue fortement les bandes basses (40 m et +). Ce mode de propagation est essentiellement lié aux ondes courtes (gamme HF).



Dans le tableau ci-dessous, l'ensemble du spectre radioélectrique est représenté : les gammes d'ondes sont données (radiofréquences puis fréquences optiques et enfin rayonnements ionisants), ainsi que les longueurs d'onde (abréviation de l'adjectif qualificatif pour les radiofréquences) et les fréquences associées à ces gammes. Les modes de propagation des différentes gammes d'ondes sont indiqués dans la dernière ligne du tableau.

λ (m)	mm	km	hm	dam	m	dm	cm	mm	10^{-4}	10^{-5}	μm	10^{-7}	10^{-8}	nm	10^{-10}	10^{-11}	pm	10^{-13}
Fréq. (Hz)	10^4	10^5	10^6	10^7	10^8	10^9	10^{10}	10^{11}	10^{12}	10^{13}	10^{14}	10^{15}	10^{16}	10^{17}	10^{18}	10^{19}	10^{20}	10^{21}
Gammes d'ondes	VLF LF MF HF VHF UHF SHF EHF radiofréquences gérées par l'UIT (de 9 kHz à 275 GHz)								Infrarouges		spectre visible		UV		Rayons X		Rayons γ Rayons cosmiques	
Propagation par ondes	de sol				réfléchies				directes				photoniques					

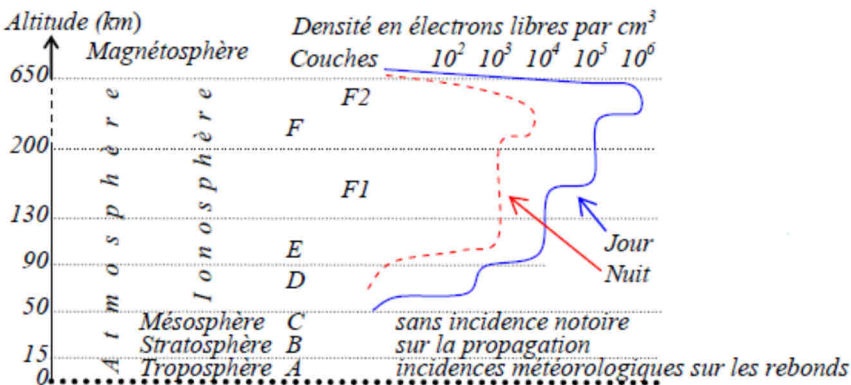
9.3) La propagation en ondes réfléchies

(ou ondes d'espace) : l'ionosphère est la zone la plus élevée de l'atmosphère terrestre. Elle se situe entre 50 et 650 km d'altitude. Sous l'influence du rayonnement UV du soleil, les gaz ionisés et les électrons libres qui forment le plasma sont très abondants dans cette zone. La densité du plasma augmente en fonction de l'altitude par paliers successifs, ce qui permet de diviser l'ionosphère en 3 régions (ou couches) : D (50 à 90 km), E (90 à 130 km) et F (130 à 650 km). A l'approche de la magnétosphère, la densité du plasma diminue. A chaque augmentation de densité du plasma et selon l'angle avec lequel l'onde traverse les couches, l'onde est réfractée (l'onde prend une direction plus perpendiculaire à la couche traversée) et peut, selon la densité du plasma et la fréquence, être réfléchi (l'onde retourne vers la terre).

La région D doit être traversée par les ondes pour atteindre les couches E et F et disparaît dès la tombée de la nuit. La région D est constituée de molécules d'oxygène et d'azote (O_2 et N_2). La densité du plasma (100 électrons par cm^3) est faible et provient de la photo-ionisation due au rayonnement X. Cette couche ne réfléchit pas les ondes mais elle atténue les signaux qui la traversent. Pour minimiser cette atténuation, en particulier sur les bandes basses (40 m et +), on utilise des antennes ayant un angle de radiation faible (on vise l'horizon).

L'ionisation de la région E est faible en milieu de journée et très faible la nuit. Toutefois, dans des conditions particulières liées à la présence d'ions métalliques, cette couche (appelée alors E sporadique) peut être plus fortement ionisée (jusqu'à 100.000 électrons libres par cm^3). Dans ce cas, une seule réflexion est possible sauf lorsque cette ionisation est suffisamment répartie, ce qui est rare et impossible à prévoir.

La région la plus haute de l'ionosphère, la couche F, possède la densité d'électrons la plus élevée (jusqu'à 1 million d'électrons par cm^3 dans la journée) et est constituée d'oxygène atomique (O) photo-ionisé par les rayonnements UV du soleil. La partie basse de la région F (entre 130 à 200 km d'altitude) est appelée zone F1 tandis que le reste est appelé F2. L'altitude de cette dernière couche est variable (jusqu'à 650 km). Des réflexions multiples sur cette couche permettent de "faire le tour de la terre" en faisant plusieurs "bonds". Pendant la nuit, les couches F1 et F2 fusionnent en une seule couche F vers 250 km d'altitude.



A l'approche de la magnétosphère, la densité en électrons libres diminue. La densité en électrons libres par cm^3 , est variable selon l'altitude des couches ionosphériques et selon la période de la journée (jour ou nuit).

La saison (durée du jour), l'activité solaire et l'activité magnétique terrestre modifient sensiblement ces densités.

Un circuit est le parcours de l'onde d'un point à un autre. Les conditions de propagation varient tout au long de ce parcours. Le lieu de réflexion de l'onde sur la Terre est primordial : l'atténuation est minimale sur la mer (0,3 dB) mais devient critique sur terre (7 dB sur un champ, plus de 10 dB en zone urbaine). Les conditions météorologiques du lieu de réflexion sur la Terre ont une incidence non négligeable sur la propagation.

Plus la fréquence croît et plus l'angle de radiation à partir de l'antenne est élevé, plus l'onde a de chances de traverser les couches sans être réfléchi, elle n'est que réfractée et se perd alors dans l'espace. La fréquence maximum utilisable (FMU) est la fréquence pour laquelle une onde sera propagée d'un point à l'autre de la terre par réflexion sur les couches E ou F avec l'angle de départ le plus proche de l'horizon.

Les signaux se dirigeant vers les couches F doivent traverser la couche D, dont l'absorption augmente quand la fréquence diminue. Mais la couche E est aussi capable de réfléchir les ondes radio. Si la FMU de la couche E est trop haute, les signaux vers ou venant de la couche F seront stoppés. La limite plancher de la fréquence utilisable est appelée Fréquence Minimum Utilisable (LUF) pour la couche D et Fréquence de coupure de la couche E (ECOF). On doit donc utiliser pour un circuit une fréquence comprise entre d'une part la FMU et d'autre part la plus élevée des deux fréquences suivantes : ECOF (limites de la réfraction ionosphérique) ou LUF (atténuation maximale tolérable).

Mais il se peut, à certaines heures de la journée, que ECOF ou LUF soit supérieure à FMU. La liaison, dans ce cas, a peu de chances d'être réalisable.

Les calculs de prévision de propagation (détermination de FMU, LUF et ECOF) tiennent compte de l'activité solaire et sont donnés pour une date et une heure (éclairage de la Terre par le Soleil). Ces calculs sont basés sur une puissance de 100 W dans un dipôle orienté dans la direction du correspondant potentiel. La fréquence optimum de travail (FOT) correspond à 80% de la FMU.

En règle générale, sur les bandes décadiques, un contact avec un parcours de jour est plus facilement réalisable sur une bande qu'un contact avec un parcours de nuit sur cette même bande. Ceci implique, pour les européens, que les contacts lointains vers l'Est (Asie) se font de préférence le matin et les contacts vers l'Ouest (Amériques) se font plus facilement en fin de journée, le soleil éclairant la fin du parcours de l'onde. De plus, les bandes basses restent plus longtemps « ouvertes » que les bandes hautes une fois que le soleil ne les ionise plus.

L'activité solaire a un cycle d'une durée moyenne de 11 ans. Les cycles sont numérotés depuis 1761 et le cycle suivant commence lors du minimum d'activité. Le cycle en cours (cycle 24) a débuté en 2009 et a connu son maximum en 2013 mais son activité est la plus faible depuis 100 ans (indice R inférieur à 100). L'activité solaire est mesurée par deux indices fortement corrélés, Fs et R. Fs (ou ϕ lettre grecque minuscule phi) est le flux solaire et est mesuré par le bruit solaire sur 2,8 GHz en W/Hz/m². Fs a une valeur comprise entre 60 et 300. L'indice R (ou nombre de Wolf) exprime le nombre relatif de taches solaires observées (les taches les plus grosses ont une valeur plus forte, IR5 est la moyenne des indices R des cinq derniers mois). L'indice R a une valeur comprise entre 0 et 200. Plus les indices Fs et R sont élevés, plus forte est l'activité solaire.

L'activité magnétique terrestre influe sur la propagation car la magnétosphère est voisine de l'ionosphère. Cette activité est mesurée par les indices K et A. L'indice K (de 0 à 9) est fonction de l'intensité du champ magnétique (mesuré en nT, nanoteslas) pour une latitude donnée. L'indice A reflète l'activité géomagnétique issue des gaz ionisés chauds et magnétisés amenés par le vent solaire. Celui-ci est constitué de particules éjectées du soleil lors de ses éruptions. Elles arrivent sur Terre au bout de quelques jours et pénètrent sans collision dans la magnétosphère créant des orages géomagnétiques voire des aurores boréales dans des latitudes basses lorsque l'activité est importante, ce qui nuit à la propagation des ondes car elles sont atténuées.

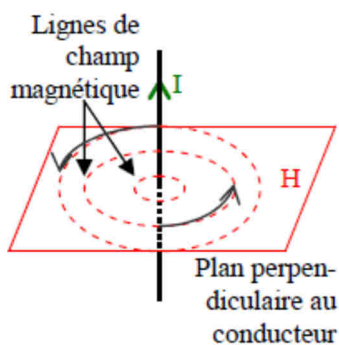
Les ondes de sol, appelées aussi ondes de surface, se propagent en restant très près de la surface de la Terre. Elles y subissent très vite une forte absorption et ce, d'autant plus que leur fréquence est élevée. Bien entendu, le profil du relief entre l'antenne d'émission et celle de réception est déterminant. Dans les bandes LF et VLF (300 kHz et en dessous), les ondes se propagent à l'intérieur d'un guide d'ondes dont l'une des parois est la surface terrestre et l'autre paroi est la couche D de l'ionosphère. Les espérances de distances de propagation en fonction de la fréquence sont les suivantes : 300 kHz : 2.000 km ; 4 MHz : 100 km ; 10 MHz : 50 km. Mais la conductivité du sol a aussi une grande importance. Ainsi, pour un trajet maritime pour lequel la conductivité de la mer est très élevée, il est possible, à 2 MHz, d'obtenir une portée supérieure à 500 kilomètres. On voit le peu d'efficacité de l'onde de sol sur les fréquences décadiques et au delà.

En ondes directes, les antennes sont en vue l'une de l'autre. Toutefois, pour les fréquences les plus basses (ondes métriques et décimétriques), lorsque les ondes rencontrent un obstacle, il se produit un phénomène de diffraction qui permet à l'onde de suivre le relief terrestre, comme le font les ondes de sol, mais à un moindre degré : l'obstacle que forme une montagne par exemple rendra un contact hasardeux.

D'autres modes de propagation existent mais seuls les radioamateurs les utilisent car ils sont peu fiables ou nécessitent des puissances élevées. Ce sont, entre autres, les diffusions troposphériques, les « Duct » (sorte de guide d'ondes), les réflexions sur les traînées ionisées de météorites, sur la Lune (Moon Bounce), sur les nuages de pluie (rain scattering) ou lors des aurores boréales. Ces modes sont utilisés essentiellement en VHF et UHF.

9.4) Une antenne

C'est un dispositif assurant la liaison entre le milieu de propagation (l'espace libre) où les ondes sont des champs électromagnétiques et une structure dans laquelle les ondes circulent sous forme de courant électrique (en général, la ligne de transmission). Une antenne est un dispositif passif, donc réciproque : ses caractéristiques (gain, directivité, impédance) en émission et en réception sont identiques.



Lorsqu'un courant continu (noté I) circule dans un conducteur, une excitation magnétique (champ magnétique noté H) apparaît. Ce champ est perpendiculaire au conducteur et est tangent aux lignes de force du champ qui entourent le fil (règle des trois doigts ou du tire-bouchon). Ce champ magnétostatique et son sens seront mesurés grâce à un aimant ou une boussole (expérience d'Oersted). Lorsque le courant devient alternatif, les lignes du champ magnétique changent de sens au rythme du courant. Le conducteur rayonne un champ magnétique alternatif mais aussi un **champ électrique alternatif parallèle au conducteur** et de même sens que le courant qui l'a produit. Ce champ électromagnétique, même s'il est faible, peut être détecté très loin, contrairement au champ magnétique du courant continu.

L'antenne de base est l'antenne **doublet demi-onde alimentée au centre** (appelée aussi **dipôle**). Elle est constituée de **deux brins quart d'onde** généralement alignés.

A chaque extrémité du doublet demi-onde, l'intensité est nulle tandis que la tension est maximum. En revanche, au centre du doublet, l'intensité est maximum et la tension est au plus faible. A cet endroit, l'impédance (rapport U/I) est donc faible. De plus, la tension est déphasée de 90° par rapport à l'intensité.

Longueur théorique du doublet demi-onde :

$$L(m) = \lambda(m)/2 = \frac{300}{2 \cdot F(\text{MHz})} = \frac{150}{F(\text{MHz})}$$

Exemple : quelle est la longueur d'un doublet accordé sur 3,6 MHz ?

Réponse : $L(m) = 150 / 3,6 = 41,66 \text{ m}$

La longueur totale d'un doublet dépend du matériau utilisé et du rapport diamètre/longueur du brin rayonnant. Les capacités de l'antenne par rapport au sol ont aussi une influence sur la longueur totale du doublet. En pratique, les brins auront une longueur 5% plus courte que la dimension théorique.

L'impédance au centre du doublet varie en fonction de l'angle que forment les brins :

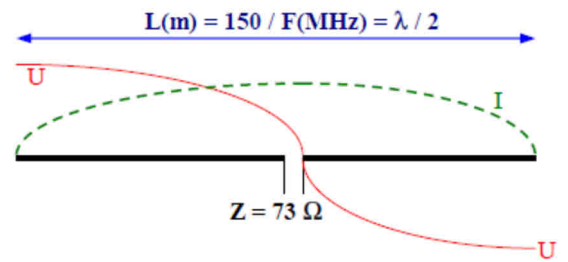
s'ils sont alignés, angle de 180° , l'impédance est de 73Ω

s'ils forment un angle de 120° , l'impédance est de 52Ω

s'ils forment un angle de 90° , l'impédance est de 36Ω

D'autres facteurs influent sur l'impédance, comme le sol (proximité et qualité) ou l'environnement immédiat de l'antenne (bâtiment, arbres,...)

Pour les **fréquences inférieures à la résonance du dipôle demi-onde**, (doublet trop courte) l'impédance du dipôle est **capacitive** (celle d'une résistance en série avec un condensateur) et devient inductive au-dessus.

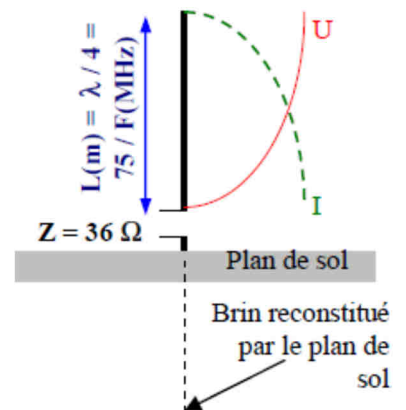


9.5) L'antenne quart d'onde verticale :

Appelée aussi Ground Plane, GP elle nécessite un **plan de sol** ou une **masse** (un piquet de terre ou la carrosserie d'un véhicule) afin de reconstituer électriquement le deuxième brin de l'antenne. Le plan de sol remplace la masse et est constitué de **radiants** disposés à la base de l'antenne. La longueur des radiants est souvent de $\lambda/4$, leur nombre est d'au moins 3 pour reconstituer efficacement la terre. Si le plan de sol ou la masse est perpendiculaire au quart d'onde, formant ainsi un angle de 90° , l'impédance de l'antenne est de 36Ω (voir ci-dessus l'impédance du doublet).

Si les radiants forment un angle de 120° par rapport au fouet (le quart d'onde), l'impédance au point d'alimentation devient 52Ω .

La longueur théorique du brin quart d'onde est : $L(m) = \lambda(m)/4 = \frac{300}{4 \cdot F(\text{MHz})}$



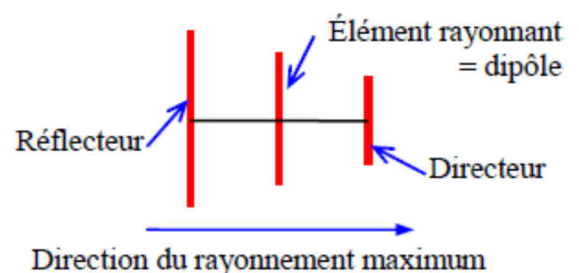
Exemple : quelle est la longueur d'un quart d'onde accordé sur 21,2 MHz?

