

# UN NOUVEAU COUPLEUR D'ANTENNE POUR L'EMISSION

Ch. GUILBERT F3LG

Nous trouvons souvent dans notre courrier des lettres provenant d'amateurs-émetteurs soucieux de relier « avantageusement » un émetteur terminé par un « circuit en  $\pi$  » à une antenne qui ne soit pas un « bout de fil quelconque »... et aussi « quelconque » dans son comportement que dans sa constitution !

Pourquoi use-t-on du circuit en  $\pi$  sur bon nombre d'émetteurs ? Pourquoi l'amateur-émetteur avisé ne se contente-t-il pas toujours d'une « antenne quelconque » ? Pourquoi l'adaptation d'une antenne symétrique, par exemple, à un circuit en  $\pi$  est-elle toujours difficile à bien réaliser et entraîne-t-elle des réglages compliqués (surtout par suite de leur interdépendance) ? Voilà les questions auxquelles, dans un but de clarté, nous aimerions répondre avant d'exposer les principes de base et de décrire la réalisation d'une nouvelle formule de coupleur d'antenne que nous venons d'étudier.

Cette formule supprime les inconvénients rencontrés jusqu'ici ; elle donne des réglages faciles et agréables, ainsi qu'un rendement inattendu.

Etant donné le caractère inhabituel (bien que techniquement valable) de ce nouveau procédé, nous avons tenu à n'être pas seul à l'avoir expérimenté avant de le publier. Nous remercierons deux de nos amis, MM. Robin F5UH et Marchand F5MP, pour les vérifications pratiques qu'ils ont faites dans des conditions différentes, du remarquable comportement et du gain de rendement propres au dit procédé.

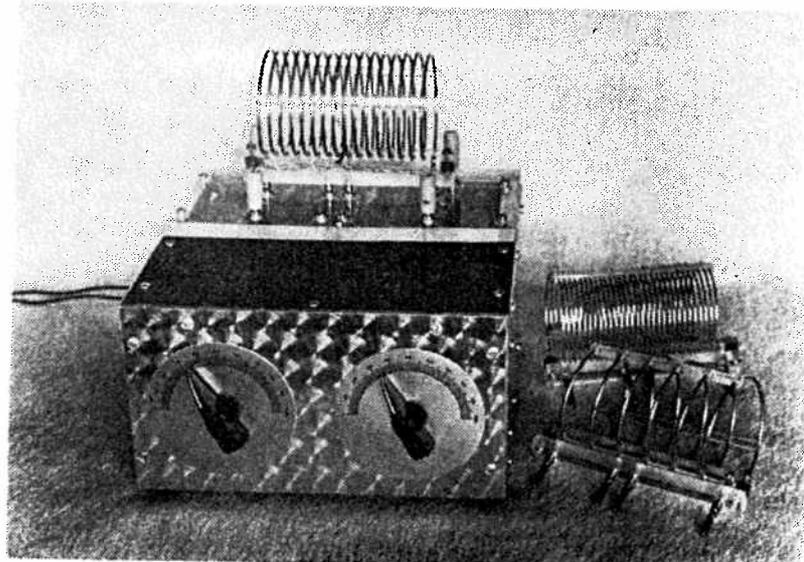
## Le circuit en $\pi$ et sa bobine commutée

Le circuit en  $\pi$  peut être vu sous divers aspects. Il y a tout d'abord le point de vue « commercial ». En particulier, pour des émetteurs (notamment ceux destinés à l'installation sur une voiture) où l'on a cherché la réduction des dimensions, un circuit en  $\pi$  commuté tient peu de place et n'entraîne pas la nécessité d'accessoires extérieurs, c'est-à-dire de bobines interchangeables que l'on ne sait où loger et qui s'égareront !

Cependant « l'avantage » de la commutation de la bobine du circuit en  $\pi$  est « payé » par des pertes ! Il ne viendrait à personne l'idée de court-circuiter les « spires inutilisées » au primaire d'un transformateur d'alimentation... ! C'est pourtant une opération du même genre qu'on pratique en commutant une bobine de circuit en  $\pi$  par un court-circuit partiel. Quoi qu'il en soit, nous avons voulu chiffrer de telles pertes et voici la méthode que nous avons employée.

