

UNE ANTENNE POUR LES ONDES LONGUES 50 A 200 kHz

Les récepteurs décamétriques offrent souvent la possibilité de recevoir la gamme des ondes longues de 30 à 300 kHz. Cette gamme présente un vif intérêt pour les amateurs d'écoute, mais elle à l'inconvénient d'être très perturbée par des parasites domestiques et industriels. L'antenne à cadre ferrite que nous allons réaliser possède une directivité et une sélectivité élevée par rapport à une simple antenne filaire.

Dans la gamme des ondes longues, on peut difficilement envisager une antenne filaire pour la réception. En effet, pour réaliser une antenne dipôle demi-onde, il faudrait deux brins de 500 m à 150 KHz ! On appelle aussi ce domaine de fréquence « ondes kilométriques ». Il existe néanmoins une technique d'antenne filaire qui consiste à relier un fil de quelques mètres de longueur à un amplificateur haute impédance ; il s'agit là d'une antenne active qui capte la composante électrique du champ.

Une autre façon de recevoir consiste à capter l'énergie magnétique du champ de l'émetteur par un cadre ou une bobine de section élevée. Une antenne cadre bénéficie d'un effet de directivité par rapport à une antenne active en champ électrique ; elle est aussi moins sensible aux parasites électrostatiques très fréquents dans la gamme des ondes longues.

Pour qu'une antenne cadre soit efficace, il faut que sa section soit élevée. Mais, on peut conserver des dimensions réduites si l'on place un noyau ferrite au centre de ce cadre : on parle alors d'antenne ferrite.

Un peu de théorie

Une approche théorique de l'antenne montre déjà l'importance de certains paramètres physiques.

Tension induite à vide dans un cadre sans ferrite

En partant des lois de l'induction magnétique, on calcule la tension induite à vide dans une bobine :

$$u_o(t) = N \frac{d\varphi}{dt} \quad \text{et} \quad \varphi(t) = B(t) S$$

$\varphi(t)$ = variation du flux en fonction du temps
 $B(t)$ = induction du flux en fonction du temps
 S = section de la boucle [m^2]
 N = nombre de spires

Si une bobine circulaire courte de N spires et de section S est placée dans un champ magnétique alternatif uniforme telle que l'axe du bobinage est parallèle aux lignes de champ, une tension induite apparaît aux bornes de la bobine

$$u_o(t) = N S \frac{dB}{dt} \quad \text{et} \quad B = \mu_o H$$

$$u_o(t) = N S \mu_o \frac{dH(t)}{dt} \quad \text{et} \quad \frac{dH}{dt} = \omega H(t) \quad \text{car } H(t) \text{ est sinusoïdal}$$

$$u_o(t) = \mu_o \omega S N H_o \sin \omega t$$

ω est la pulsation du champ, ou en quelque sorte la fréquence telle que $\omega = 2\pi f$

H_o est la valeur crête du champ magnétique.

$\mu_o = 4 \pi 10^{-7}$ constante magnétique.

Si l'on ne s'intéresse qu'à la valeur efficace du champ, on peut remplacer $H_o \sin \omega t$ par H , et la tension efficace induite U_s devient :

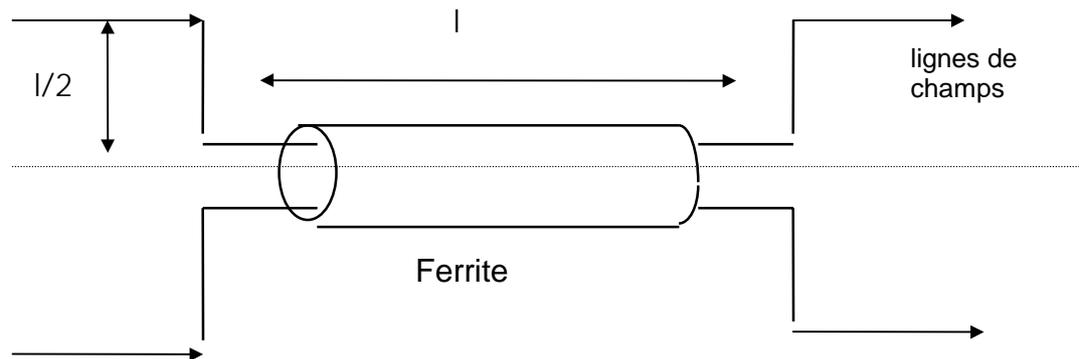
$$U_s = \mu_o 2\pi f S N H \quad [V]$$

La valeur efficace de la tension induite dépend de la fréquence f , du champ reçu H , de la section S et du nombre de spires N