Réponse : $L(m) = 75 / 21,2 = 3,54 \text{ m}$

En pratique, comme pour le doublet, le brin aura une longueur 5% plus courte que la dimension théorique. Un brin beaucoup plus court que le quart d'onde peut être utilisé, il faut dans ce cas rallonger artificiellement l'antenne grâce à un **bobinage positionné habituellement à la base** du brin ou au milieu de celui-ci. Un **conducteur fixé au sommet nommé capacité terminale** peut aussi être utilisé. Le quart d'onde ainsi raccourci aura une impédance plus faible à sa résonance.

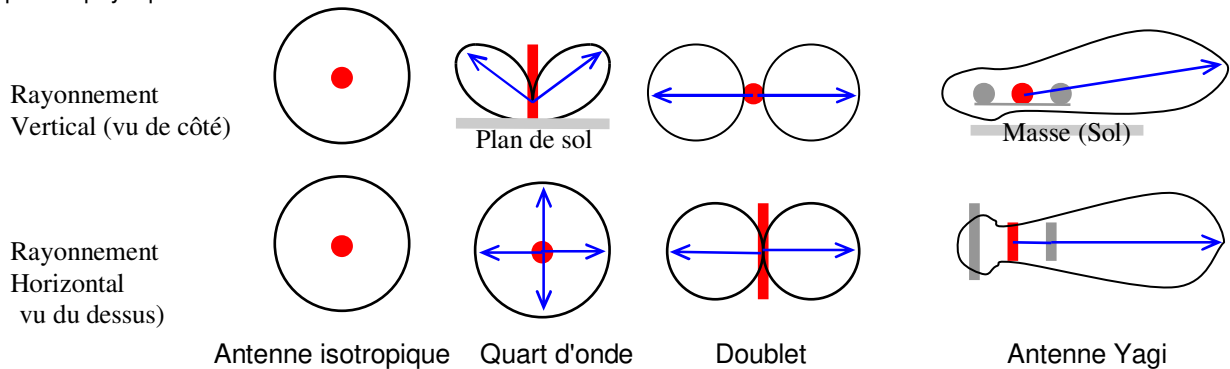
9.6) Antenne Yagi ou Beam :

L'antenne doublet demi-onde est l'antenne de base. Son diagramme de rayonnement ressemble à un tore rond traversé par le brin de l'antenne. Le rayonnement est maximum perpendiculairement aux brins. Il est nul dans le prolongement des brins. Si les deux brins ne sont pas alignés ou si le sol est trop près de l'antenne, le diagramme de rayonnement se déforme. En ajoutant des éléments parasites près du dipôle, plusieurs lobes apparaissent dans le diagramme. Selon la position de ces éléments, un lobe principal est créé, ce qui concentre l'énergie dans une direction. Les **éléments directeurs** sont plus courts que le dipôle, les **éléments réflecteurs** sont plus longs. Lorsque le Directeur nombre d'éléments augmente sur ce type d'antenne, l'impédance du dipôle diminue et le gain de l'antenne (son effet directif) augmente. Le gain obtenu par ce système dépend à la fois du nombre d'éléments et de l'écartement entre les éléments.



9.7) Le gain d'une antenne

Il se mesure dans la direction maximum de rayonnement. Le gain se calcule en dB par rapport à l'antenne doublet (dB_d) ou encore par rapport à l'**antenne isotropique** (dB_{iso}). Celle-ci est une antenne idéale : un point qui rayonne et dont le diagramme de rayonnement est une sphère. Isotropique qualifie un corps (pas obligatoirement une antenne) ayant des propriétés physiques uniformes dans toutes les directions.



Les lobes de rayonnement se dessinent dans le plan vertical (on fait une « coupe » du diagramme de rayonnement selon l'axe du rayonnement maximum) ou horizontal (le diagramme de rayonnement est représenté comme si on était au-dessus de l'antenne). Les diagrammes de rayonnement se représentent aussi par des volumes. Les volumes de chacun des diagrammes de rayonnement représentés ci-dessous doivent être égaux car le volume représente la puissance émise qui est répartie différemment selon le type d'antennes. Dans les diagrammes, le plan de sol, les éléments parasites et la masse sont représentés en gris.

Les diagrammes sont issus de mesures du rayonnement de l'antenne. Cette mesure ne doit pas être effectuée dans la zone de champ proche (*zone de Rayleigh*, à moins d'une demi longueur d'onde) ni dans la zone où le champ électromagnétique se forme (*zone de Fresnel*, jusqu'à quelques kilomètres selon la fréquence). Même si deux antennes sont en vue directe l'une de l'autre, un obstacle situé dans la *zone de Fresnel* apportera une atténuation car les ondes radio rebondissent sur l'obstacle et reviennent sur l'antenne diffractées ou courbées.

9.8) Puissance apparente rayonnée

P.A.R. ou ERP en anglais. La directivité d'une antenne se mesure en décibels ou par son coefficient de directivité (décibels transformés en rapport de puissance par rapport à l'antenne de référence). La PAR est la puissance d'alimentation de l'antenne multipliée son coefficient de directivité par rapport au doublet (dB_d transformés en rapport). Cette puissance correspond à la puissance qu'il faudrait appliquer à un doublet demi-onde pour avoir la même puissance rayonnée dans la direction la plus favorable de l'antenne. La **puissance isotrope rayonnée équivalente** (PIRE ou EIRP en anglais) prend pour référence l'antenne isotropique. L'antenne doublet a un gain de 2,14 dB par rapport à l'antenne isotrope, soit un coefficient complémentaire de 1,64 ($= 1 + 2/\pi$). On a donc : **PIRE = PAR + 2,14 dB** = $PAR \times 1,64$.

Exemple : quelle est la P.A.R. d'un émetteur de 100 W utilisant une antenne de 13 dB_d ?

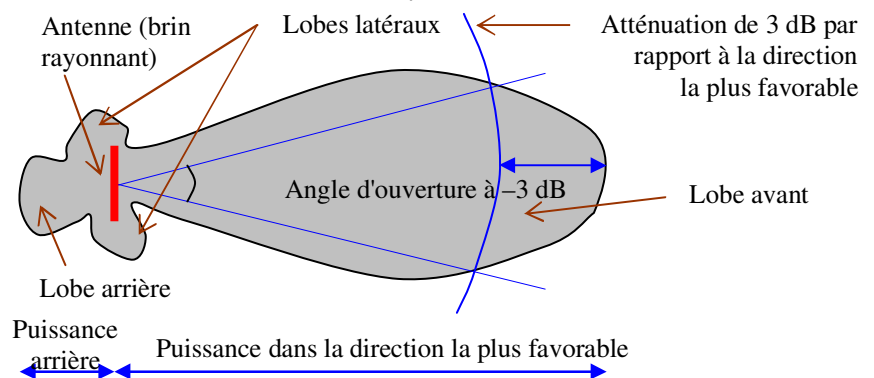
Réponse : 13 dB = Rapport arithmétique de 20 (voir § 4.1) ; $100 \text{ W} \times 20 = 2000 \text{ W}$ P.A.R., soit 2 kW P.A.R. en supposant des pertes nulles dans le système d'alimentation de l'antenne (coaxial, prises, ...)

9.9) L'angle d'ouverture

d'une antenne est l'écart d'angle entre les directions pour lesquelles la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. **Le gain avant / arrière** est le rapport, transformé en dB, obtenu en divisant la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable par la puissance rayonnée dans la direction opposée à 180°.

Concrètement, pour mesurer l'angle d'ouverture d'une antenne, on se cale en réception sur une station dont on mesure le signal au S-mètre. Puis on fait tourner l'antenne jusqu'à ce que le signal diminue de moitié (1/2 point S-mètre). On note l'angle d'azimut. Puis on fait tourner l'antenne en sens contraire jusqu'à obtenir la même puissance de signal.

L'angle d'ouverture est l'écart entre les deux angles d'azimut.



9.10) Compléments sur les antennes :

La **densité de puissance** d'une émission à distance (P_d) suit la formule suivante : $P_d \text{ (W/m}^2\text{)} = \text{PIRE}/4\pi d^2$ où d est la distance en mètres entre l'antenne et le point de mesure dans la direction du rayonnement maximum de l'antenne et en espace libre ($4\pi d^2$ est la surface d'une sphère de rayon d). Une fois que l'onde est formée (c'est-à-dire à plus de dix longueurs d'onde de l'antenne), la valeur du champ électrique généré par l'antenne (E) ne dépend que de la densité de puissance. Nous verrons au § 10.4 que l'impédance du vide est égale à 120π (377Ω). On en déduit : $E = \sqrt{(120\pi \times P_d)}$ = $\sqrt{(120\pi \times \text{PIRE}/4\pi d^2)}$, donc :

$$E \text{ (V/m)} = \sqrt{(30 \times \text{PIRE}) / d} \quad (\text{W m}) \quad \text{ou, en puissance PAR : } E \text{ (V/m)} = \sqrt{[30 \times 1,64 \times \text{PAR}] / d} = \sqrt{[49,2 \times \text{PAR}] / d} \approx 7 \times \sqrt{[\text{PAR (W)}] / d \text{ (m)}}.$$

Exemple : soit une puissance de 120 W PIRE émise par une antenne, quel est le champ électrique à 100 mètres ?

Réponse : $E \text{ (V/m)} = [30 \times \text{PIRE (W)}] / d \text{ (m)} = \sqrt{[30 \times 120] / 100} = 60/100 = 0,6 \text{ V/m}$ (dans la direction du rayonnement maximum de l'antenne et sans obstacle). Pour une distance de 10 km entre l'antenne d'émission et le point de mesure, la valeur du champ électrique sera 100 fois moindre, soit 6 mV/m.

La **formule de Friis** détermine la puissance reçue (P_r) qui est fonction de la densité de puissance reçue et de la **surface effective** (S) de l'antenne (G en rapport_{iso} et λ en mètres) : $S \text{ (m}^2\text{)} = G \times (\lambda^2 / 4\pi)$ et $P_r = P_d \times S$

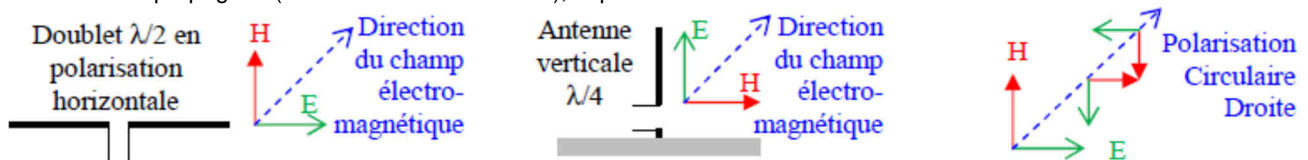
Exemple : soit 120 W PIRE sur 144 MHz, quelle est la puissance reçue à 10 km aux bornes d'une antenne de 6 dBi ?

Réponse : $P_d \text{ (W/m}^2\text{)} = \text{PIRE}/4\pi d^2 = 120 / [4\pi \times (10^4)^2] = 9,55 \times 10^{-8} = 95 \text{ nW}$; $S = G \times (\lambda^2 / 4\pi) = 4 \times (2,08^2 / 4\pi) = 1,38$ (6 dBi correspond à un rapport_{iso} de 4 et $\lambda = 2,08$) ; $P_r = P_d \times S = 95 \text{ nW} \times 1,38 = 132 \text{ nW}$ (sans obstacle sur le parcours). Aux bornes d'une antenne de 50Ω , la tension sera : $\sqrt{[132 \text{ nW} \times 50 \Omega]} = 2,57 \text{ mV}$

Position des ventres de tension et d'intensité : un ventre est l'endroit de l'antenne où la mesure (tension ou intensité) est maximum ; un nœud est l'endroit de l'antenne où la mesure est la plus faible, voire nulle. A chaque extrémité d'une antenne ouverte (dipôle par exemple), il y a un nœud d'intensité ($I = 0$) car il ne peut y avoir de courant dans un fil qui se termine par un isolant (air ou vide). Plus exactement, à l'extrémité du brin, le courant fait demi-tour ; ainsi, il y a autant d'intensité dans un sens que dans l'autre, on a donc l'illusion qu'il n'y a pas de courant. Par contre la tension est maximum en ce point (ventre de tension) car en faisant demi-tour, la valeur de la tension ne change pas, les tensions s'additionnent donc. La vitesse de propagation des ondes fait changer les valeurs tous les quarts d'onde. Ainsi en mesurant un quart d'onde électrique (en prenant en compte le coefficient de raccourcissement évoqué aux § 9.4 et 9.5) à partir de l'extrémité du brin, il y a un ventre d'intensité et un nœud de tension. Les tensions et intensités reprennent les valeurs constatées à l'extrémité du brin toutes les demi-ondes.

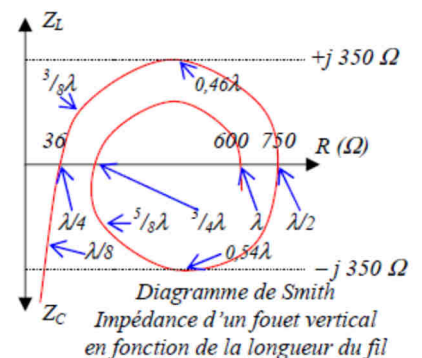
Ventre d'intensité et lobes de rayonnement : à chaque nœud d'intensité correspond un lobe de rayonnement car un lobe est issu du champ électromagnétique composé d'un champ électrique, lui-même issu d'un courant électrique. Un maximum de courant correspond à un maximum de champ électromagnétique rayonné. Selon la forme de l'antenne, les lobes de rayonnement se superposent ou s'annulent, donnant de la directivité à l'antenne.

Polarisations : les ondes radio sont des champs électromagnétiques composés d'un champ **électrique** (noté E) **parallèle** et d'un champ **magnétique** (noté H) qui lui est **perpendiculaire**. Ces deux champs sont eux-mêmes perpendiculaires à l'axe de direction du champ électromagnétique (vecteur de Poynting). Le champ électrique est issu du courant présent dans le brin rayonnant de l'antenne. La direction de ce champ dépend donc de la position du brin rayonnant de l'antenne. Si le brin est vertical, comme dans le cas du quart d'onde, l'onde aura une **polarisation verticale**. Si le brin rayonnant est horizontal, comme dans le cas du doublet demi-onde, la **polarisation** de l'onde est **horizontale**. A la réception, le brin de l'antenne reçoit la composante électrique du champ électromagnétique de l'onde. Certaines configurations d'antennes (antenne hélice, couplage d'antennes croisées) permettent des **polarisations circulaires** (rotation Droite ou Gauche). En polarisation circulaire, lorsqu'on émet en rotation Droite (rotation sens horaire, la plus utilisée), on reçoit en rotation Droite. En VHF et au delà, la polarisation des antennes joue un rôle important dans la faisabilité d'une liaison. La réception en une autre polarisation que l'onde à recevoir peut conduire à des atténuations jusqu'à 20 dB. En décimétrique, la polarisation n'est pas critique car les ondes réfléchies, en rebondissant, voient leur polarisation changer et devenir circulaire ou oblique. Pour que les ondes de sol soient correctement propagées (bandes LF et en-dessous), la polarisation doit être verticale.



Impédance d'un « long fil »

Les valeurs de l'impédance du doublet demi-onde et du quart d'onde ont été vues plus haut. Dans tous les cas, l'impédance de l'élément rayonnant dépend de sa forme et de son environnement. L'impédance d'un fouet vertical (avec radiants à 90° ou plan de masse) peut être estimée grâce au diagramme de Smith représenté ci-contre. Un brin rayonnant d'une longueur d'une demi-onde aura une impédance de l'ordre de 750Ω purs (et 600Ω pour une onde entière). Pour une longueur de $\lambda/4$, l'impédance est de l'ordre de 36Ω purs et un peu plus élevée pour $3/4\lambda$. Pour une longueur inférieure à $\lambda/4$, la capacitance du fouet augmente mais sa résistance diminue moins vite (si bien que l'impédance totale augmente). En dehors des longueurs multiples du quart d'onde, le brin rayonnant pourra avoir une forte réactance inductive ou capacitive et la place des différentes longueurs du fouet sur le diagramme n'est pas linéaire : $3/8\lambda$ est beaucoup plus proche de $\lambda/4$ que de $\lambda/2$ (l'échelle des longueurs est plus dilatée vers la droite du diagramme).



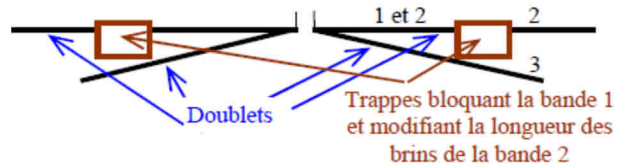
Rendement d'une antenne :

Comme toute charge, une antenne a un rendement. Celui-ci est le rapport de la puissance émise par l'antenne par rapport à la puissance appliquée à celle-ci. En appliquant la loi d'Ohm, le rendement, exprimé en %, est aussi le rapport obtenu en divisant l'impédance de rayonnement (ce qui est émis par l'antenne) par l'impédance totale de l'antenne (ce qui est vu par la ligne de transmission).

Si un quart d'onde dont le plan de sol est perpendiculaire au brin rayonnant a une impédance de 50 Ω purs (sans réactance), on supposera que l'impédance de rayonnement est de 36 Ω sans réactance (impédance du quart d'onde à la résonance), car mesurer cette impédance est complexe, et que, par différence, les pertes sont de 14 Ω purs, d'où un rendement de 36/50 = 72% puisque la puissance rayonnée et la puissance perdue dans les pertes sont proportionnelles aux impédances (supposées pures, sans réactances). En supprimant ces pertes (en supposant qu'on les ait identifiées et qu'on puisse y remédier), le ROS sera de 1,4/1, d'où une puissance émise de 96%. Conclusion : une mauvaise adaptation vaut souvent mieux qu'un mauvais rendement.