L'émetteur étant terminé par un circuit en  $\pi$  (fig. 1), nous avons relié ce dernier à une « charge fictive »  $75 \Omega$ , en passant par un « contrôleur de puissance HF » utilisé seulement comme indicateur de la puissance transmise à la dite charge. En L, nous avons prévu une bobine **commutée**, remplaçable par une série de bobines interchangeables, chacune de constitution semblable (diamètre, pas d'enroulement, grosseur du fil, nombre de tours) à la partie de bobine commutée en service sur une bande donnée, afin que le circuit en  $\pi$  garde ainsi des conditions d'accord à peu près inchangées lors des substitutions de bobines.

Sur chaque bande, en faisant varier la puissance alimentation de l'émetteur, nous nous sommes efforcé d'amener le « contrôleur de puissance HF » à l'indication de la **même puissance transmise à la charge**, soit avec la bobine commutée, soit avec la bobine interchangeable correspondante.



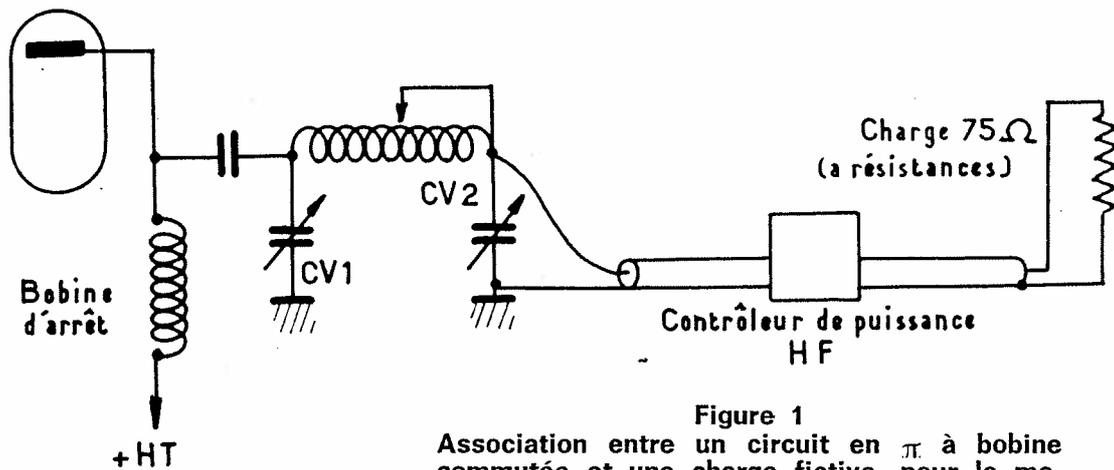


Figure 1  
Association entre un circuit en  $\pi$  à bobine commutée et une charge fictive, pour la mesure des pertes.

Par exemple, si l'on obtient cette même déviation du contrôleur avec la bobine commutée et 100 W alimentation, puis avec la bobine interchangeable et 76 W alimentation, il est évident que  $100 - 76 = 24$  W alimentation ont été perdus dans le premier cas ! Et la puissance alimentation étant de 100 W, cela fait donc 24 % de pertes.

La bobine commutée étant employée dans sa totalité sur la bande 3,5 MHz, nous laisserons cette bande de côté, mais par ce procédé de mesure, on détermine que le court-circuit de la partie inutilisée de la bobine provoque des pertes allant de 6,5 à 7 % sur la bande 7 MHz, de 14,5 % à 20 % sur 14 MHz, de 19 à 24 % sur 21 MHz et de 30 à 33 % sur la bande 28 MHz (nous avons d'ailleurs déjà développé plus amplement la méthode employée pour ces mesures, dans Radio-REF 10 1968, page 672).

Dans le cas d'émission sur antenne réelle, ces pertes sont évidemment du même ordre, mais il faut les subir si l'on doit absolument utiliser une bobine commutée !