Tension induite à vide d'une bobine avec une ferrite

Avec une ferrite, les lignes de champ qui traversent la section de la bobine sont renforcées d'un facteur μ_r par rapport à la même bobine sans ferrite. Un matériau ferrite est plus perméable que l'air et l'on peut admettre que μ_r augmente artificiellement la section de la bobine.

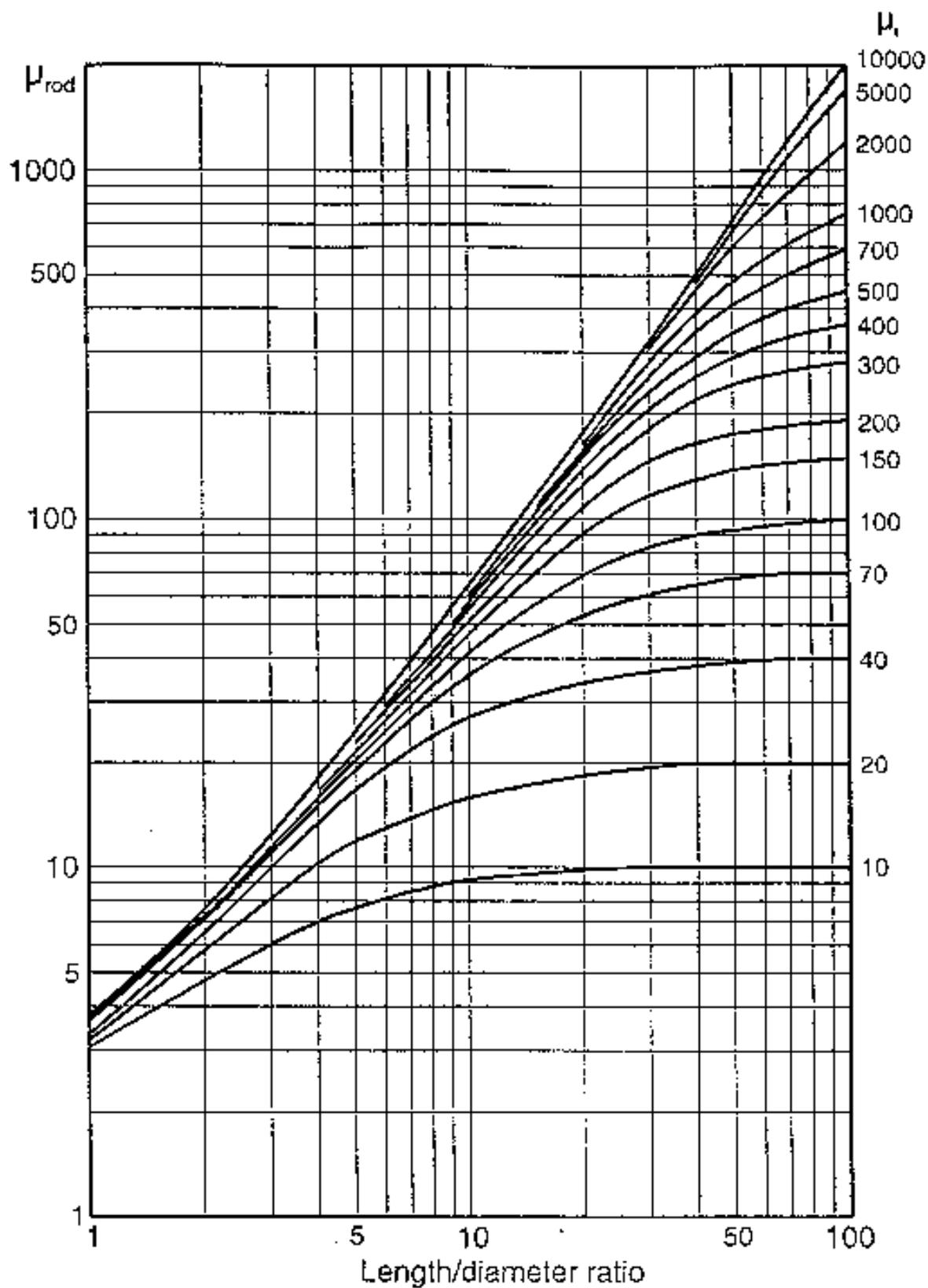
Pour un noyau très perméable de longueur l plongé dans un champ magnétique, les lignes de champ passeront dans ce noyau si le trajet dans l'air est égal à la longueur du noyau.