Multi-doublet et doublet avec trappes :

une antenne doublet ne peut fonctionner que sur une fréquence (ou une bande) ; en reliant plusieurs dipôles par leur centre, un multi-doublet est obtenu. Celui-ci fonctionne sur autant de fréquences qu'il y a de doublets accordés. Pour éviter de multiplier le nombre de doublets, ce qui nécessite une mise au point délicate, des **trappes** (circuits bouchons) sont utilisées. Elles sont calculées pour bloquer les ondes les plus courtes et modifier la longueur théorique des brins. Ces deux techniques peuvent être combinées comme ci-contre.



Couplages d'antennes :

lorsque deux antennes sont couplées, leurs lobes de rayonnement se superposent et leurs coefficients de directivité s'additionnent sous réserve que les antennes aient la même impédance. Encore faut-il respecter certaines distances entre les antennes et alimenter celles-ci correctement (en impédance et en phase), ce qui n'est pas évident à réaliser, notamment d'un point de vue mécanique (les antennes devront être parfaitement parallèles entre elles). Ainsi deux antennes identiques couplées idéalement auront un **gain** supplémentaire de 3 dB par rapport à une seule antenne (la PAR est doublée). Quatre antennes auront un gain de 6 dB au maximum. Plus simplement, si des antennes identiques sont couplées idéalement, la PAR de l'ensemble est égal à la PAR d'une seule antenne multiplié par le nombre d'antennes couplées. Les antennes étant montées en parallèle, la ligne de transmission « verra » une **impédance** égale à l'impédance d'une antenne divisée par le nombre d'antennes couplées. Un système d'adaptation d'impédance (balun, ligne quart d'onde) sera donc nécessaire.

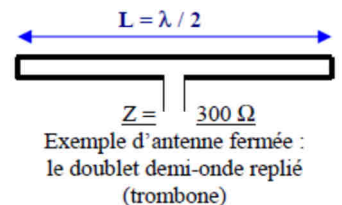
$$G = 10 \cdot \log N \quad (N = \text{nombre d'antennes})$$

Exemple : quelle est la P.A.R. d'un émetteur de 100 W utilisant 4 antennes couplées de 13 dB_d ?

Réponse : 4 antennes couplées = gain supplémentaire de 6 dB (le rapport de 4 correspond à 6 dB) ; gain de l'ensemble = gain d'une antenne + gain du couplage = 13 + 6 = 19 dB = Rapport arithmétique de 80 (voir § 4.1) ; 100 W x 80 = 8000 W PAR, soit 4 fois plus qu'en utilisant une seule antenne comme dans l'exemple du § 9.8.

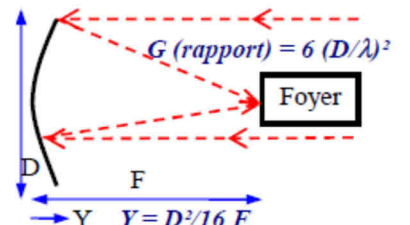
Antennes ouvertes et antennes fermées :

Une antenne est **ouverte** lorsque son brin rayonnant est libre aux deux extrémités. (Exemple : quart d'onde, long-fil, sloper, dipôle, Yagi, Levy, hélice, log-périodiques). Une antenne est **fermée** lorsque le brin rayonnant forme une boucle. (Exemples : trombone, loop, quad). Dans ces cas, la longueur de l'antenne est proche d'un multiple de la longueur d'onde. L'impédance d'un trombone est proche de 300 Ω et celle d'une quad (carré dont le côté mesure un quart d'onde) est proche de 200 Ω. Une delta-loop (en forme de triangle) alimentée à un angle aura une impédance d'environ 150 Ω. Dans les antennes fermées, les nœuds et les ventres d'intensité et de tension ne sont plus déphasés de 90° comme dans les antennes ouvertes mais restent en phase sur toute la longueur du fil. En pratique, la longueur de ces antennes doit être allongée de 5% environ.

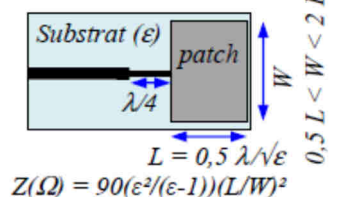


Les antennes, que l'on pense fermées mais dont la circonférence est beaucoup plus courte qu'une longueur d'onde, sont des **antennes magnétiques** (exemple : boucle inductive, cadre) : l'antenne émet (et reçoit) non pas la composante électrique de l'onde mais sa composante magnétique. L'antenne est constituée d'une bobine couplée à l'alimentation et d'un condensateur. Le rendement de ces antennes magnétiques est souvent faible.

Certaines antennes, utilisées en SHF, emploient des **réflecteurs paraboliques** (ou paraboles) qui réfléchissent les ondes et les concentrent sur un **foyer**, où est placée l'antenne (souvent un doublet). La distance entre le foyer et la parabole est appelée la focale (F). D étant le diamètre du réflecteur, le rapport F/D détermine l'angle d'illumination de l'antenne située dans le foyer et la forme de la parabole (plus ou moins concave : si F/D < 0,3, la parabole aura la forme d'un bol ; sinon elle sera plate, comme celles pour la réception de télévision qui, de plus, ont un foyer décalé pour ne pas masquer le centre de la parabole).



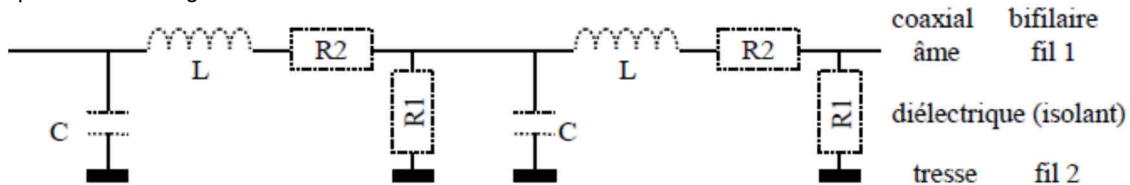
Une **antenne patch** est une structure résonnante en surface, généralement un rectangle Substrat (ε) conducteur monté sur un plan de masse séparé d'un diélectrique (substrat). Pour les longueurs, il faudra tenir compte de la vitesse (1/√ε voir §10.2). Le diagramme de rayonnement est presque hémisphérique au dessus de la surface du patch.



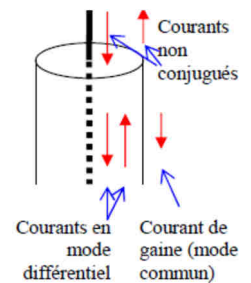
10) LIGNES DE TRANSMISSIONS et ADAPTATIONS

10.1) La ligne de transmission

Utilisée pour **transférer l'énergie** de l'émetteur vers l'antenne ou de l'antenne vers le récepteur. Ce dispositif, appelé feeder en anglais, est composé de deux conducteurs séparés par un isolant (diélectrique). La ligne peut être asymétrique (câble coaxial) ou symétrique (ligne bifilaire, tweek lead en anglais ou échelle à grenouille ; pour des fréquences très élevées, la ligne est dessinée sur le circuit imprimé (strip line) dont l'envers sera un plan de masse. Une ligne de transmission est équivalente à un circuit constitué fictivement d'une bobine, de deux résistances et d'un condensateur (représentés en pointillé). Le rapport $\sqrt{L / C}$ fournit l'**impédance caractéristique** de la ligne (en ohms), voir § 10.2. La qualité de la ligne se mesure par sa **perte (en dB/m)**. Elle est déterminée par la valeur des résistances : R2 doit être très faible et R1 très élevée. La perte, donnée par le constructeur du câble pour une fréquence, augmente avec la fréquence du signal transféré et est moindre dans une ligne bifilaire. La perte en fonction de la longueur de la ligne, appelée aussi **affaiblissement linéique**, se calcule avec les décibels (voir § 4.1). Cette perte n'a aucun rapport avec l'impédance de la ligne.



Si les courants dans les deux fils (ou âme et tresse) sont conjugués (égaux et de valeurs contraires), la ligne de transmission fonctionne en **mode différentiel**. Dans un câble, les courants circulent à l'intérieur de celui-ci : il n'y a pas de rayonnement. Dans une ligne bifilaire, l'intensité étant la cause du rayonnement, la ligne ne rayonne pas puisque, les intensités étant égales et de sens contraire, les champs électromagnétiques créés s'annulent mutuellement puisque les conducteurs sont espacés de quelques cm au plus. Lorsque les courants ne sont plus conjugués, la ligne fonctionne en **mode commun** : l'énergie excédentaire chemine à l'extérieur, en surface de la gaine ou sur la face extérieure des fils. Dans ce cas, la ligne rayonne et fonctionne comme une antenne long fil.



Pour réduire le mode commun, l'antenne sera alimentée grâce à un symétriseur (balun, voir § 10.4) ou quelques boucles seront faites avec le câble coaxial (choc-balun) pour réduire le courant de gaine

10.2) L'Impédance caractéristique

Elle dépend du **rapport $\sqrt{L / C}$** de la ligne (en Henry et en Farad par mètre).

Cette formule est issue des lois de Maxwell qui définissent l'impédance d'un milieu de propagation : $Z_{\text{milieu}}(\Omega) = \sqrt{Z_L \times Z_C}$ donc :

$$Z_{\text{ligne}}(\Omega) = \sqrt{\omega L / \omega C} = \sqrt{L/C} \quad (\text{H/m F/m})$$

Si un signal est appliqué à l'entrée de la ligne, un signal de même impédance se retrouvera à la sortie (en négligeant les pertes) si et seulement si la ligne est bouclée sur une résistance (ou une charge non réactive) égale à son impédance caractéristique.

Exemple : Quelle est l'impédance d'un câble ayant comme caractéristiques $L = 0,5 \mu\text{H/mètre}$ et $C = 200 \text{ pF/mètre}$? **Réponse :** $Z = \sqrt{(0,5 \cdot 10^{-6} / 200 \cdot 10^{-12})} = \sqrt{(2500)} = 50 \Omega$

Sur une calculatrice, en écriture naturelle :

$$Z = [\sqrt{]} (0,5 \cdot 10^{-6} / 200 \cdot 10^{-12} (C)) = 50 \cdot 10^0 = 50 \Omega$$

Dans une ligne, la vitesse de propagation des ondes est plus faible que dans l'air ou dans le vide. La **vitesse** est la vitesse du courant dans le câble (en % de la vitesse dans l'air ou le vide). La vitesse est fonction du diélectrique utilisé. Soit ϵ le coefficient du diélectrique et v la vitesse, on a : $v = 1/\sqrt{\epsilon}$. Les diélectriques utilisés couramment sont le polyéthylène (PE, $\epsilon = 2,3$) et le téflon ($\epsilon = 2,1$). Pour les constantes diélectriques d'autres matériaux, voir aussi § 2.3. Le coefficient de vitesse est, en général, de 66% ($=1/\sqrt{2,3}$) pour un diélectrique en PE) mais peut atteindre 80% (câble semi-aéré en PE expansé, $\epsilon = 1,5$), voire 95% dans le cas de la ligne bifilaire (diélectrique = écarteur et air, $\epsilon = 1,1$), ou descendre à 50% pour les pistes sur circuits imprimés (strip line, ϵ bakélite ou fibre de verre ≈ 4). L'impédance caractéristique peut aussi se calculer à partir du diélectrique employé et du rapport entre les dimensions des conducteurs (rapport entre le diamètre intérieur de la tresse et le diamètre de l'âme ou rapport entre l'écartement entre les conducteurs et leurs diamètres ou leurs largeurs).

$\epsilon =$ coeff. diélectrique utilisé = 1,1 à 1,2: air avec écarteurs = 2,3 pour le PE = 2,1 pour le téflon = 4,5 pour la fibre de verre Impédance (valeur approchée) Vitesse ($v = 1 / \sqrt{\epsilon}$)	Coaxial rond	Ligne bifilaire	Strip line (circuit imprimé)
	 $Z(\Omega) = (138/\sqrt{\epsilon}) \cdot \log(D/d)$ 66% (PE) à 80% (semi-aéré)	 $Z(\Omega) = (276/\sqrt{\epsilon}) \cdot \log(2D/d)$ 95% (écarteurs espacés)	 $Z(\Omega) = (138/\sqrt{\epsilon}) \cdot \log(4D/L)$ 50% (bakélite, fibre de verre)

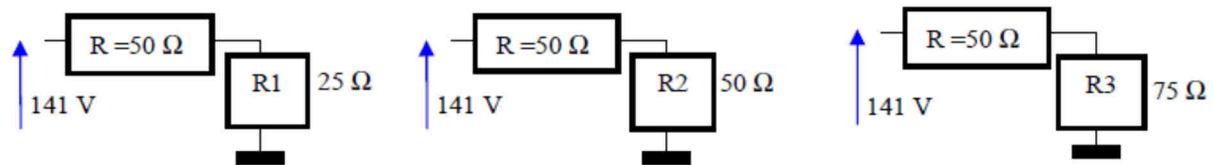
Pour un coaxial rond et un diélectrique en PE, un rapport de diamètre tresse/âme de 3,5 donne une impédance de 50 Ω. Les formules de calcul de l'impédance des lignes sont directement issues du rapport entre l'inductance linéique (en Henry/m) d'un fil et la capacité linéique (en Farad/m) de la même longueur. En SHF, deux autres paramètres interviennent dans le calcul : la résistance linéique (R2 dans le schéma du § 10.1, très faible pour un câble de bonne qualité mais qui augmente avec la fréquence à cause de l'effet de peau) et la conductance linéique (R1 dans le schéma du § 10.1, négligeable jusqu'à 1 GHz et due aux défauts du diélectrique utilisé).

Un guide d'onde (tubes de section rectangulaire ou circulaire assemblés par des brides) transfère les ondes par réflexion sur les parois conductrices d'un tube entre deux « transitions » (sortes d'antennes qui font l'adaptation câble-guide). Le guide d'onde a des pertes moindres qu'un câble coaxial mais ne peut transférer que des fréquences dont la demi-longueur d'onde est inférieure à son diamètre ou à son plus grand côté. La fibre optique est un cas particulier de guide d'onde permettant de transférer de la lumière à l'intérieur d'un fil de verre ou de plastique translucide (on n'est plus vraiment dans le monde de la radio...).

10.3) Adaptation, désadaptation et ondes stationnaires :

Le transfert de puissance entre un générateur de courant alternatif et une charge est maximal lorsque l'impédance du générateur est égale à celle de la charge et est de signe contraire, si il y a une réactance. Les impédances sont alors conjuguées.

Dans les exemples ci-dessous, on cherche laquelle des 3 résistances (R1, R2 ou R3) dissipe le plus de puissance.



La loi de Joule ($P_R = R \cdot I^2$) est appliquée sachant que, pour chacun des cas, la loi d'Ohm dit : $I = U / (R + R_n)$

$$P_{R1} = R1 \cdot [U / (R + R1)]^2 \quad P_{R2} = R2 \cdot [U / (R + R2)]^2 \quad P_{R3} = R3 \cdot [U / (R + R3)]^2 = 25 \times (141 / 75)^2 = 89 \text{ W} = 50 \times (141 / 100)^2 = 100 \text{ W} = 75 \times (141 / 125)^2 = 96 \text{ W}$$

Les résistances R1, R2 et R3 peuvent être considérées comme des résistances de charge alimentées par un générateur de résistance interne (R) de 50Ω. Par simplification, il n'y a pas de réactance et le courant est continu. En ajoutant des réactances, un générateur de courant alternatif et un câble coaxial (et donc des ondes stationnaires), la démonstration est plus complexe mais aboutit au même résultat ; les puristes nous excuseront pour ces raccourcis. Ainsi, à la fréquence de résonance, par définition, les réactances d'une bobine et d'un condensateur sont conjuguées et l'impédance d'un tel circuit monté en série avec les deux résistances est nulle (filtre passe-bande) donc sans incidence sur la puissance délivrée sur la charge. Lorsque le rapport des résistances est 2/1 (schéma de gauche), la puissance dissipée par R1 est inférieure de 11% à celle dissipée par R2 et lorsque le rapport des résistances est 1,5/1 (schéma de droite), la puissance dissipée est inférieure de 4% : on retrouve les mêmes relations entre le ROS et le taux de puissance réfléchi comme on va le voir plus loin.

La désadaptation des impédances entraîne qu'une partie de l'énergie émise n'est pas transférée et retourne au générateur. Si bien que deux courants en sens inverse se superposent dans la ligne et, à certains endroits, les courants s'additionnent et à d'autres, ils se soustraient. Les endroits où se situent ces maxima (ou ventres) et ces minima (ou nœuds) sont fixes, d'où le nom d'ondes stationnaires, et dépendent de l'endroit de la mesure sur la ligne et de la fréquence. Les maxima et les minima sont distants les uns des autres d'un quart d'onde : le phénomène se répète donc toutes les demi-ondes. La désadaptation se mesure par :

- le coefficient de réflexion, nommé ρ (rho) et égal au rapport obtenu en divisant le courant (tension ou intensité) réfléchi par le courant émis (ou incident), les deux valeurs étant exprimés dans la même unité (V ou A). Si les valeurs mesurées sont en Watts, on prendra la racine carrée du rapport (car $U = \sqrt{PR}$).