#### Le circuit en $\pi$ , filtre passe bas

Il est évident que le circuit en  $\pi$  possède la structure d'un filtre passe-bas. En revenant à la figure 1, il faut convenir que ses deux condensateurs  $CV_1$ ,  $CV_2$ , ainsi que la bobine  $L$ , évoquent bien la plus classique des cellules de filtrage faisant suite à quelque redresseur ! Il est donc exact que le circuit en  $\pi$  possède de solides vertus à l'égard de l'élimination de toutes les « oscillations indésirables » se manifestant en VHF (harmoniques, oscillations parasites, etc.) capables de survenir et d'être responsables de brouillages dans le voisinage de l'émetteur.

Rappelons que dans la seconde édition de « Technique de l'émission-réception sur ondes courtes » (Sté des Editions Radio) nous avons proposé le schéma de la figure 2 (facilement transformable en circuit en  $\pi$  si l'on intercale  $CV_2$  au point X), autorisant un couplage inductif réglable entre la bobine d'antenne  $L_2$  et celle de plaque d'étage final,  $L_1$ , ce qui écarte les difficultés inhérentes à la forme asymétrique du circuit en  $\pi$ .

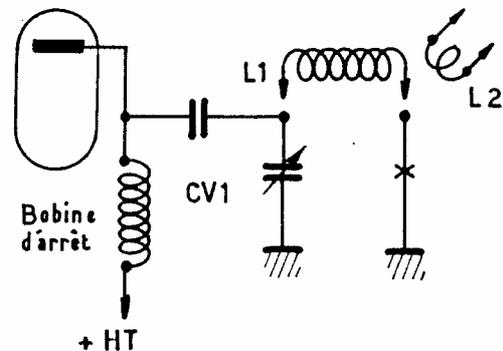


Figure 2  
Cette forme de circuit de sortie est transformable en circuit en  $\pi$  si l'on insère un condensateur variable (490 pF) au point X.

Mais, sur les émetteurs où la place est très mesurée, aucune introduction d'une bobine  $L_2$  n'est possible. De plus, le montage mécanique de la bobine  $L_1$  (commutée) ne permet pas non plus un couplage inductif quelconque. Ainsi, l'utilisateur se retrouve-t-il en face d'un inévitable circuit en  $\pi$ .

#### Le circuit en $\pi$ , adaptateur d'impédance

Combien de fois avons nous entendu dire : « Avec le circuit en  $\pi$  on adapte entre elles n'importe quelles impédances » ! On peut évidemment avoir une foi aveugle... et ne rien vérifier ! Admettons que certains préfèrent l'affirmation aux calculs...

Cependant, nous avons eu la curiosité de reprendre les données publiées voilà bien longtemps (dans « QST » de février 1934) par A. COLLINS, W9CXK lui-même, et il résulte de l'application des formules, que la condition « transformation d'impédance » au rapport cherché, et la condition « accord du circuit » comprenant la bobine L (fig. 1) ainsi que la capacité résultant du branchement en série de CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub> **ne sont jamais réalisées simultanément**. Pour réduire cet inconvénient, il faudrait agir aussi sur la valeur de la bobine L; mais le « réglage » de celle-ci ne comporte que les habituelles prises, trop espacées... de sorte que chacun se contente de tourner CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub> **jusqu'au moment où l'étage final de l'émetteur est chargé à la puissance prévue** (cela ne signifiant pas que les impédances soient adaptées!).

Et nous revenons à une remarque récemment faite par nous (Toute l'Electronique, n° 340, « Les antennes pour émetteurs-récepteurs mobiles »): on retrouve le schéma du circuit en  $\pi$  dans les anciens « présélecteurs à couplage par capacité » (fig. 3) largement employés vers 1933-1934, au circuit d'entrée des récepteurs, mais qui n'avaient **d'autre prétention que de « doser » le couplage entre circuits**. Le coefficient de couplage étant désigné par  $k$ , on avait:  $k^2 = \frac{C_1 C_2}{C_2}$  sans aucun souci d'adaptation d'impédance!