Toutes les lignes dont la distance par rapport à l'axe du noyau est inférieure à $l/2$ passeront par la section du noyau.

En réalité, toutes les lignes de champ ne passent pas par la section de la ferrite. On conçoit bien que si la ferrite est infiniment perméable et courte par rapport à son diamètre, elle concentrera moins de lignes de champ qu'une ferrite infiniment longue. Ainsi, les perméabilités des matériaux ferrite affichées dans les catalogues des fabricants correspondent à des noyaux de longueur infinies ou des tores. La perméabilité réelle du noyau d'une antenne ferrite dépend du rapport longueur / diamètre et de la perméabilité μ_i donné par le fabricant.

Rien ne sert de prendre un μ_i très élevé si les dimensions du noyau sont petites, on risque de dégrader les performances par les pertes de la ferrite aux fréquences élevées. La courbe ci-après de μ_r en fonction de l/d et de μ_i donne la perméabilité réelle du noyau.



Si la section de la bobine est traversée par un bâtonnet de ferrite, la densité de lignes de flux se trouve donc renforcée d'un facteur μ_r :

$$U_s = \mu_0 \mu_r \omega S N H \quad [V]$$

Le champ électromagnétique H est généralement exprimé en terme de champ électrique E.

En utilisant la relation fondamentale entre E et H on remplace $\mu_0 H$ par E / c (c étant la vitesse de l'onde électromagnétique dans le vide : $3 \cdot 10^8$).

$$U_s = \mu_r \omega S N E / c \quad [V]$$

Une telle antenne ferrite se comporte comme une source ayant une force électromotrice et une réactance inductive $L\omega$. Si le cadre est accordé par une capacité, les pertes du circuit accordé sont apportées par la résistance du fil de la bobine et les pertes dans la ferrite. Le facteur de qualité du circuit résonnant entre en compte:

$$U_s = \mu_r \omega S N E Q / c \quad [V]$$

Hauteur effective ou gain de l'antenne

Le gain de cette antenne devrait être donné par rapport à un dipôle demi-onde, imaginez la hauteur d'une telle antenne à 100 kHz (1500 mètres en demi-onde !!).

Souvent on spécifie le facteur de conversion ou la hauteur effective. En effet, un champ électrique est exprimé en Volt par mètre et l'on peut considérer que l'antenne convertit le champ en tension induite. Le rapport entre le champ et la tension induite donne des mètres.

On exprime la hauteur effective h_e comme étant le rapport entre la tension induite U_s et le champ électrique E.

$$h_e = \frac{U_s}{E} = \mu_r \omega S N Q / c \quad [m]$$

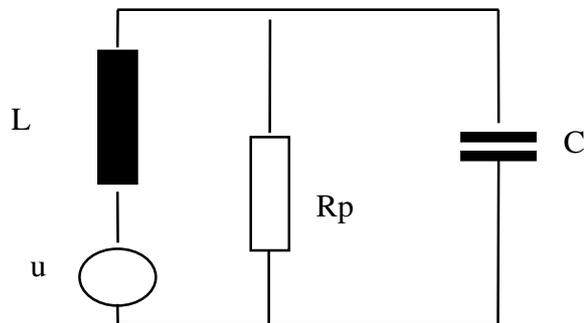
La hauteur effective de l'antenne est fonction de la perméabilité relative μ_r et du facteur de qualité Q. Ces deux derniers paramètres dépendent du bobinage et des dimensions de la ferrite.