- Le TOS (Taux d'Ondes Stationnaires), en % est égal à 100 fois le coefficient de réflexion. La puissance réfléchi est égale à la puissance émise multipliée par le carré du coefficient de réflexion.

$$\rho = U_R / U_E = I_R / I_E = \sqrt{(P_R / P_E)} \quad \text{TOS (\%)} = \rho \times 100 \quad P_R = P_E \times \rho^2$$

- le ROS (Rapport d'Ondes Stationnaires) égal au rapport des impédances calculé de manière à être toujours supérieur à 1 (en mettant la valeur la plus forte au numérateur). Le calcul ci-dessous n'est valable que dans le cas où les impédances sont des résistances pures (sans composantes réactives) :

$$\text{ROS} = Z \text{ plus forte } (\Omega) / Z \text{ plus faible } (\Omega)$$

- le rapport des tensions (ou des intensités) maximales et minimales présentes tout le long de la ligne :

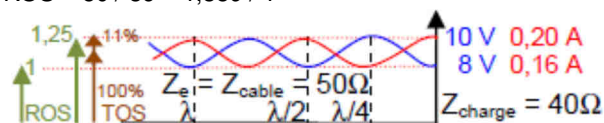
$$\text{ROS (rapport / 1)} = V_{\text{maxi}} / V_{\text{mini}} \text{ ou } \rho = (V_{\text{maxi}} - V_{\text{mini}}) / (V_{\text{maxi}} + V_{\text{mini}})$$

Les appareils de mesures (réflectomètres) indiquent rarement le TOS. En revanche, ils indiquent le ROS et le taux de puissance réfléchi défini par la formule $[(P_r / P_e) \times 100]$, à ne pas confondre avec le TOS. Notez que, comme moi pendant longtemps, de nombreux ouvrages ainsi que des sites Internet font la confusion.

Le fait d'insérer une **boîte de couplage** entre la ligne et l'émetteur protège l'amplificateur final en limitant la puissance réfléchie mais ne résout pas les problèmes liés à la désadaptation (pertes supplémentaires liées au ROS, mode commun, ...). Une boîte de couplage constituée d'un filtre en pi ou en T (voir § 4.5) permet d'accorder l'impédance de la ligne et de sa charge avec celle de l'amplificateur.

Exemples : On mesure $U_E = 100 \text{ V}$ et $U_R = 4 \text{ V}$; quel est le TOS ? **Réponse :** $\rho = 4/100 = 0,04$; $\text{TOS} = 100 \rho = 4\%$
 Quel est le ROS ? $Z_{\text{coax}} = 50 \Omega$; $Z_{\text{doublet}} \lambda/2 = 75 \Omega$ **Réponses :** $\text{ROS} = 75 / 50 = 1,5 / 1$
 $Z_{\text{coax}} = 50 \Omega$; $Z_{\text{antenne verticale}} \lambda/4 = 36 \Omega$ $\text{ROS} = 50 / 36 = 1,389 / 1$

Dans le schéma ci-contre, quels sont le ROS et le TOS ?



Réponses : $\text{ROS} = V_{\text{max}} / V_{\text{min}} = 10/8$ (ou $I_{\text{max}} / I_{\text{min}} = 0,2/0,16$)
 $= 1,25/1$ $\rho = [(10-8)/(10+8)]$ (ou $[(0,2-0,16)/(0,2+0,16)]$) $= 0,111$ soit $\text{TOS} = 11\%$

Le générateur délivre une tension de 9 V et la tension réfléchie est de 1 V. La désadaptation résulte ici d'un rapport d'impédance de 50 / 40 (ROS = 1,25/1). Le taux de puissance réfléchie est $\rho^2 = 1,23 \%$ ($=1/9^2$). L'impédance de la charge étant plus faible que celle du générateur, la tension réfléchie équilibrant le système est en opposition de phase si bien que la superposition des tensions émise et réfléchie (en bleu) donne un nœud puis, à $\lambda/4$ de la charge, les valeurs s'inversent (ventre) et enfin reviennent à celles d'origine à $\lambda/2$. L'intensité (en rouge) est déphasée de 180° . Les impédances, les nœuds et les ventres se répètent toutes les demi-ondes. Remarquez les valeurs maxi et mini de U (en bleu) et I (en rouge) dans ce schéma :

- Impédances : $Z_{\text{cable}} = U_{\text{max}}/I_{\text{max}} = U_{\text{min}}/I_{\text{min}} = 10/0,2 = 8/0,16 = 50 \Omega$; $Z_{\text{charge}} = 8/0,2 = 40 \Omega$
- Puissance délivrée et absorbée : $P_e = U^2/R = 9^2/50 = 1,62 \text{ W}$; $P_{\text{charge}} = U \times I = 8 \times 0,2 = 1,6 \text{ W} = P_e \times (1-\rho^2)$ Des complications sont à prévoir si l'impédance de la charge est réactive : le déphasage U/I ne sera plus 180° ... Lorsque l'onde réfléchie atteint le générateur, elle est renvoyée vers la charge (en se superposant à l'onde émise par le générateur) où elle sera une nouvelle fois partiellement absorbée (régime transitoire). Après plusieurs allers-retours, le système se stabilise (régime établi) et la puissance du générateur est absorbée par la charge.

Pour transformer le coefficient de réflexion (ρ) en ROS et inversement, les formules générales sont :

$$\text{ROS} = (1 + \rho) / (1 - \rho) \qquad \rho = (\text{ROS} - 1) / (\text{ROS} + 1)$$

Exemples : Soit $\text{TOS} = 33\%$, quel est le ROS ?

Réponse : $\text{TOS} = 33\%$ donc $\rho = 0,33$
 $\text{ROS} = (1 + 0,33) / (1 - 0,33) = (1,33 / 0,67) = 2 / 1$

Soit un ROS de 2 / 1, quel est le TOS ?

Réponse : $\rho = (2 - 1) / (2 + 1) = 1 / 3 = 0,33$
 $\text{TOS} = \rho \times 100 = 0,33 \times 100 = 33\%$

ROS (rapport des impédances)	1 / 1	1,1 / 1	1,25 / 1	1,5 / 1	2 / 1	3 / 1
TOS	0%	4,76%	11,1%	20%	33,3%	50%
ρ	0	0,048	0,111	0,2	0,333	0,5
Taux de puissance réfléchie	0%	0,23%	1,23%	4%	11,1%	25%
Z antenne / 50 Ω			40 Ω - 62 Ω	33 Ω - 75 Ω	25 Ω - 100 Ω	

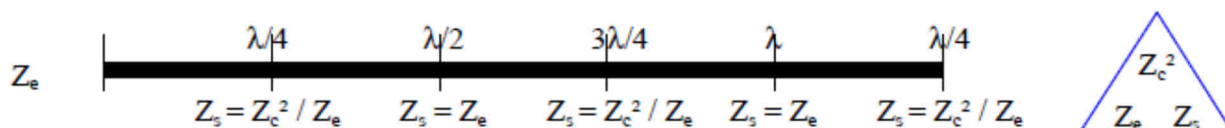
10.4) Lignes d'adaptation et symétriseurs :

si l'impédance de la charge n'est pas égale à l'impédance de la ligne, il y a des ondes stationnaires dans la ligne de transmission et l'impédance ramenée à l'entrée peut avoir des composantes réactives (inductives ou capacitives). Toutefois, pour certaines longueurs de ligne (tenir compte du coefficient de vitesse pour déterminer la longueur du câble), ces composantes réactives s'annulent. Les relations suivantes sont calculées avec

Z_c = impédance du câble, Z_e = impédance d'entrée et Z_s = impédance de sortie :

- à chaque **demi-onde** (nombre pair de quart d'onde) $Z_e = Z_s$, quelle que soit l'impédance de la ligne.
- à chaque nombre impair de **quart d'onde** $Z_c = \sqrt{(Z_e \cdot Z_s)}$ ou $Z_c^2 = Z_e \times Z_s$

Pour obtenir toutes les variantes, on utilisera le triangle ci-contre, comme pour la loi d'Ohm.



Exemple : Pour adapter les impédances suivantes : $Z_e = 50 \Omega$ et $Z_s = 100 \Omega$, quelle impédance aura le câble $\lambda/4$?

Réponse : $Z_c = \sqrt{50 \times 100} = \sqrt{5000} = 70,7 \Omega$ pour un câble de longueur de $\lambda/4$

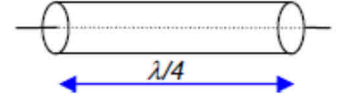
Sur une calculatrice, en écriture naturelle : $[\sqrt{]} (50 (Z_e) \times 100 (Z_s)) = 70,7$

Remarque que l'impédance du câble à utiliser est toujours comprise entre les impédances d'entrée et de sortie.

Dans le schéma du calcul de ROS/TOS du §10.3, à $\lambda/4$, on a $Z = U/I = 10V/0,16A = 62,5 \Omega$ (et $62,5 \times 40 = 50^2$)

Un morceau de coaxial 75Ω (valeur approchée) d'une longueur $\lambda/4$ adaptera à une valeur proche de 50Ω une antenne ayant une impédance de 100Ω . Dans cette situation, l'impédance à l'entrée du câble, Z_e , est égale à $Z_c^2 / Z_s = 75^2 / 100 = 56,25 \Omega$, générant un ROS de $1,125 / 1$ ($Z_+ / Z_- = 56,25 / 50$) au lieu de $2 / 1$ ($Z_+ / Z_- = 100 / 50$) si on avait utilisé du câble de 50Ω .

$$Z_e = \frac{ROS = 1,125 / 1}{50 \Omega} \quad Z_c = 75 \Omega \quad Z_s = 100 \Omega$$



Autre calcul : impédance à la sortie du câble : $Z_s = Z_c^2 / Z_e = 75^2 / 50 = 112,5 \Omega$ générant un ROS de $1,125 / 1$.

Les propriétés des lignes quart d'onde et demi-onde permettent de réaliser des filtres en insérant des morceaux de câble coaxial (ou de ligne bifilaire) de longueur $\lambda/4$ ou $\lambda/2$ dans une ligne de transmission. Pour le calcul de la longueur du câble, comme précédemment, le coefficient de vélocité de la ligne doit être pris en compte.

L'impédance des lignes quart d'onde et demi-onde diffèrent selon qu'elles sont fermées ou ouvertes. Une ligne est dite fermée lorsqu'à l'extrémité du câble, âme et tresse sont reliées ; dans ce cas, l'impédance de la charge de sortie est nulle ; sinon, la ligne est dite ouverte et l'impédance de la charge de sortie est élevée.

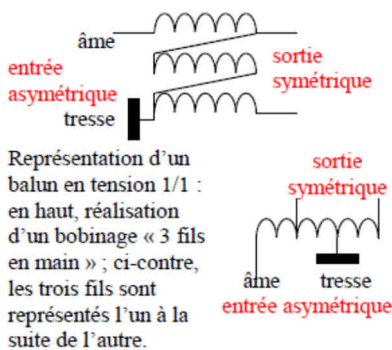
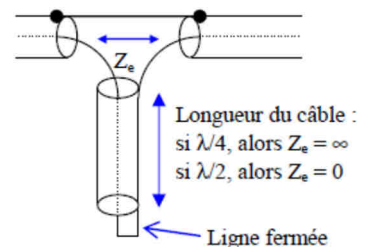
L'impédance d'un milieu de propagation est égale à $\sqrt{Z_L \times Z_C}$, soit $\sqrt{L/C}$, voir lois de Maxwell au §10.2. Le vide, avec sa perméabilité $\mu_0 (= 1/36\pi \cdot 10^9 H/m = 1,26 \mu H/m)$ et sa permittivité $\epsilon_0 (= 4\pi \cdot 10^{-7} F/m = 8,84 pF/m)$ a une impédance de 377Ω (soit 120π). Les permittivité et perméabilité relatives de l'air sec sont très proches de celles du vide ($\mu_r = 1,00068$ et $\epsilon_r = 1,0014$) si bien que les impédances de l'air sec et du vide sont égales.

En reprenant le calcul des impédances des lignes de $\lambda/2$ et de $\lambda/4$, et quelle que soit l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, les résultats suivants sont obtenus :

Type de ligne	schéma	quart d'onde ($\lambda/4$) et nombre impair de $\lambda/4$	demi-onde ($\lambda/2$) et nombre entier de $\lambda/2$
impédance de sortie		Inversion de l'impédance	Recopie de l'impédance
Ligne ouverte $Z_s = \infty$ (infini)		Impédance d'entrée nulle $Z_e = Z_c^2 / Z_s = Z_c^2 / \infty = 0$	Impédance d'entrée infinie $Z_e = Z_s = \infty$
Ligne fermée		Impédance d'entrée infinie $Z_e = Z_c^2 / Z_c = Z_c^2 / 0 = \infty$	Impédance d'entrée nulle $Z_s = 0$ $Z_e = Z_c = 0$

Nous venons de voir que le vide a une impédance de 377Ω . Il sera donc difficile d'obtenir une impédance infinie sur une ligne ouverte. D'où la préférence pour les lignes fermées dont l'impédance est certaine.

Dans une ligne ouverte, l'impédance commence par être capacitive et diminue jusqu'à ce que la ligne atteigne $\lambda/4$. A cet endroit l'impédance est celle d'un circuit LC série (nulle). Puis l'impédance devient inductive et augmente pour être celle d'un circuit bouchon (infinie) à $\lambda/2$ puis diminue en redevenant capacitive et devient de nouveau nulle à $3\lambda/4$ et ainsi de suite... La ligne fermée (schéma ci-contre) a un comportement décalé de $\lambda/4$: son impédance inductive augmente avant $\lambda/4$, est infinie à cet endroit puis devient capacitive en diminuant. L'impédance de la ligne fermée est nulle à $\lambda/2$. Ces lignes forment d'excellents filtres peu onéreux.



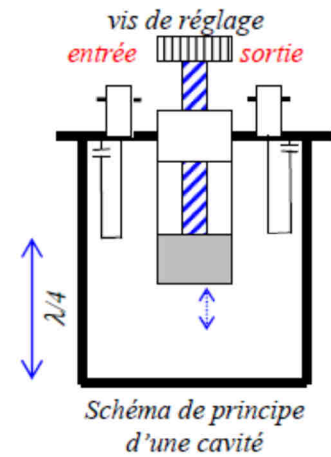
Une antenne n'est pas toujours symétrique : les deux brins d'un doublet n'ont pas exactement la même longueur ; le sol sous l'antenne n'est pas uniforme ; un obstacle dans l'environnement immédiat d'un des brins modifie son rayonnement. La conséquence de ces problèmes est que les courants mesurés sur chacun des brins ne sont plus conjugués. Une adaptation est alors nécessaire entre la ligne de transmission et l'antenne. C'est le rôle du **symétriseur** ou **balun** (de l'anglais BALanced UNbalanced). Selon le montage, le balun symétrise les tensions (comme ci-contre) ou les intensités (voir choc-balun au § 10.1). Seul le balun symétriseur de tension peut transformer son impédance de sortie ce qui permet d'adapter contre est 1/1 car le nombre de spires de l'entrée asymétrique est égal au nombre de spires de la sortie symétrique. Le problème principal de ces symétriseurs est l'adaptation des impédances. Selon la ferrite utilisée, 7 à 10 spires sur le primaire permettent

d'approcher une impédance de 50Ω en entrée sur l'ensemble des bandes décimétriques. Les trois fils du balun 1/1 sont torsadés ensemble afin de générer une inductance qui neutralisera la capacité créée entre les fils.

Il existe d'autres systèmes d'adaptation, utilisés plutôt en VHF et au-delà : **Gamma match** (en forme de Γ , lettre grecque majuscule gamma), **stub** (système apparenté aux lignes d'adaptation demi-onde ou quart d'onde).

Les cavités sont souvent adoptées pour coupler des paires d'émetteurs / récepteurs (de fréquence A et B dans les schémas ci-dessous) sur une seule antenne. Les cavités, comme tout élément passif, sont bidirectionnelles (émission / réception) et peuvent être montées en série (passe bande) ou en dérivation vers la masse (réjection). On peut bien entendu combiner les montages dont les caractéristiques sont données ci-dessous. Dans le schéma de principe, les bornes d'entrée et de sortie (ici, de type BNC) sont reliées à un système de couplage composé d'une « épingle à cheveux » en résonance avec un condensateur. La vis de réglage permet d'ajuster la longueur pour laquelle le tube central laissera passer la fréquence souhaitée par réflexion sur les parois de la cavité. Du fait de leur encombrement, les cavités sont utilisés sur des fréquences élevées.

Montage	Passe bande	Réjecteur
Schéma		
Choix des fréquences	Écart A / B = 6% minimum	Écart A / B = 3% minimum
Avantage	Filtre par rapport à l'environnement	Peu de pertes d'insertion
Si plus de 2 fréquences	Ajout facile d'un autre élément	Difficile de séparer plus de 2 fréquences



11) Les SYNOPTIQUES

Les synoptiques ne sont pas des schémas électriques mais des **schémas de principes** : ils montrent comment s'enchaînent les différents étages d'un émetteur ou d'un récepteur. Les liaisons entre les étages sont souvent omises sauf lorsqu'elles permettent de mieux expliquer le fonctionnement de l'ensemble (transformateur, potentiomètre par exemple). Les différents étages RF et leurs liaisons ont été présentés aux § 7.3 à 7.7. Les étages de modulation et de démodulation seront vus aux § 12.2 et suivants.