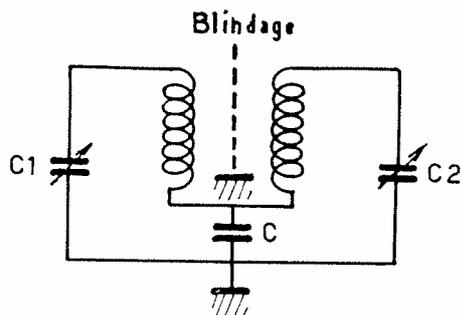


Figure 3

Chacune des moitiés du présélecteur utilisé sur les récepteurs des années 1933-1934, évoque bien la structure d'un circuit en  $\pi$ .

C'est ainsi que le circuit en  $\pi$  sert plutôt, dans la grande majorité des cas, **comme système de couplage variable, à réglage commode!**

Cependant, ce « réglage commode » ne s'obtient guère que dans le cas où l'on relie à l'émetteur l'antenne du genre « bout de fil quelconque ».

**La transformation de tout aérien en antenne Marconi**

Maintes fois déjà, nous avons insisté sur ces détails, « frappé sur ce clou »... Et si nous y revenons aujourd'hui, c'est pour mieux montrer, quand nous exposerons les principes de notre nouveau coupleur, **tout ce que ce dernier procédé écarte comme inconvénients divers.**

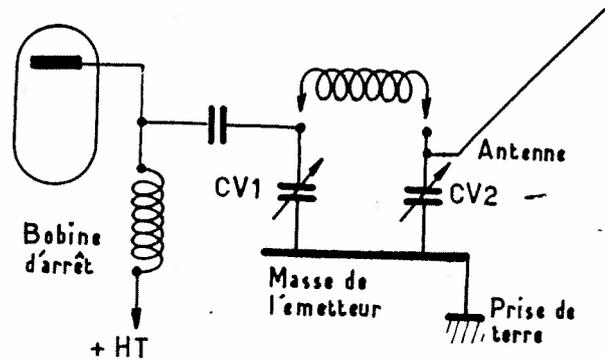


Figure 4

Quand le circuit en  $\pi$  est utilisé avec une antenne quelconque, celle-ci devient une antenne Marconi, de sorte que les châssis de l'émetteur ne sont presque jamais à un potentiel HF nul.

Prenons le classique circuit en  $\pi$  associé à une « antenne quelconque » (fig. 4). Logiquement, à la « masse » de l'émetteur doit correspondre un « point froid », c'est-à-dire **un point à potentiel HF nul**. Cela peut être vrai si les châssis formant cette « masse » sont **posés sur le sol** et directement reliés (par quelques centimètres de fil!) à la prise de terre. Autrement, toute longueur de fil insérée entre ces châssis et la prise de terre proprement dite, **s'incorpore au circuit antenne-terre** et il s'y inscrit un régime d'ondes stationnaires, faisant que, le plus souvent, les dits châssis ne s'y trouvent plus en un point de potentiel HF nul, de sorte que **toute la masse métallique de l'émetteur devient une partie de l'antenne et rayonne** (tout comme rayonne aussi le fil de terre).

L'antenne doublet, à la coupure médiane de laquelle on relie un câble coaxial, n'est pas une meilleure solution, puisque la jonction asymétrique/symétrique entre ce câble et le doublet, est mal « acceptée » par ce dernier, de sorte qu'on en vient encore à une vibration en antenne Marconi. Et cette forme d'aérien est monobande!

La solution d'une adaptation « en gamma », pour passer de la ligne **asymétrique** à la partie rayonnante **symétrique**, est très bonne, mais l'aérien demeure encore monobande!