Facteur de qualité d'une antenne bobinée sur noyau de ferrite

Comme la hauteur effective de ce type d'antenne est petite devant la longueur d'onde, ses propres pertes seront prépondérantes face à la résistance de rayonnement.

Les pertes proviennent du matériau ($\tan \delta$) et de la résistance H.F. du bobinage (résistance du fil par effet de peau). Le fil utilisé sera divisé en plusieurs brins isolés avec de la soie, mais l'on obtient de très bons résultats jusqu'à 200 kHz avec du fil de cuivre monobrin émaillé de 2/10e de mm. Pour la résonance de l'antenne à vide, le facteur de qualité Q s'exprime par

$$Q = R_p / L\omega$$



u = tension induite par le champ

Aux pertes s'ajoute aussi la charge de l'étage d'entrée du récepteur qui diminuera le facteur de qualité.

Un compromis est à trouver pour le nombre de spires : si N est grand, L sera grand et U sera élevé, mais la résistance de la bobine augmente, ce qui fait diminuer Q . Il faut privilégier Q à L pour obtenir une bande passante favorisant la sélectivité du récepteur.

Description du schéma

De la petite étude théorique précédente nous pouvons retenir que le facteur de qualité est primordial pour que l'antenne ferrite ait du gain et de la sélectivité. Pour ne pas écrouler le facteur de qualité de l'antenne, le récepteur doit avoir une impédance d'entrée élevée. On peut bien sûr faire une prise intermédiaire ou un enroulement secondaire mais un amplificateur haute impédance est plus avantageux pour augmenter la sensibilité de l'antenne.

Sur le schéma, la bobine est accordée par une double diode varicap D1 entre 60 et 200 kHz. Une capacité fixe C9 commutée par l'interrupteur S1 décale l'accord vers le bas entre 45 et 65 kHz. L'étage d'amplification est constitué par des transistors bipolaires montés en collecteur commun (le collecteur est à la masse qui est commun à l'entrée et à la sortie !).

Le courant de base est déterminé par les résistances R2 et R1, et traverse la bobine de l'antenne. La linéarité et la caractéristique d'entrée de cet étage vaut largement un amplificateur à effet de champ. Le gain en tension de cet étage est légèrement inférieur à l'unité. En revanche, le gain en courant est le produit des bétas de Q1 et Q2, ce qui fait plus de 100 000 ! L'impédance de cet étage fait plusieurs centaines de kilo Ohms.

Le câble coaxial peut avoir une longueur quelconque. Il véhicule le signal HF vers le récepteur et l'alimentation de l'amplificateur. Du côté du récepteur, on

envoie une tension qui varie entre 8,3 V et 10,5 V par le régulateur LM317. Cette variation de tension ne perturbe pas l'amplificateur au contraire, elle va servir à générer une tension variant entre 0 et 8 V pour piloter la diode varicap. Le transistor Q3 est monté en générateur de courant. La tension de base reste fixée par la diode zener, tandis que le courant collecteur est fixé par R8 et la différence de potentiel sur R9

$$I_C = \frac{(V_{in} - 8,2 - 0,6)}{R8}$$

Le courant injecté dans la charge R10 permet d'obtenir une tension

$$V_{out} = I_C \times R10$$

Vers 8 V, on se trouvera dans le "coude" de la diode zener qui génère une tension de bruit importante. Les condensateurs C11 et C14 montés sur Q3 transforment celui-ci en intégrateur (filtre passe bas) pour éliminer le bruit.

A la sortie du régulateur, C3 et L3 filtrent les fréquences élevées pour éviter que le bruit du régulateur remonte vers le récepteur. La self L2 de 1 mH bloque la HF tout en laissant passer le courant continu vers l'antenne. La diode D2 et la résistance R5 protègent le montage contre une éventuelle inversion de polarité.