A l'examen, de nombreuses questions sur les synoptiques ont été recensées (déterminer le nom manquant d'un étage ou définir les fonctions d'un étage). Quelquefois, la représentation des schémas n'est pas aussi orthodoxe que ci-dessous : il faut bien comprendre l'enchaînement des étages avant de répondre. D'autres fois, seule une partie du synoptique est représentée : le nom des étages doit vous guider vers la bonne réponse.

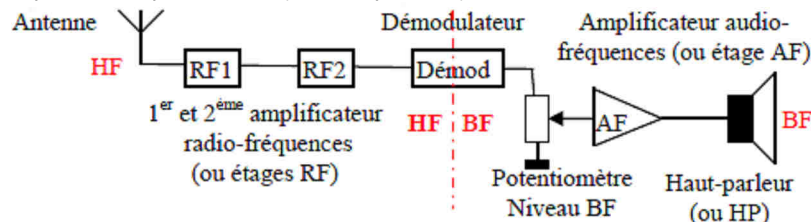
11.1) Récepteur sans conversion de fréquence :

Un synoptique de récepteur se lit de l'antenne vers le haut-parleur. Un récepteur sans conversion se compose d'une série d'amplis RF accordés sur la fréquence HF à recevoir. S'il y a plusieurs fréquences à recevoir, les fréquences d'accord de RF1 et RF2 varient en même temps, généralement par un moyen mécanique (par exemple, un condensateur variable à double cage).

Le démodulateur (qui sera étudié au § 12.2) suit les étages RF et extrait le signal utile BF du signal HF. Sans plus d'information sur le démodulateur, on ne peut pas savoir quel type de modulation peut recevoir ce récepteur.

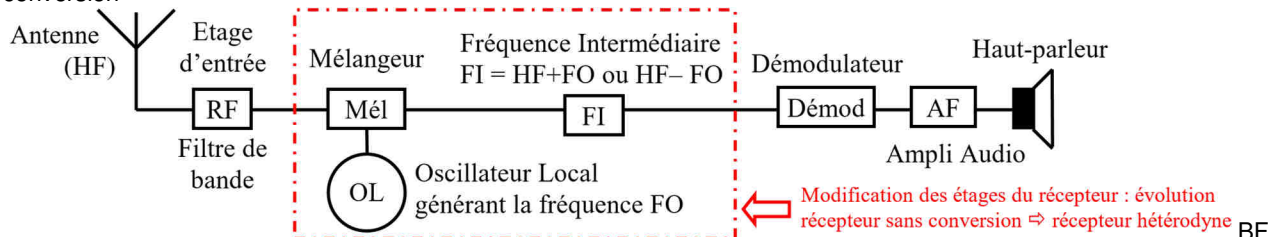
En dehors de l'antenne et du haut-parleur qui sont toujours représentés, le seul composant de ce synoptique est un potentiomètre qui dose le niveau BF appliqué au haut-parleur par l'étage AF.

Dans les synoptiques, les étages amplificateurs sont représentés soit par des rectangles (comme pour RF1 et RF2) soit par des triangles dont la pointe indique la sortie (comme pour AF).



11.2) Récepteur avec fréquence intermédiaire (FI) ou superhétérodyne :

Sans conversion, un récepteur est difficile à accorder sur une bande, surtout si les étages RF sont nombreux. Le principe de la **fréquence intermédiaire** est de mélanger la fréquence à recevoir avec une fréquence variable générée par un oscillateur local. Dans ce genre de récepteur, seul le premier étage R.F. du récepteur sans conversion subsiste et il devient un filtre de bande. La fréquence à recevoir est mélangée avec la fréquence de l'oscillateur local. La fréquence de ce dernier est calculée de telle manière que la fréquence à recevoir soit « transférée » sur une fréquence fixe, la FI, plus facile à filtrer. A la sortie du mélangeur se présentent deux fréquences (voir § 7.7), dont une est la FI, l'autre étant éliminée par filtrage. Le rôle de l'étage FI est d'**améliorer la sélectivité** (filtres dont les flancs seront les plus raides possible, voir calcul du taux de sélectivité au § 4.4 : cette notion est mieux adaptée aux étages RF et FI qu'aux simples filtres LC) **et la sensibilité** (réception du signal HF le plus faible) du récepteur. Le démodulateur et les étages suivants sont identiques au récepteur sans conversion



Les fréquences de l'**oscillateur local FO**, la **fréquence à recevoir HF** et de l'étage de **fréquence intermédiaire FI** sont calculées de telle manière que l'on a :

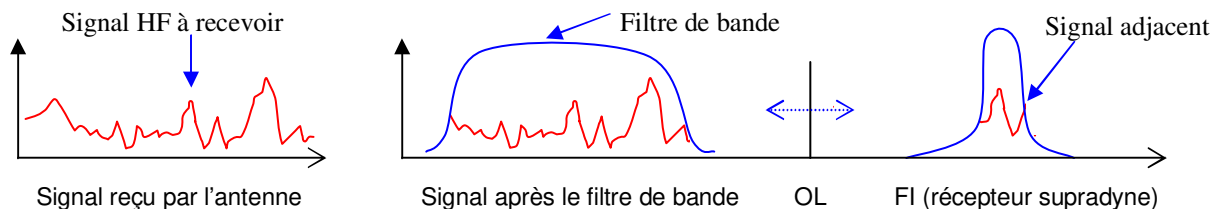
FI = HF - FO mélange **infradyne** si **FI < HF**

FI = HF + FO mélange **supradyne** si **FI > HF** :

FI = FO - HF (le mélange est infradyne si $2 \times FI < FO$, sinon il est supradyne)

Dans un récepteur supradyne, lorsque l'on veut augmenter la fréquence HF à recevoir sans changer la FI, il faut baisser la fréquence de l'oscillateur local FO alors qu'il faudra l'augmenter dans un récepteur infradyne. Lorsque le mélange de fréquences conduit à sélectionner leur différence, le spectre du signal HF à recevoir est inversé dans l'étage FI.

Le **récepteur à conversion directe** (qui ne fonctionne qu'en AM ou modulations apparentées) sera étudié au § 12.6 : il ne peut être classé dans les superhétérodynes même s'il possède un oscillateur local et un mélangeur.



L'antenne reçoit le signal HF que l'on souhaite recevoir mais aussi tous les autres. Le filtre de bande, avant le mélangeur, effectue un premier tri puis l'étage FI, grâce à sa sélectivité, extrait le signal désiré. Dans notre schéma, à droite du signal à recevoir, apparaît un signal adjacent qui pourra dégrader la réception une fois notre signal démodulé. Pour supprimer ce signal parasite, il faudrait un filtre FI avec une bande passante plus étroite.

Les récepteurs modernes ont plusieurs fréquences intermédiaires permettant de filtrer plus efficacement. Dans ce cas, l'oscillateur local utilisé pour la seconde fréquence intermédiaire est fixe (de préférence piloté par quartz).

Les récepteurs modernes sont dotés d'un étage DSP (Digital Signal Process, traitement digital du signal) situé avant l'amplificateur AF ou, de préférence, avant le démodulateur. Le traitement numérique fait appel aux convertisseurs analogiques numériques (CAN) et aux transformées de Fourier (FFT), voir § 2.1 et § 8.5. Le signal, une fois numérisé, est traité par des algorithmes (filtres digitaux) faisant appel aux matrices. Le nombre de bits de codage du signal détermine la dynamique du circuit (en dB, rapport entre le signal le plus puissant avant saturation et le signal le plus faible, 6 dB par bit de codage). Une fois le traitement numérique effectué, le signal filtré est reconverti en analogique (CNA) puis envoyé à l'étage AF s'il s'agit d'un signal audio BF.

Un récepteur SDR (Software Defined Radio) combine la conversion directe avec un traitement numérique du signal grâce à un mélangeur à double sortie (I et Q, phase et quadrature) dont le traitement numérique est beaucoup plus rapide que les FFT et qui monte beaucoup plus facilement en fréquence car le nombre d'échantillons requis pour convertir le signal est limité (mais il faut deux séries déphasés de 90 °).

11.3) Fréquence image :

La fréquence intermédiaire est la résultante du mélange de la fréquence H.F. à recevoir et de la fréquence FO de l'oscillateur local. La fréquence image **Fim** est la fréquence obtenue par le mélange inverse (somme des fréquences à l'entrée du mélangeur au lieu de différence pour les récepteurs infradynes, ou l'inverse pour les supradynes) utilisé pour générer la FI.

Soit un récepteur ayant les caractéristiques suivantes : HF = 14 MHz ; FO = 5 MHz ; FI = 9 MHz. Si le filtre d'entrée H.F. est de mauvaise qualité et laisse passer le 4 MHz, le mélange 4 MHz (Fim) et 5 MHz (FO) donne 9 MHz (4 + 5 = 9), soit la Fréquence Intermédiaire. Les deux signaux (HF et Fim) seront présents dans l'étage FI et il sera impossible, à ce niveau, de les séparer. Le calcul de la Fréquence Image diffère selon le récepteur :

- **supradyn** (dans ce cas, **FI = HF + FO**) : **Fim = HF + 2.FO**
- **infradyn** avec FO > FI ou FO > HF (dans ce cas, FI = FO – HF) : **Fim = HF – 2.FI**
- **infradyn** (FI > FO ou HF > FO comme dans notre exemple) : **Fim = HF – 2.FO = 14 – [2x5] = 4 MHz.**

Pour limiter ce problème, les récepteurs à large couverture sont à double changement de fréquence avec une première FI élevée (100 MHz et plus), rejetant très loin la Fréquence Image et facilitant ainsi le filtrage d'entrée. La seconde FI, fixée vers 500 kHz, permet d'utiliser des filtres moins onéreux ou un traitement numérique

11.4) La sensibilité d'un récepteur

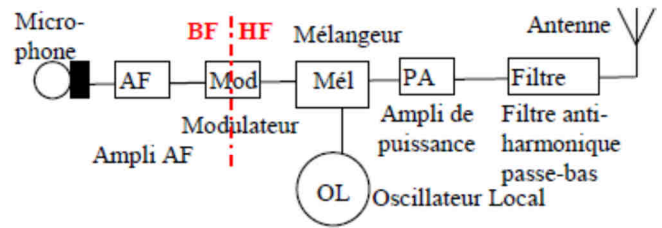
Se mesure par son signal d'entrée minimum. Une liaison radio est jugée bonne si le bruit propre du récepteur est très en dessous du signal à recevoir. Plus un récepteur est sensible, plus il "sortira" les signaux faibles. La puissance du signal se mesure en points S. Un signal de S9 correspond à une tension de 50 µV sur l'entrée du récepteur (charge de 50 Ω) en dessous de 30 MHz. La puissance du signal S9 est donc de $P = U^2 / R = 50 \mu V \cdot 50 \mu V / 50 \Omega = 50 \text{ pW}$. Entre chaque point S, il y a 6 dB, l'échelle des S pour les fréquences inférieures à 30 MHz est ainsi définie :

S	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	9+10 dB	9+20 dB	9+30 dB
dB/S9	-54	-48	-42	-36	-30	-24	-18	-12	-6	0	+10	+20	+30
µV/50Ω	0,1	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6	12	25	50	160	500	1600

Les récepteurs modernes ont couramment une sensibilité de l'ordre de S1 ou S0. Mais l'étalonnage du S-mètre est souvent très fantaisiste et ne correspond pas à la norme indiquée dans le tableau ci-dessus. La mesure du signal d'entrée d'un récepteur se mesure aussi en dBm (décibel par rapport au milliwatt) : un signal S9 correspond à -73 dBm (rapport entre 50 pW et 1 mW, soit $1/(2 \cdot 10^7)$) et un signal S0 correspond à -127 dBm ($= -73 - [9 \times 6]$). Afin d'augmenter la sensibilité d'un récepteur, chacun des étages (oscillateur, amplificateur) devra générer le moins de bruit possible (voir §11.7) et donc être le plus linéaire possible.

11.5) Émetteur :

Un synoptique d'émetteur se lit **du microphone vers l'antenne**. De même que pour les récepteurs, il peut y avoir un ou plusieurs changements de fréquences. Un émetteur est obligatoirement équipé d'un **filtre anti-harmonique passe-bas** (filtre "en pi" par exemple) pour éviter les rayonnements non essentiels. L'impédance de sortie de l'émetteur (après le filtre) devra être conjuguée avec l'impédance présente à l'entrée de la ligne de transmission. Lorsque l'émetteur est couplé à un récepteur (formant alors un transceiver), certains éléments sont en commun : l'oscillateur local (ainsi, la fréquence de réception varie avec celle de l'émission ; pour cela, la fréquence en sortie du modulateur sera égale à la FI du récepteur), la prise antenne qui permettra d'utiliser le même aérien. Toutes ces possibilités nécessitent un système de commutation (commutateurs, relais électromécaniques ou diodes de commutation) permettant de passer facilement de l'émission à la réception.



11.6) La Compatibilité Électromagnétique

CEM est la faculté d'un émetteur de **ne pas perturber son environnement**, en particulier un récepteur, ou la faculté d'un récepteur de **ne pas être perturbé par un émetteur** ou son environnement. Un matériel électrique ou électromécanique ou électronique a un certain **niveau d'immunité** à son environnement électromagnétique. Lorsque les perturbations dépassent ce niveau, son **seuil de susceptibilité** est alors atteint. Il faut alors prendre des mesures de **durcissement** pour atteindre un meilleur niveau d'immunité. Nous parlons d'**émission** lorsqu'il s'agit du générateur de perturbations et de **susceptibilité** lorsqu'il s'agit de matériel perturbé, ou récepteur de perturbations. Une perturbation (émission ou susceptibilité) est dite **conduite** lorsqu'elle est véhiculée par l'intermédiaire des conducteurs (fils, câbles, pistes de circuits imprimés, ...). Une perturbation est dite **rayonnée** lorsqu'elle se propage dans l'espace environnant par un champ électromagnétique.

11.7) Intermodulation, transmodulation et bruit :

Tout produit d'intermodulation est créé par un mélange de fréquences au niveau d'un étage (ou d'un composant) non linéaire aussi bien à la sortie d'un émetteur que sur l'entrée d'un récepteur. Le mélange correspond à la somme et la différence des fréquences fondamentales et de leurs harmoniques. Soient A et B, deux fréquences utilisées, on aura A + B et A - B mais aussi 2B - A et 2A - B, produit du troisième ordre, d'autant plus difficile à éliminer que A et B seront des fréquences voisines. Dans notre exemple du §11.3, si les fréquences 14,1 et 14,2 MHz sont présentes à l'entrée du récepteur et que l'étage RF n'est pas linéaire, on pourra entendre sur 14 MHz le produit du 3^{ème} ordre (14,2 - [14,1 x 2] = 14 MHz).

Le **point d'interception du 3ème ordre** (IP3) est le croisement de la droite représentant la caractéristique entrée/sortie du récepteur et de la droite des produits d'intermodulation du 3ème ordre qui augmentent beaucoup plus vite que les signaux d'entrée. Ce point théorique, exprimé en dBm, doit être le plus élevé possible.

Lorsqu'un signal de fréquence voisine de F, fréquence du signal désiré, est un signal puissant de forte amplitude, celui-ci va provoquer une surcharge de l'étage d'entrée du récepteur qui devient non-linéaire (le signal à la sortie n'est plus proportionnel au signal d'entrée). Ce signal puissant, non désiré, va alors interférer avec le signal désiré et moduler ce dernier. En conséquence, on entendra la modulation normale du signal désiré mais également la nouvelle modulation : c'est l'effet de **transmodulation**.

Le **bruit** provient de la chaleur (agitation des électrons) et arrive par l'antenne ou est créé par des étages non linéaires (oscillateurs ou amplificateurs). La puissance de bruit se calcule de préférence en mW ou en dBm (décibels par rapport au mW). La quantification du bruit thermique est donnée par la formule :

$$P(W) = k \cdot T(^{\circ}K) \cdot B(Hz)$$

k = constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$; T = température en $^{\circ}K$ (soit $^{\circ}C + 273$) ; B = bande passante en Hz

Exemple : quelle est la puissance (en dBm) du bruit thermique dans une antenne à la température ambiante de $20^{\circ}C$ pour une bande passante de 2500 Hz ?

Réponse : $P(W) = k \cdot T(^{\circ}K) \cdot B(Hz) = 1,38 \cdot 10^{-23} \times (20 + 273) \times 2500 = 1,01 \cdot 10^{-17} W \approx 1 \cdot 10^{-14} mW = -140 dBm$

Sur une antenne, à ce bruit thermique s'ajoutent le bruit généré par l'homme qualifié de pollution radioélectrique, le bruit atmosphérique très important sur les bandes basses et le bruit galactique dû essentiellement à l'activité solaire surtout sensible dans les fréquences élevées (VHF et au delà).

Au niveau du récepteur, il faut ajouter une partie du bruit généré par chaque étage. Le bruit généré par le premier étage doit être le plus faible possible. Le facteur de bruit total est donné par la relation suivante :

$$F = F_1 + (F_2 - 1) / G_1 + (F_3 - 1) / (G_1 \times G_2) + \dots + (F_n - 1) / (G_1 \times G_2 \times G_3 \times \dots \times G_{n-1})$$

F = facteur de bruit total ; F_i = facteur de bruit (ou perte) apporté par l'étage i ; G_i = gain de l'étage i .