### L'antenne multibande

Parvenus en ce point de nos réflexions, il ne nous faudra pas oublier que le possesseur d'un émetteur « tout fait » (et muni d'un circuit en  $\pi$ ) dispose cependant d'un appareil prévu pour fonctionner sur plusieurs bandes. Or, si ce possesseur n'entend pas se contenter de l'antenne « bout de fil quelconque », s'il veut améliorer les performances de la station, il songe à faire usage d'une antenne multibande et, forcément, il s'arrête aux antennes Zeppelin ou Lévy, surtout quand il sait que cette dernière peut lui apporter un gain de 1,8 à 3 dB, par rapport à un doublet ordinaire, cela équivalant à une puissance d'émission multipliée par 1,5 ou par 2 ! (Voir *Radio-REF* 12-1968, page 837).

Mais, ces deux antennes s'accompagnent chacune d'une ligne symétrique, de sorte qu'elles ne peuvent valablement être connectées à la sortie d'un circuit en  $\pi$ . Nous savons qu'en dépit de tout esprit technique, le conseil d'un tel branchement a parfois été donné. La partie d'antenne reliée au « côté chaud » de la sortie de l'émetteur, c'est-à-dire à la bobine, retombe simplement au rang de « bout de fil quelconque ».

C'est alors que l'amateur-émetteur envisage la solution d'un « coupleur » et qu'il rêve à quelque « belle petite boîte » capable d'effets d'autant plus magiques que le comportement de ses circuits est moins évident !

#### Coupleur d'antenne

Que propose-t-on comme schémas de coupleurs d'antenne ? Nous avons consulté deux documentations : « *The amateur radio handbook R.S.G.B.* » (britannique) et « *The radio amateur's handbook A.R.R.L.* » (américain).

Dans la première, on conseille un système dit « Z match », dont nous reproduisons le schéma par la figure 5. On a surtout cherché à constituer là un groupe de bobines à possibilités d'accords multiples.

La bobine L forme avec CV<sub>1</sub> (et aussi CV<sub>2</sub> qu'on peut considérer comme travaillant en parallèle avec CV<sub>1</sub>), un circuit accordable sur les bandes 3,5 et 7 MHz. A l'égard des bandes 14, 21 et 28 MHz, la valeur de self-induction de L<sub>1</sub> en fait une sorte de bobine d'arrêt, de sorte qu'il reste la bobine L<sub>3</sub> accordée par CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub> branchés en série (à la manière des condensateurs variables d'un circuit en  $\pi$ ).

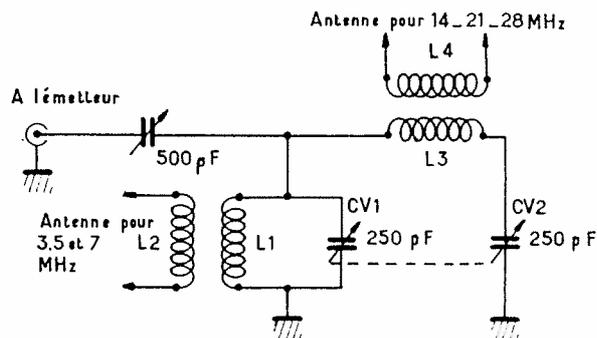


Figure 5

Le coupleur d'antenne dit « Z match », n'est qu'un système à possibilités d'accords multiples, mais il n'apporte aucun accord des bobines d'antenne, ce qui est pourtant indispensable avec un aérien alimenté par une ligne à ondes stationnaires.

Cependant, ces possibilités d'accord dans les cinq bandes ne vont pas sans soulever quelques réserves (et nous traduisons dans le texte de « *The amateur radio handbook R.S.G.B.* ») : « La simplicité d'un tel système est, naturellement, obtenue aux dépens de l'efficacité, du fait de la grande variation du rapport L/C, d'une bande à une autre ».

Et si ce coupleur a parfois été proposé pour attaquer une antenne à ligne symétrique Lévy ou Zeppelin, c'est dans une très mauvaise compréhension du fonctionnement réel de ces deux aériens, lesquels requièrent absolument un accord (série ou parallèle) au bas de la ligne. Dans le cas du schéma de la figure 5, aucun de ces modes d'accord n'a été prévu aux bobines L<sub>2</sub> ou L<sub>4</sub>.