Réalisation pratique

Le condensateur CV2 (8/60 pF) qui apparaît sur le schéma et le circuit imprimé n'est pas monté, il sert à accorder l'antenne sur une fréquence fixe. Si l'on veut effectivement se passer du système d'accord par la diode varicap, il faut apporter les modifications suivantes :

- ne pas monter D1, Q2, C9, C11, C13, R4, R6 à R9, R14 ni P1.
- remplacer R14 par un strap.
- déterminer C8 pour être centré sur la fréquence choisie quand CV2 est à mi-course.

La bobine est réalisée sur un mandrin de pot RM8 de 10 mm de large. On bobinera 250 spires jointives de fil émaillé de 2/10ème de mm sur plusieurs couches. Puis, la bobine sera fixée au centre du bâtonnet avec de la cire ou un pistolet à colle. Attention, la colle rapide à base de Cyanolite est déconseillée en HF.

Le bâtonnet de ferrite recommandé est en matériau 3D3, il comporte également des cannelures pour réduire les pertes HF par courant de Foucault dans la ferrite.

Les fils entre la bobine et le circuit imprimé seront aussi courts que possible et torsadés. La liaison courte vers l'interrupteur S1 s'effectuera en fil blindé, tresse côté masse et âme vers C9.

Les fiches coaxiales n'ont pas besoin d'être de bonne qualité. Des fiches PL, BNC, ou Chinch feront parfaitement l'affaire

La platine alimentation et l'antenne active peuvent être montées dans des boîtiers en plastique. La ferrite sera montée à 10 cm environ de toute masse

métallique pour éviter tout couplage électrostatique qui induirait des parasites.

Essais et réglages

Pour que l'antenne fonctionne correctement il faut l'alimenter avec un minimum de 13 V. Généralement le récepteur est alimenté sous 13,5 à 13,8V.

On vérifiera que la tension envoyée sur le câble coaxial (entre L2 et la masse) varie entre 8 et 10V en fonction de la position du potentiomètre.

Sur le collecteur de Q2, la variation de tension est décalée entre 0 et 8V.

Une fois connectée au récepteur, l'antenne sera accordée sur une station à recevoir. L'accord est facile mais assez pointu. La bande passante de l'antenne est inférieure à 3 kHz en dessous de 150 kHz, pour atteindre 800 Hz en bas de gamme à 70 kHz.

Ceux qui désirent explorer d'autres fréquences, ils peuvent modifier le nombre de spires de la bobine de 150 à 250 spires...

Une station dans la gamme grandes ondes peut être entendue jusqu'à 1mV/m, ce qui sur cette antenne donne environ 74 μ V au récepteur. La sensibilité d'un récepteur décimétrique est de l'ordre de 1 μ V, ce qui laisse encore de la marge !

La hauteur effective de l'antenne est de 0,074 mV / (1mV/m) = 0,074 m ! Ceci n'a pas empêché à l'auteur de recevoir des émissions de la bande GO de Russie !

Avec la porteuse de DCF 77 sur 77,5 kHz vous pourrez vérifier le calage en fréquence du récepteur :

- accordez le récepteur sur 77,94 kHz en 'LSB' (77500 + 440 Hz)
- comparez la tonalité avec le 440 Hz du téléphone !

Souvenez-vous que l'antenne est directive et le minimum de réception correspond à la direction de l'émetteur à 180 degrés près ! En montant la ferrite sur une boussole, on peut facilement savoir quel émetteur on reçoit.

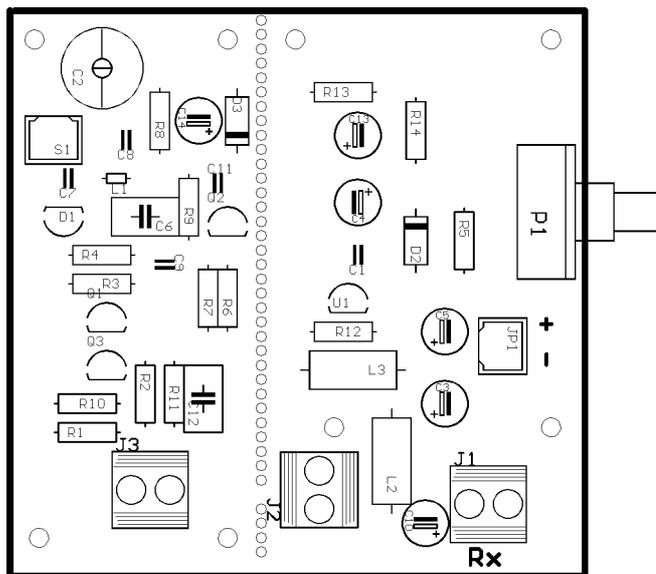
Jean-Matthieu STRICKER F5RCT @ F6KFG.FCAL.FRA.EU