Le facteur de bruit et le gain de chaque étage sont exprimés en rapport (et non pas en dB)

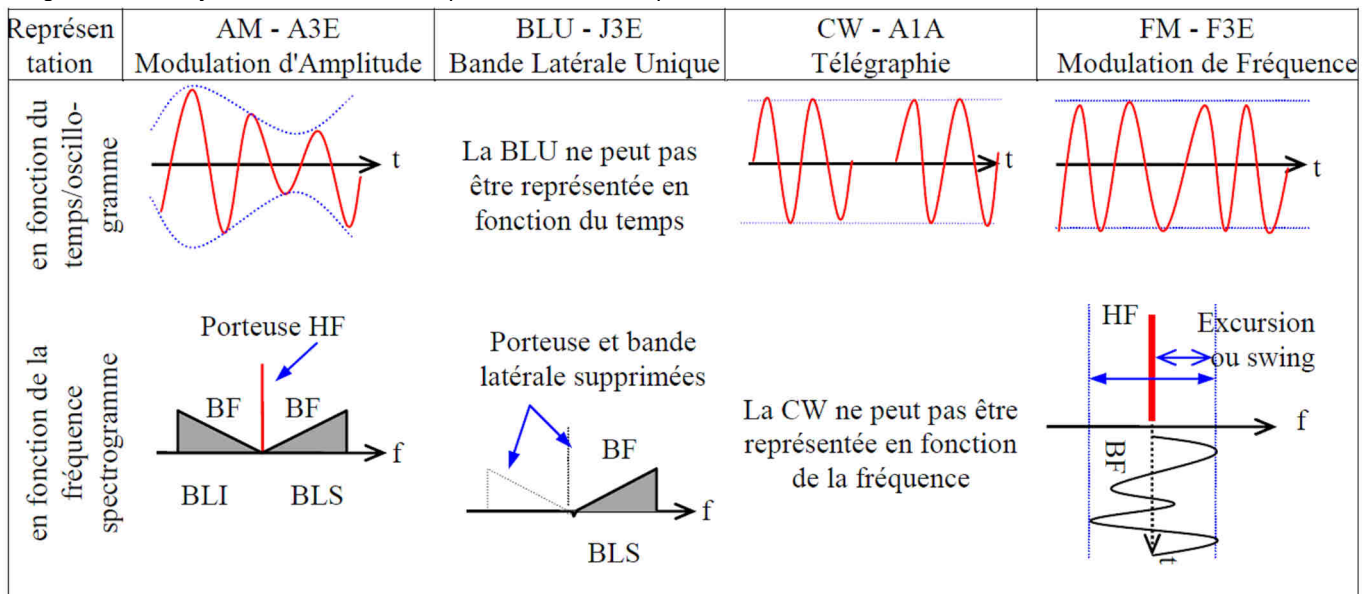
Exemple : au centre d'un câble ayant une perte totale de 6 dB, on installe un préamplificateur de 16 dB ayant un facteur de bruit de 1 dB. Quel est le facteur de bruit (en dB) de l'ensemble ? Quel est le gain de l'ensemble ? **Réponse :** facteur de bruit de chaque morceau de câble $F_c = 2$ (= 6 dB / 2) ; gain de chaque morceau du câble $G_c = 0,5$ (= 1 / F_c) ; facteur de bruit du préampli $F_p = 1,26$ (= 1 dB) ; gain du préampli $G_p = 40$ (= 16 dB) ; calcul du facteur de bruit total : $F = F_c + ((F_p - 1) / G_c) + ((F_c - 1) / (G_c \times G_p)) = 2 + ((1,26 - 1) / 0,5) + ((2 - 1) / (0,5 \times 40)) = 2 + 0,52 + 0,05 = 2,57$ soit un facteur de bruit total de 4,1 dB ;

Gain de l'ensemble = gain du préampli - pertes dues au facteur de bruit = 16 - 4,1 = 11,9 dB (et non pas somme des gains - somme des pertes = 16 - (3 + 1 + 3) = 9 dB : le facteur de bruit amené par le second morceau de câble, c'est-à-dire sa perte, est masqué en grande partie par le gain du préamplificateur) Bien souvent, l'ensemble du bruit extérieur au récepteur (thermique + atmosphérique + galactique + pollution radioélectrique) est supérieur aux -127 dBm correspondant à un signal de force S0 sur l'antenne. Dans ce cas, le signal, noyé dans le bruit, ne pourra pas être démodulé, même si le récepteur est parfait (aucun bruit généré).

12) Les DIFFÉRENTS TYPES de MODULATIONS

12.1) Schématisation des différents types de modulation :

La tension instantanée en fonction du temps d'un signal sinusoïdal peut se caractériser par trois grandeurs : **l'amplitude, la fréquence et la phase**. Si on désire transporter une information (voix, image, données informatiques, ...) grâce à ce signal, il faut le moduler en fonction de cette information. Moduler ce signal consiste à modifier une de ses trois grandeurs au rythme de l'information que l'on désire transporter.



Un **oscillogramme** représente la modulation en fonction du temps qu'afficherait un oscilloscope.

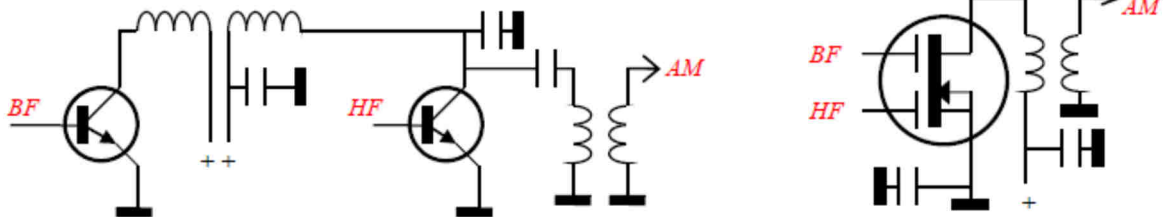
Un **spectrogramme** représente la modulation en fonction de la fréquence qu'afficherait un analyseur de spectre.

- Si on modifie l'amplitude, on parle de **modulation d'amplitude AM** : le niveau de H.F. est modulée par le niveau de B.F. ; la B.F. produit une enveloppe (marquée en pointillé dans le schéma ci-dessus) autour de la H.F. En représentant l'AM en fonction de la fréquence, on retrouve la porteuse au centre et deux bandes latérales (une de chaque côté de la porteuse) transportant le message B.F. car moduler la HF (porteuse) par la BF revient à les mélanger (voir § 7.7) ; la résultante de ce mélange donne les fréquences $HF + BF$, $HF - BF$ et HF .
- La **Bande Latérale Unique BLU**, SSB (Single Side Band) en anglais, est créée à partir de l'AM dont on supprime la porteuse et une bande latérale afin d'optimiser la puissance émise : la porteuse ne transporte aucun message, les deux bandes latérales transportent le même message. Le spectre BF (en gris sur les schémas ci-dessus) est représenté dans le schéma du bas par un triangle ce qui permet de différencier le bas et le haut du spectre BF et ne signifie pas que la tension ou la puissance du signal BF est plus faible vers 0 Hz. En BLU, le signal BF est simplement « translaté » sur une fréquence plus élevée. En BLS, le spectre BF s'étend de 0 Hz (à gauche du triangle représentant le spectre BF) à 3 kHz (à droite). En BLI, le spectre BF est inversé : il devra être « retourné » lors de la démodulation, sinon le signal restera incompréhensible.
- La modulation d'amplitude avec **bandes latérales indépendantes** (à ne pas confondre avec la BLI, bande latérale inférieure) permet de transmettre deux signaux indépendants dans chacune des bandes latérales. La mise au point de cette modulation, pas encore utilisée par les radioamateurs, est délicate.
- La **CW** (de l'anglais Continuous Waves, ondes entretenues) est simplement de la H.F. modulée en tout ou rien. La CW est une modulation d'amplitude réduite à sa plus simple expression.
- la **modulation de fréquence FM** (et la modulation de phase) sont des modulations « angulaires ». En FM, la fréquence de la porteuse est modulée au rythme de la BF. Lorsque la BF est au maximum, la fréquence est maximum, et vice versa. **L'excursion** en fréquence (ou swing) est l'écart entre la fréquence centrale et une des deux fréquences extrêmes. La bande passante (ou occupée) est le double de l'excursion et est l'écart entre les deux fréquences extrêmes.
- Si l'on modifie la phase, on parle de **modulation de phase**. La représentation temporelle de ce signal ressemble alors à celle d'un signal modulé en fréquence et les propriétés d'un signal modulé en phase sont très proches de celles d'un signal modulé en fréquence. D'ailleurs, l'oreille humaine ne fait pas la distinction ; en revanche, l'ordinateur (et le traitement numérique de sa carte son) la fait.

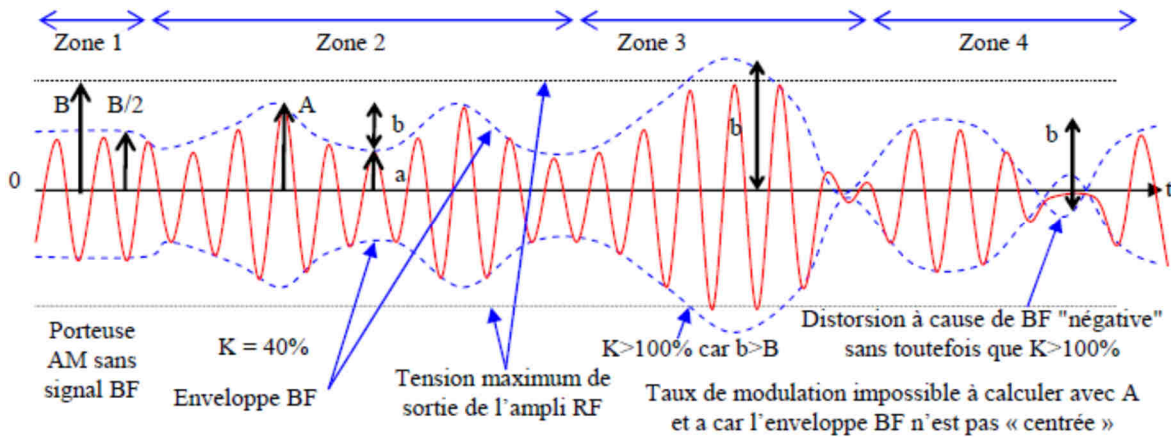
Les **modos digitaux** (appelés aussi MGM : Modulation Générée par une Machine) n'échappent pas à cette classification : la CW est une modulation d'amplitude numérique à 2 états (tout ou rien). Avec le **FSK** (Frequency Shift Keying), la fréquence est modulée par une sous-porteuse contenant l'information numérique. Le **PSK** (Phase Shift Keying) module la phase qui prend 2 états (0 et π donnant du 2-PSK), 4 états (0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$ donnant du 4-PSK), voire plus. Transmettre en **AFSK** sur un émetteur BLU équivaut à moduler en FSK.

Emission :

Une onde porteuse en AM peut être modulée de différentes façons : en agissant sur l'alimentation de l'amplificateur final (schéma à gauche) ou en mélangeant HF et BF grâce à un MOS-FET (schéma à droite).



La représentation d'un signal AM en fonction du temps est donnée ci-après. La valeur crête du signal HF, « B », est la **puissance de pointe de l'enveloppe** (PEP) : l'émetteur ne peut pas fournir une puissance supérieure. C'est cette puissance qui est retenue pour la détermination de la puissance maximum autorisée (voir § R-2.2).



En l'absence de BF, la valeur du signal HF doit être de B/2 (zone 1 du schéma) ; une fois modulée par le signal BF (« enveloppe BF » en pointillé), le signal HF varie autour de B/2 (puissance moyenne lue par le wattmètre, la moitié de la puissance PEP) avec une valeur allant de « a » à « A », soit une variation de « b » (zone 2 du schéma). Si la BF est centrée par rapport à B, on a : $b = A - a$ et $B = A + a$.

Si l'enveloppe BF passe au dessus de « B » (zone 3) ou si l'enveloppe BF passe en dessous de 0 (zone 4), il y a **surmodulation** et distorsion du signal BF puisqu'une partie de celui-ci n'est pas émis. La modulation est optimisée lorsque la valeur « b » est la plus grande possible, sans toutefois que l'enveloppe BF dépasse les deux limites énoncées ci-dessus (0 et B) car, au-delà, les distorsions sont sévères.

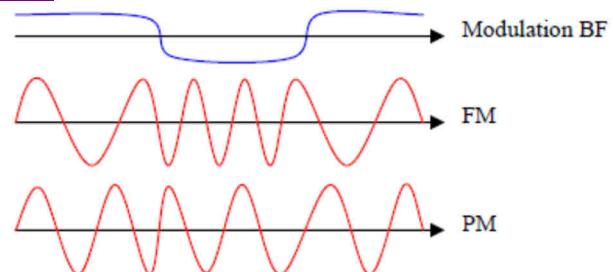
Le **taux de modulation** de l'AM est noté K (en %) et est calculé ainsi : $K(\%) = (A - a) / (A + a) = b / B$. Les valeurs B et b sont plus simples à conceptualiser tandis que les valeurs A et a sont plus simples à mesurer. Le taux de modulation obtenu par les valeurs A et a suppose que l'enveloppe BF soit centrée par rapport à la valeur crête de la porteuse (B) et que l'enveloppe BF reste comprise entre 0 et B. Pour éviter la surmodulation et optimiser le taux de modulation, un **compresseur de modulation** peut être inséré entre l'amplificateur AF et le modulateur : les pointes du signal BF issu du microphone sont plus ou moins atténuées alors que les creux sont, au contraire, amplifiés.

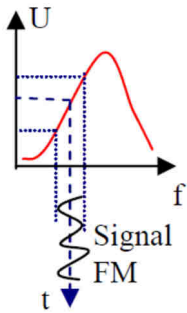
Exemple : dans la zone 2 du schéma, on mesure les valeurs : $A = 4,2 \text{ V}$ et $a = 1,8 \text{ V}$, quel est le taux de modulation ? **Réponse** : $K = (A - a) / (A + a) = (4,2 - 1,8) / (4,2 + 1,8) = 2,4 / 6 = 0,4 = 40\%$. (2,4 V et 6 V sont les valeurs de b et B)

12.4 La Modulation de Fréquence mode F (et G phase)

La modulation de fréquence, FM, et la modulation de phase, PM, sont des modulations angulaires et possèdent des caractéristiques très proches. Si proches que les circuits de démodulation sont identiques et que nous FM parlons toujours de FM alors que nous avons souvent affaire à de la PM. Si l'oreille humaine ne fait pas la différence entre la FM et la PM, l'ordinateur (et sa carte son) et les DSP ne ^{PM} confondront pas ces deux modulations.

Réception FM : La FM et la PM sont démodulées par un **discriminateur ou détecteur de pente** qui transforme les variations de la fréquence du signal à démoduler en variations de tension BF. Lorsque deux signaux sont présents à l'entrée du démodulateur, seul le signal le plus fort sera démodulé, contrairement à l'AM (et à la BLU) où les deux signaux seront extraits.

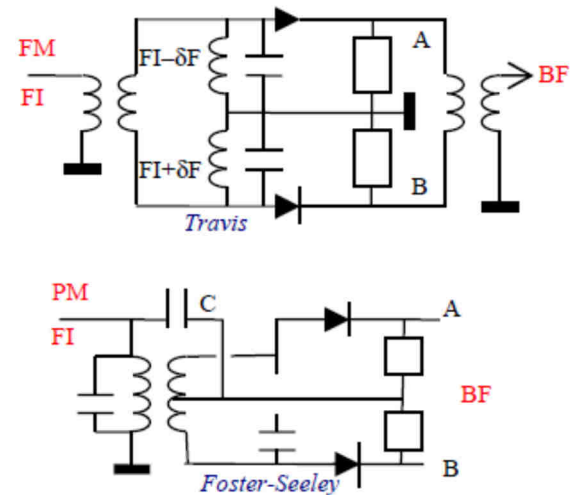




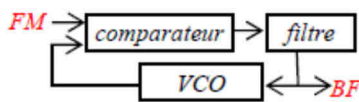
Un **discriminateur ou détecteur de pente** est composé d'un filtre dont la fréquence de résonance est décalée par rapport à la fréquence de la porteuse de telle manière que le signal FM se trouve sur la partie la plus linéaire des flancs du filtre (généralement située en dessous de la fréquence de résonance). Si bien que lors des variations de fréquences, la fonction de transfert du filtre transforme la variation de fréquence en variation de tension.

Le discriminateur de type **Travis** reprend le même principe que le détecteur de pente en réduisant son manque de linéarité. Il est composé de deux circuits oscillants calculés pour les fréquences extrêmes d'excursion (convertisseur équilibré). Quand la fréquence à démoduler se rapproche de $F_I - \delta F$, la tension en A est supérieure à celle en B.

Le discriminateur de type **Foster-Seeley** démodule la modulation de phase (PM) grâce au déphasage introduit par le condensateur C dans le circuit oscillant de sortie.

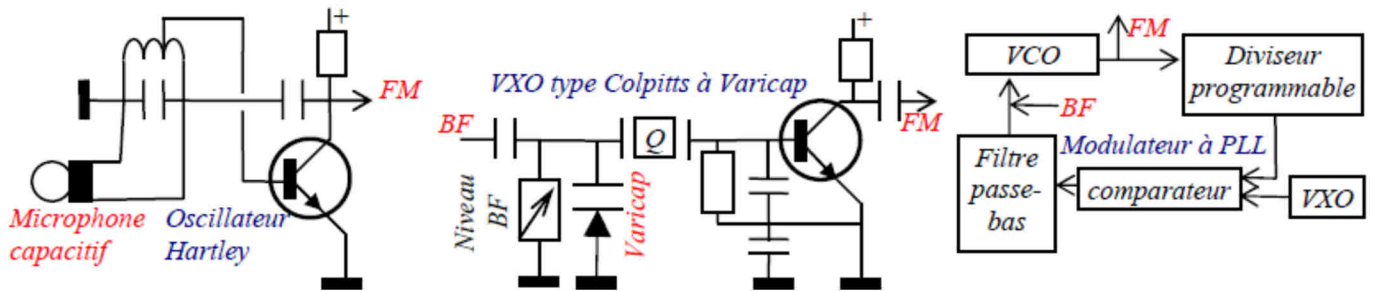


En l'absence de signal sur son entrée, le discriminateur génère du bruit. Pour éviter ce souffle, on utilise un **squelch** (ou silencieux) qui coupe l'alimentation d'un étage AF en l'absence de HF (ou en cas d'un niveau HF trop faible) à la sortie FI. En complément, un circuit **limiteur** situé à la sortie de la FI écrête les variations d'amplitude du signal FM ou PM dues, en particulier, aux parasites qui peuvent perturber le discriminateur.



Les discriminateurs modernes utilisent une boucle PLL : le signal FM est comparé au signal HF issu du VCO. Après un filtre passe-bas, le signal de sortie qui est aussi le signal BF pilote la fréquence du VCO.

Emission FM : Un modulateur FM est un **VCO (oscillateur à réactance)** transformant les variations de la BF en variations de fréquence (ou de phase). Dans les schémas présentés ci-dessous, la réactance du modulateur est générée par un micro capacitif associé à un circuit LC ou par une diode Varicap. En utilisant une boucle PLL, l'excursion en fréquence et la fréquence centrale du modulateur sont facilement ajustables par le VXO et le diviseur programmable. La BF est injectée après le filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est très basse (<10 Hz).



On appelle **indice de modulation** (m) le rapport obtenu en divisant l'excursion de fréquence (soit la moitié de la bande passante du signal FM, dF) par la fréquence maximum du signal modulant (BF) :

$$m = \text{Excursion} / \text{BF max} \quad (\text{Hz})$$

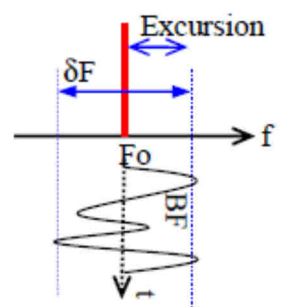
Le fait de passer le signal FM par un multiplicateur change son excursion et son indice de modulation. Ainsi, un signal FM passant dans un doubleur de fréquence voit son excursion et son indice de modulation doubler : l'excursion est doublée mais la fréquence de la BF modulante ne change pas.

On parle de FM à bande étroite (NBFM, Narrow Band Frequency Modulation) lorsque l'indice de modulation est égal ou inférieur à 1. Dans ce cas, le gain en rapport S/B (signal+bruit/bruit), par nature supérieur à celui constaté en AM, diminue fortement et donc la qualité du signal transmis se dégrade (bruit, surtout dans les aigus). Pour réduire ce bruit (et augmenter le rapport S/B), le signal BF peut être modifié par un **préaccentuateur** qui renforce les aigus et qui est situé avant le modulateur FM. Le démodulateur FM sera alors constitué d'un **limiteur** suivi du **discriminateur** et du **désaccentuateur** qui restitue la BF envoyée à l'étage d'amplification AF.

Exemple : quel est l'indice de modulation d'un signal FM transmis sur 144 MHz dont l'excursion est de 7,5 kHz et dont le spectre BF couvre une bande de 300 à 3.000 Hz?

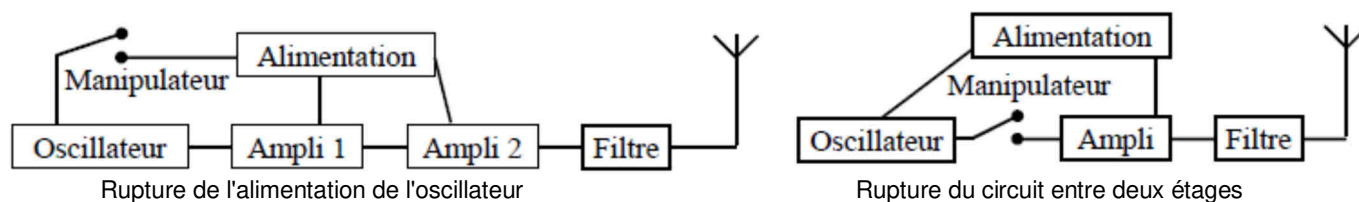
Réponse : $m = \text{excursion} / \text{BF max} = 7,5 \text{ kHz} / 3.000 \text{ Hz} = 7,5 / 3 = 2,5$

La tension du signal FM en fonction du temps, $S(t)$, s'écrit ainsi (avec F = fréquence de la porteuse, f = fréquence de la BF modulante, P = tension crête de la porteuse et M = niveau BF déterminant l'indice de modulation) : $S(t) = \cos [2\pi \cdot [F + M \cdot \cos (2\pi \cdot f \cdot t)] \cdot t] \cdot P$ tandis que le même signal modulé en phase s'écrit ainsi : $S(t) = \cos [2\pi \cdot F \cdot t + M \cdot \cos (2\pi \cdot f \cdot t)] \cdot P$. On voit que ces deux fonctions sont très proches l'une de l'autre : le signal utilisé pour moduler de la PM est la dérivée du signal modulant utilisé pour générer de la FM.



12.5) La manipulation pour coupure de porteuse, CW mode A1A , A1B

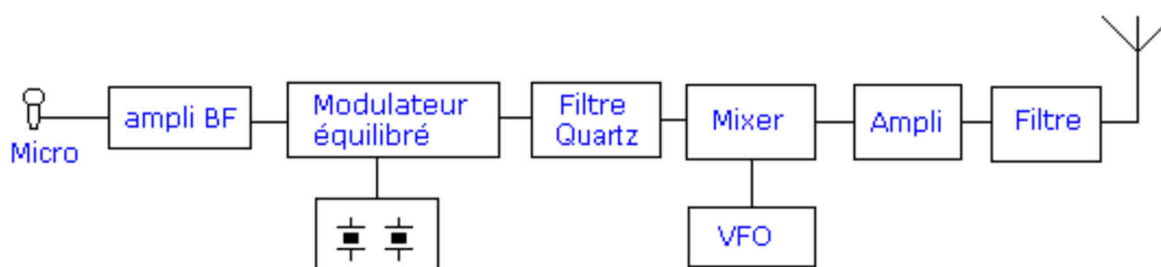
(de l'anglais Continuous Waves, traduit en français par ondes entretenues). Ce terme « ondes entretenues » tire son origine des années 1910. A cette époque, la technique de l'émission est passée de l'éclateur générant une onde amortie qui couvrait une gamme de fréquence très étendue à des oscillateurs générant une onde entretenue beaucoup plus pure. C'est cette technique de l'onde entretenue qui a permis le développement de la TSF au début du XX^{ème} siècle. La CW peut être modulée par rupture d'alimentation sur différents étages : oscillateur, FI, amplificateur final. La modulation peut être aussi effectuée par rupture de liaison entre deux étages.



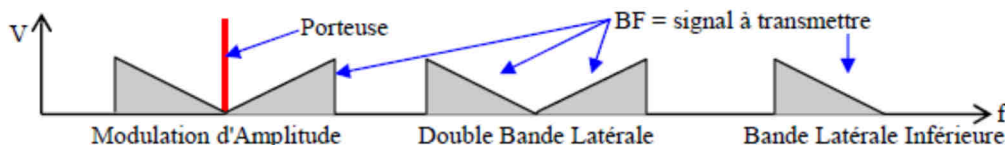
Lorsque le signal est modulé par rupture de l'alimentation de l'oscillateur, la stabilité de ce dernier peut être détériorée ce qui génère des **piaulements** en réception. La manipulation par rupture entre les étages provoque, quant à elle, d'importantes variations d'impédance de charge des étages suivants, pouvant générer des **claquements** en réception.

La CW est démodulée de la même manière que la BLU (voir § suivant).

12.6) La Bande Latérale Unique BLU mode J



La **BLU** est une forme de modulation d'amplitude. Quand un signal AM est représentée en fonction de la fréquence, la porteuse ne transmet aucun signal BF et les signaux BF se situent au dessus et au dessous de la fréquence de la porteuse : les fréquences BF et porteuse sont mélangées, donnant la résultante porteuse + BF et porteuse - BF. La BF est donc présente deux fois dans les deux bandes latérales. Pour réduire le spectre d'occupation et les puissances mises en jeu, seule la **bande latérale inférieure** ou **supérieure** est conservée. Attention : les deux bandes latérales ne sont pas les enveloppes BF situées en haut et en bas de la représentation de l'AM en fonction du temps.



La tension du signal AM en fonction du temps, $S(t)$, s'écrit ainsi (avec K = taux de modulation, P = tension crête de la porteuse sans modulation (= $B/2$), F = fréquence de la porteuse et f = fréquence de la BF modulante) :

$$S(t) = P \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t) \cdot [1 + K \cos(2\pi \cdot f \cdot t)] \quad \text{donc } S(t) = P \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t) + P \cdot K \cdot [\cos(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t)]$$

Porteuse BF Porteuse Bandes latérales

On sait par ailleurs que : $\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$

$$\text{donc : } S(t) = P \cdot \cos(2\pi \cdot F \cdot t) + \frac{1}{2} \cdot P \cdot K \cdot [\cos(2\pi \cdot F \cdot t + 2\pi \cdot f \cdot t) + \cos(2\pi \cdot F \cdot t - 2\pi \cdot f \cdot t)]$$

Porteuse BLS BLI

Si le taux de modulation, K , est égal à 100% (dans le meilleur des cas), la tension de la porteuse est le double de celle des deux bandes latérales (voir schéma ci-dessus). En termes de puissance, la porteuse contient les deux tiers de la puissance émise et les deux bandes latérales contiennent le reste. Sur 150 W émis et avec $K = 100\%$, la porteuse contient 100 W et chaque bande latérale contient 25 W. La puissance des bandes latérales est donc au mieux 6 dB en dessous de la puissance de la porteuse (4 fois moindre).

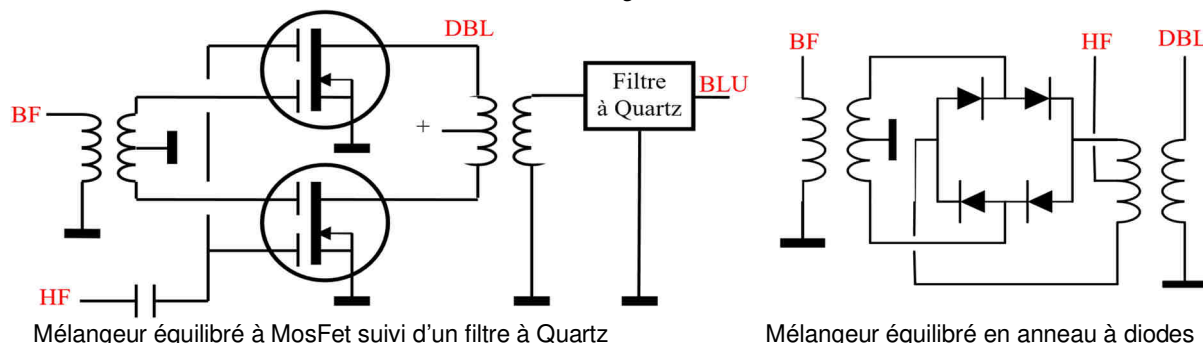
Emission BLU : Pour générer de la BLU, un **mélangeur équilibré** est utilisé. Il génère de la double bande latérale (DBL = BLI + BLS) puis la bande latérale désirée est filtrée grâce à un filtre à quartz. Lorsqu'il n'y a pas de signal B.F., le transformateur de sortie est équilibré. Il n'y a donc pas de H.F. Par contre, en présence d'un signal B.F., l'ensemble est déséquilibré et la H.F. (DBL) passe. *La modulation d'amplitude avec bandes latérales indépendantes (code B, voir §R-1.2, modulation difficile à mettre au point et peu utilisée par les radioamateurs) n'est pas de la DBL car les deux bandes latérales transmettent chacune un signal différent.*

Dans le **mélangeur équilibré à diodes**, le sens des diodes est différent de celui du pont redresseur : les diodes sont les unes derrière les autres (en anneau). Le mélangeur à diodes est monté dans un boîtier à quatre broches (2 entrées, 1 sortie et une masse) intégrant non seulement les 4 diodes mais aussi les transformateurs.

Qu'il soit équilibré ou non, le mélangeur à MOS-FET est souvent remplacé par le mélangeur à diodes car ce dernier multiplie parfaitement les tensions présentes sur ses entrées si bien qu'en sortie, il n'y a que $F1 + F2$ et $F1 - F2$. Les diodes utilisées sont du type Schottky (commutation rapide). Ce circuit est affecté de trois défauts :

- son facteur de bruit introduit une perte d'environ 10 dB qu'il faudra compenser par de l'amplification ;
- il faut lui fournir sur une des entrées un signal puissant (l'oscillateur local par exemple) ;
- ce mélangeur demande d'être chargé par les impédances définies par le constructeur (le plus souvent 50 Ω), ce qui n'est pas toujours simple à réaliser quand la bande à couvrir est très large.

Lorsqu'il est monté en mélangeur équilibré, les transformateurs d'entrée et de sortie du mélangeur à diodes en anneau équilibrent la sortie en l'absence de BF, comme dans le montage à MOS-FET.

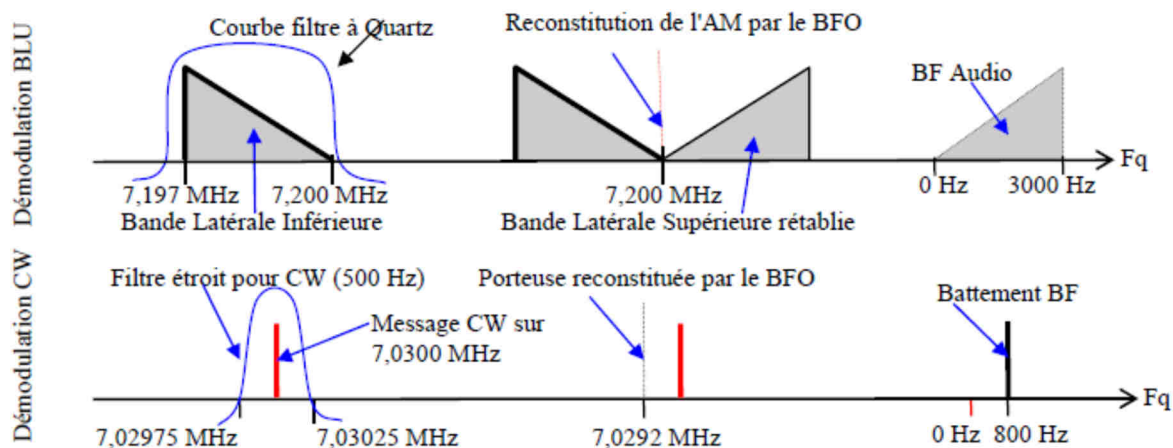


Le **filtre à quartz** est composé de condensateurs à quartz (voir § 7.5) montés en série et taillés pour une fréquence proche du signal à filtrer. Ce type de filtre possède des pentes très raides car un signal adjacent à 200 Hz (écart entre la BLI et la BLS) doit pouvoir être ramené à -60 dB par rapport au signal utile.

Le **générateur deux tons** permet de vérifier la linéarité de l'émetteur : deux signaux BF sinusoïdaux, de même niveau et non harmoniques (par exemple : 900 et 1700 Hz) sont appliqués à l'entrée microphonique de l'émetteur. Un analyseur de spectre, branché à la sortie de l'émetteur, ne devra faire apparaître aucune distorsion de fréquences (les deux signaux auront le même niveau) ni aucun autre signal parasite, signe du manque de linéarité d'un étage. Souvent, l'étage fautif est le mélangeur équilibré qui présente des distorsions quadratiques ou cubiques (voir § 7.8). A défaut d'analyseur de spectre, le signal pourra être vérifié numériquement à l'aide d'un récepteur en branchant la sortie BF du récepteur sur la carte son d'un ordinateur.

La **modulation par déphasage** des signaux HF et BF est peu répandue. Les déphaseurs utilisés sont difficiles à régler.

Réception BLU et CW : Le système qui permet de démoduler la CW et la BLU se nomme un **BFO (Oscillateur de Battement de Fréquence)**. Le BFO est un oscillateur fixe qui génère une fréquence proche de la fréquence à démoduler. Il rétablit la porteuse supprimée à l'émission pour générer de l'AM ou pour générer une note audible en CW. Le mélangeur du BFO est suivi d'une détection AM.



Le spectre BF est représenté ici par un triangle qui permet de différencier le bas et le haut du spectre BF. Cette représentation ne signifie pas que la tension ou la puissance du signal BF est plus faible vers 0 Hz.

En **CW**, l'écart entre la fréquence issue de la FI et celle du BFO donne en les mélangeant une fréquence audible (800 Hz environ).