Nomenclature des composants

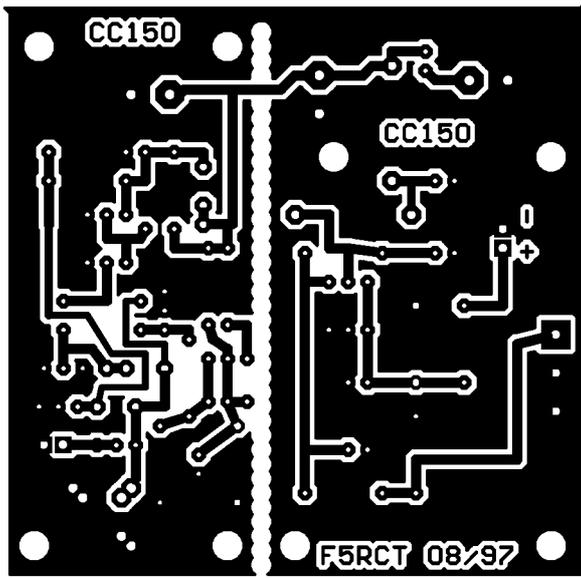
Qté	Référence	désignation
5	C1,C6,C7,C9,C11	100nF
4	C3,C10,C13,C14	4,7uF/16V
2	C4,C5	47uF/16V
1	C8	820pF Styroflex ou NPO
1	C12	470nF
1	D1	BB212
1	D2	1N4001
1	D3	zener 8V2
3	J1,J2,J3	BNC, PL ou Cinch
1	L1	250sp 2/10e

2	L2,L3	1mH
1	P1	potentiomètre 1kA
3	Q1,Q2,Q3	BC559C ou équivalent
2	R1,R10	10k
5	R2,R3,R6,R7,R11	1k
1	R4	470k
1	R5	10.
1	R8	5k6
1	R9	100k
1	R12	390.
1	R13	2k2
1	R14	2k7
1	S1	interrupteur
1	U1	LM317Z
1	Ferrite 3D3 3x8x125 mm	

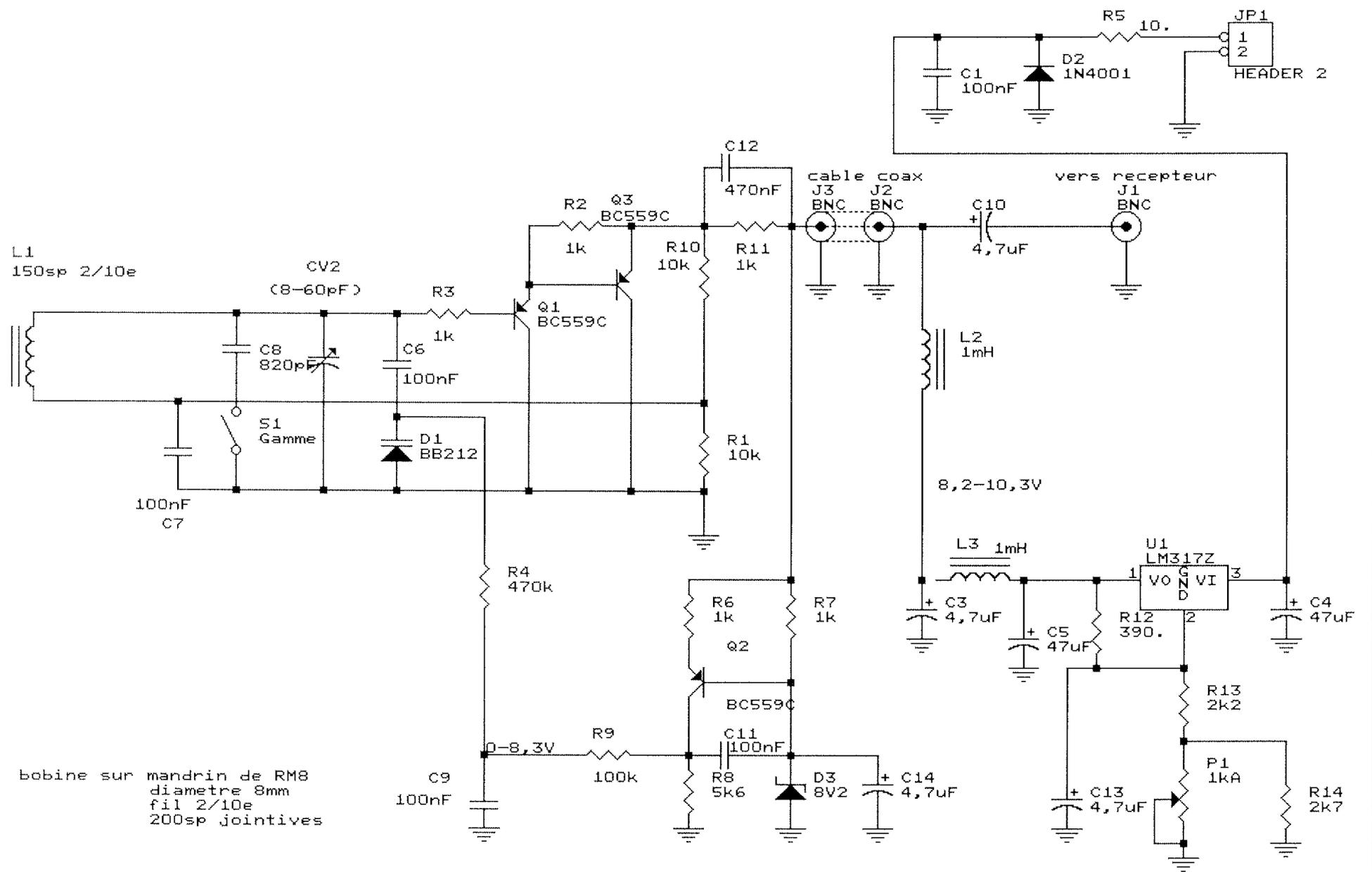
Les composants et le kit sont disponibles chez :
CHOLET COMPOSANTS
 BP 435
 49304 CHOLET CEDEX
 Tél : 02.41.62.36.70



Implantation des composants



Circuit imprimé côté soudures



L1
150sp 2/10e

CV2
(8-60pF)

100nF
C7

S1
Gamme

D1
BB212

R3
1k

C6
100nF

Q1
BC559C

R4
470k

C9
100nF

R10
10k

R11
1k

Q2
BC559C

R8
5k6

D3
8V2

C11
100nF

R9
100k

R2
1k

Q3
BC559C

C12
470nF

R1
10k

R6
1k

R7
1k

R12
390.

R13
2k2

R14
2k7

C10
4,7uF

C13
4,7uF

C14
4,7uF

vers recepteur
J1
BNC

cable coax
J3
BNC

J2
BNC

L2
1mH

8,2-10,3V

L3
1mH

C3
4,7uF

C5
47uF

C4
47uF

C13
4,7uF

C14
4,7uF

U1
LM317Z

R12
390.

R13
2k2

P1
1kA

R14
2k7

C4
47uF

R5
10.

D2
1N4001

JP1
HEADER 2

bobine sur mandrin de RM8
diametre 8mm
fil 2/10e
200sp jointives

ferrite materiau 3D3 ui=750
8 mm diam. X 125 mm long.
Fmax 1MHZ

F5RCT 67		
Title		
ANTENNE ACTIVE VLF		
Size	Document Number	REV
A	antevlf.sch	1.1
Date:	August 9, 1997	Sheet 1 of 1