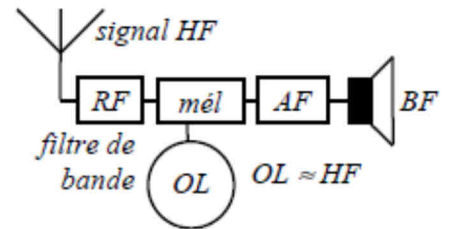
En **BLU**, la fréquence du BFO correspond à la fréquence théorique de la porteuse supprimée à l'émission. Si la porteuse n'est pas rétablie sur la bonne fréquence, la voix de votre correspondant sera sensiblement modifiée mais restera compréhensible.

En BLU comme en CW, la fréquence affichée par le transceiver est la fréquence de la **porteuse**.

Dans nos exemples : 7,030 MHz en CW et 7,200 MHz, fréquence de la porteuse supprimée en BLI. Ce qui signifie qu'en BLU, il n'y a aucune émission sur la fréquence affichée par l'émetteur (puisque la porteuse est supprimée) alors qu'en CW, l'émission se fait sur la fréquence affichée.

Dans un récepteur à conversion directe, la fréquence de l'oscillateur local est proche de la fréquence à recevoir. Il y a le filtre de bande (étage RF) suivi d'un mélangeur où on trouve en sortie un signal issu des bandes latérales, qui est le signal modulant lui-même. Le démodulateur et les étages FI ont disparu ainsi que les problèmes liés à la Fréquence Intermédiaire (notamment la fréquence image). signal HF Ce récepteur simple à mettre en œuvre nécessite un amplificateur AF à grand gain et ne démodule que des signaux modulés en amplitude (AM, BLU ou CW).

Pour les modulations angulaires (FM, PM), le signal AF sera traité numériquement (démodulateur I-Q et traitement du signal en bande de base via la carte son d'un ordinateur) avant d'être appliqué au haut-parleur.



Principales formules à connaître pour passer l'examen

Chapitre 0 : Rappel d'algèbre

Giga 10^9 Mega 10^6 Kilo 10^3 U 10^0 Milli 10^{-3} μ 10^{-6} nano 10^{-9} pico 10^{-12}

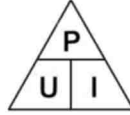
Chapitre 1 : Lois d'Ohm et de Joule

- $U = R \cdot I$
- $P = U^2 / R$
- $P = R \cdot I^2$
- $Q = I \cdot t$ (Coulomb Ampère seconde)
- Energie **1 joule = 1 watt / seconde** et $1 \text{Wh} = 3600 \text{ J}$
- Travail **$W = P \cdot t = U \cdot Q$** (joule W s V C)
- Résistivité : **$R = \rho \cdot L / s$** ($\Omega \Omega/\text{m m m}^2$)

URI



PUI



U^2/PR



PR/I^2



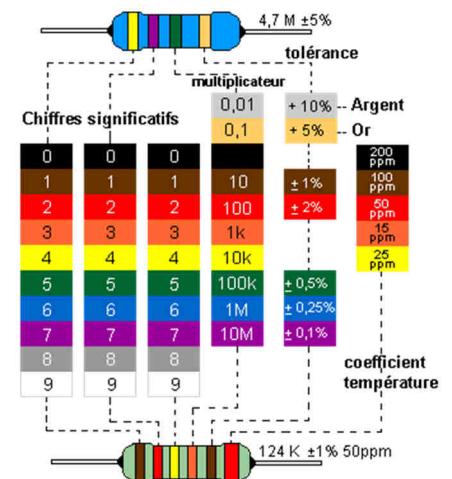
- Code des couleurs des résistances :

- Groupements de résistances en série :

- o $R = R_1 + R_2 + R_n$
- o $U_{R1} = U_t \cdot (R_1 / R_t)$
- o $U_t = U_{R1} + U_{R2} + \dots$

- Groupements de résistances en parallèle :

- o $R = 1 / (1/R_1 + 1/R_2 + \dots)$
- o $I_{R1} = I_t \cdot (R_t / R_1)$
- o $I_t = I_{R1} + I_{R2} + \dots$



Chapitre 2 : Courants alternatifs sinusoïdaux, bobines et condensateurs

- Courants alternatifs sinusoïdaux :

- o Période (seconde) et fréquence (Hz) : $t = 1 / F$
- o Pulsation (rad/s) : $\omega = 2\pi \cdot F$
- o Valeurs efficaces / maximum (Volt) : $V_{eff} = V_{max} / \sqrt{2}$
- o Valeurs crête à crête (Volt) : $V_{cac} = 2 V_{max}$

- Bobines :

- o Valeur d'une bobine Henry : $L = F \cdot N^2 \cdot D^2$ (H - - m)
- o Impédance : $Z = 2\pi \cdot F \cdot L$ (Ω Hz H)
- o Montage série : $L_t = L_1 + L_2 + \dots$

- Condensateurs :

- o Valeur de la capacité d'un condensateur en Farad : $C = d \cdot S / E$ ($\text{m}^2 \text{ m}$)
- o Quantité d'électricité emmagasinée : $Q = C \cdot U$ (Colomb Farad Volt)
- o Quantité d'énergie emmagasinée en Joules : $E = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot U = \frac{1}{2} C \cdot U^2$
- o Impédance : $Z = 1 / (2\pi \cdot F \cdot C)$ (Ω Hz F)
- o Montage série : $C = 1 / (1/C_1 + 1/C_2 + \dots)$
- o Montage parallèle : $C = C_1 + C_2 + \dots$
- o Constante de temps d'un condensateur en seconde : $t = R \cdot C$
- o Durée de charge ou de décharge 99%-1% : $= 5 \cdot t$

Chapitre 3 : Transformateurs, piles et galvanomètres

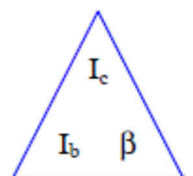
- Transformateur sans perte:
 - o Rapport de transformation : $N = n_s / n_p$
 - o Transformation de tension : $U_s = U_p \cdot N$
 - o Transformation d'intensité : $I_s = I_p / N$
 - o Transformation d'impédance : $Z_s = Z_p \cdot N^2$
 - o Rendement : $\eta = P_s / P_p$
- Piles et accumulateurs :
 - o Résistance interne Ohms : $R = (E - U) / I = (E / I) - R$
 - o Force électromotrice Volt : $E = (R + R_i) \cdot I$
 - o Capacité : $1 \text{ Ah} = 3600 \text{ C}$
- Galvanomètres :
 - o Voltmètre : $U_T = U_R + U_g$ et $R = (U_T / I_g) - R_i$
 - o Ampèremètre : $I_T = I_g + I_R$ et $R = U / (I_T - I_g)$
 - o Qualité des voltmètres : $Q (\Omega/V) = (R + R_i) / U_{\text{calibre}} = 1 / I_g$

Chapitre 4 : Décibels, circuits RC et L-C, loi de Thomson

- Décibels :
 - o Gain dB : $G = 10 \log (P_s / P_e)$ et $P = 10^{(dB/10)}$ en **puissance**
 - o Gain dB : $G = 20 \log (U_s / U_e)$ et $P = 10^{(dB/20)}$ en **tension**
- Circuits **RC** :
 - o Fréquence de coupure en Hz : $F = 1 / (2\pi \cdot R \cdot C)$
 - o Atténuation : **-3dB FC -6dB/octave -20dB /décade**
- Circuits **RL** :
 - o Fréquence de coupure en Hz : $F = R / (2\pi \cdot L)$
- Circuits **LC et RLC** :
 - o Fréquence de coupure / résonance : $F = 1 / (2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C})$
 - o Atténuation : deuxième ordre **-3dB FC -12dB/octave -40dB /décade**
 - o Impédance d'un circuit **RLC** série ou parallèle à la résonance : $Z_{\text{série}} = Z_{\text{parallèle}} = R$
 - o Impédance d'un circuit **RLC bouchon** à la résonance : $Z_{\text{bouchon}} = L / (R \cdot C)$
 - o **Facteur Q** d'un circuit bouchon ou série : $Q_{\text{bouchon}} = Q_{\text{série}} = \sqrt{L / C} / R$
 - o **Bande passante à -3dB** d'un circuit RLC en Hz: $B = F / Q$
 - o Taux de sélectivité (%) = $(BP \text{ à } -3 \text{ dB} / BP \text{ à } -60 \text{ dB}) \times 100$
 - Facteur de forme = $BP \text{ à } -60 \text{ dB} / BP \text{ à } -3 \text{ dB}$

Chapitre 6 : Les transistors et leurs montages

- Gain d'un transistor monté en émetteur commun : $I_c = \beta \cdot I_b$, voir triangle ci-contre :
- Intensité dans l'émetteur d'un transistor : $I_e = I_b + I_c$

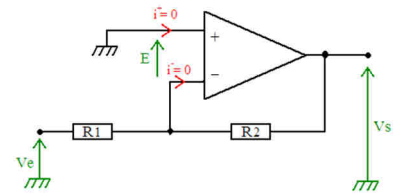


Chapitre 7 : Amplificateurs, oscillateurs et mélangeurs

- Taux de distorsion harmonique (TDH en %) : (Tension parasite / Tension désirée) x 100
- Fréquences à la sortie d'un mélangeur : $F_{max} = F1 + F2$ et $F_{min} = F1 - F2$ (ou $F2 - F1$)
- Fréquences à l'entrée d'un mélangeur : $F1 = (F_{max} - F_{min}) / 2$ et $F2 = F_{max} + F1$

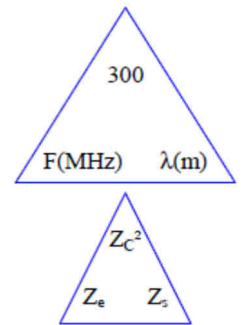
Chapitre 8 : Amplificateurs opérationnels et circuits logiques

- Gain du montage fondamental : $G = - (R2 / R1)$
- Tension de sortie du montage fondamental : $US = UE \times G$



Chapitre 9 : Propagation et antennes

- Relation longueur d'onde / fréquence : $\lambda = 300 / F$ (m Mhz)
- Longueur théorique d'un doublet **demi-onde** : $L = 150 / F$ (m Mhz)
- Longueur théorique d'une antenne **quart d'onde** : $L = 75 / F$ (m Mhz)
- Puissance apparente rayonnée : $PAR(W) = P_{\text{émetteur}}(W) \times G_{\text{antenne}}$ (rapport arithmétique)



Chapitre 10 : Lignes de transmission et adaptations

- Impédance d'une ligne de transmission Ω : $Z = \sqrt{L / C}$
- $\rho = Ur / Ue = Ie / Ie = \sqrt{Pr / Pe} = (ROS-1)/(ROS+1)$
- **TOS (%) = $\rho \times 100$**
- $\rho = (V_{max} - V_{min}) / (V_{max} + V_{min})$
- $Pr = Pe \times \rho^2$
- **$ROS = Z_{max} / Z_{min} = V_{maxi} / V_{mini} = (1+\rho) / (1-\rho)$**
- Impédance **Pr=4%**des lignes **quart d'onde** : $Zc = \sqrt{Ze \cdot Zs}$
- Impédance des lignes **demi-onde** : **$Ze = Zs$** quelle que soit Zc

ROS	ρ	Pr
1,25	0,111	1,23%
1,5	0,2	4%
2	0,333	11,1%
3	0,5	25%

Chapitre 11 : Les synoptiques

- **Fréquence image** : le calcul varie selon le type du changement de fréquence du récepteur :
 Supradyne : $F_{Im} = HF + 2.FO$
 Infradyne et $FO > FI$: $F_{Im} = HF + 2.FI$
 Infradyne et $FI > FO$: $F_{Im} = HF - 2.FO$

Chapitre 12 :

Les différents types de modulation

- Taux de modulation AM : $K(\%) = (A - a) / (A + a) = b / B$
- Indice de modulation FM : $m = \text{Excursion FM (Hz)} / \text{BF maxi (Hz)}$

Réglementation

Bibliographie, adresses et coordonnées

Réglementation :

- Guide du Radioamateur édition 2005 (édition épuisée)
- Consultez la sélection des textes français et internationaux : <http://f6kgl.f5kff.free.fr/Reglementation.pdf>

Technique :

- Radio REF, revue du REF-Union (voir adresse dans Associations)
- QSP, revue des radioamateurs francophones, journal numérique gratuit et indépendant (<http://www.on6ll.be>)
- De nombreux sites Internet ont été créés par des radioamateurs. Pour ne citer que les français :
- Le traité d'électricité et d'électronique pour le radioamateur par F6CRP : <http://assoc.orange.fr/f6crp/elec/index.htm> -
- Le manuel Internet des radioamateurs par F5ZV : <http://perso.orange.fr/f5zv/RADIO/RM/RM.html>.

Entraînement :

- Sur le site de l'ANFR, une présentation du logiciel d'examen nécessitant l'installation préalable d'un « plug-in » est disponible à partir de la page suivante : <http://www.anfr.fr/index.php?cat=radioamateur&>
- Les sites non officiels proposant des entraînements à l'examen foisonnent. On retiendra les pages suivantes :
 - o **Exam'1** sur le site de **F5AXG** : http://www.f5axg.org/logiciel_exam1.html. Ce logiciel gratuit reflète les conditions réelles de l'examen et dispose de nombreux outils pour progresser et travailler en groupe. *René F5AXG nous a quittés en 2013 mais la base de données des questions est mise à jour régulièrement.*
 - o **Exam'1 version web** : <https://exam1.r-e-f.org/accueil>
 - o **Exam'1 pour Android** : Jérémie F4HKA, membre de l'ADRI38 (F5KGA), a développé une application Android utilisant la base de données des questions d'Exam'1. La version 1.1 (11/2016) est disponible sur GooglePlay : <https://play.google.com/store/apps/details?id=copernic.web.exam1android&hl=fr> o
 - o Visitez le site : https://fr.groups.yahoo.com/neo/groups/examen_f0_f4/conversations/messages qui met à disposition des comptes rendus d'épreuves communiqués par des candidats ayant passé l'examen. Vous pouvez, vous aussi, alimenter cette base de données en me faisant parvenir par mail un compte rendu détaillé.
 - o Sur la page Formation du site du radio-club de la Haute Île, consultez la synthèse des questions d'examen (<http://f6kgl.f5kff.free.fr/Regl.pdf> et <http://f6kgl.f5kff.free.fr/Tech.pdf>) issues de la liste de diffusion citée cidessus. Ces documents sont mis à jour régulièrement.

Adresses :

- **Associations** : o Réseau des Émetteurs Français, 32 rue de Suède, 37074 TOURS Cedex 2 (02 47 41 88 73) <http://www.r-e-f.org/> o Union des Radio Clubs, 3 rue Saint Lugal – 62190 Lilliers - <http://www.urc.asso.fr>
 - o Radioamateurs-France, impasse des Flouns, 83170 Tourves - <http://www.radioamateurs-france.fr>
- **Administration de tutelle** : o ARCEP - 7 square Max HYMANS - 75730 PARIS Cedex 15 - (01 40 47 71 98) - <http://www.arcep.fr>
- **Gestion des indicatifs et des dossiers des radioamateurs** :
 - o Gestion du dossier : ANFR – 4 rue Alphonse Matter – 88108 Saint Dié des Vosges – (03 29 42 20 74)
Le paiement des droits d'examen, des demandes d'indicatif et de duplicata se fait auprès du siège de l'ANFR – Service REGIE – 78 av du Général de Gaulle – 94704 Maisons Alfort Cedex – (01 45 18 73 30)
- **Centres d'examen** : toutes les coordonnées des centres d'examen et les plans d'accès sont disponibles sur le site de l'ANFR (<http://www.anfr.fr/index.php?&page=contact>) :
 - o Paris et Centre Villejuif (94), 112 rue Édouard Vaillant 01 49 58 31 00
 - o Nord Le Portel (62), route du Cap 03 21 99 71 54
 - o Est Villers les Nancy (54), Technopôle de Brabois, 7 allée de Longchamp 03 83 44 70 24
 - o Rhône Alpes St André de Corcy (01), 522 route de Neuville 04 72 26 80 03
 - o Sud Est Aix en Provence (13), Europarc de Pichaury, 1330 rue G. de la Lauzière 04 42 12 10 10
 - o **Sud Ouest Tournefeuille (31), 4 Boulevard Marcel Proust, ZI de Pahin 05 61 15 94 40**
 - o Ouest Donges (44), 223 La Pommeraie 02 40 45 36 36
 - o Antilles Guyane Baie Mahault (971), RN1, Destrellan, Quartier Boisneuf 05 90 32 21 89
 - o La Réunion La Possession (974), 33 rue G. Eiffel, ZAC Ravine à Marquet 02 62 35 03 94
 - o N^{elle} Calédonie Nouméa (988), HCR 00 (687) 25 62 60
 - o Polynésie Fr. Papeete, Tahiti (987) 00 (689) 506 062

Rien ne vous interdit de passer l'examen dans un centre différent de celui dont vous dépendez. De plus, l'ANFR peut organiser des sessions en dehors de ses centres d'examen sous certaines conditions : le lieu de l'examen doit être adapté et distant de plus de 100 km d'un centre ; le nombre de candidats doit être supérieur à 10.

BONNE CHANCE POUR L'EXAMEN ET A BIENTOT SUR L'AIR !

73 de F6GPX, Jean-Luc jfortin@club.fr