Certains diront : « Cela fonctionne »... Oui, mais il faut examiner le mode de réalisation des bobines ; les caractéristiques publiées donnent, pour L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> : 5 tours chacune « à couplage serré », et pour L<sub>3</sub> et L<sub>4</sub> : 8 et 6 tours respectivement. Les diamètres sont, pour L<sub>1</sub> et L<sub>3</sub>, de 63 mm, et pour L<sub>2</sub> et L<sub>4</sub>, de 76 mm, les bobines de couplage étant enroulées au-dessus des bobines accordées.

C'est là un couplage « très serré » ! Aussi, l'antenne vibre-t-elle « entraînée de force », en dehors de toute résonance propre, à la manière du cône de carton des anciens diffuseurs, accouplé au moteur par une tige métallique rigide !

On ne peut vraiment s'émerveiller !

Et c'est sans doute sous l'effet de réflexions analogues aux nôtres, qu'après avoir été publié aussi dans les « *Radio amateur's handbooks A.R.R.L.* » des années 1957, 1958 et

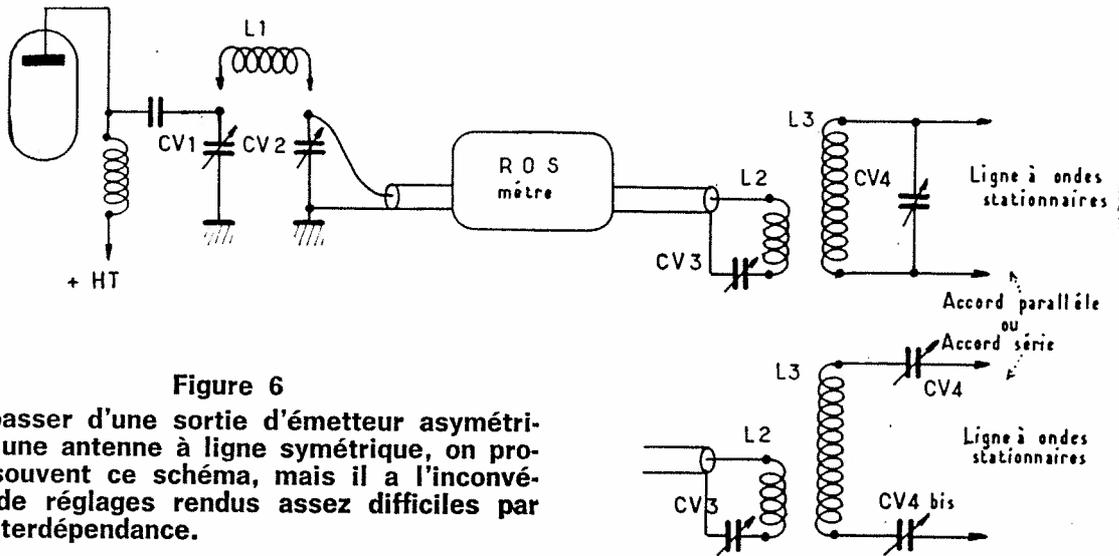


Figure 6

Pour passer d'une sortie d'émetteur asymétrique à une antenne à ligne symétrique, on propose souvent ce schéma, mais il a l'inconvénient de réglages rendus assez difficiles par leur interdépendance.

1959, ce coupleur « Z-match » en est disparu, remplacé par des systèmes plus orthodoxes, fondés sur le schéma de la figure 6, où l'on retrouve l'indispensable accord (série ou parallèle) au bas de la ligne.

Sur le plan de la technique pure, ce schéma est correct, mais comme il faut bien lui donner une réalisation matérielle, certaines constatations pratiques surviennent.

Théoriquement, la ligne en câble coaxial est censée fonctionner en ondes progressives (un indicateur de rapport d'onde stationnaire en autorisant un contrôle). Mais nous avons montré précédemment que le circuit en  $\pi$  procurait plus souvent une variation du couplage qu'une adaptation d'impédances !

D'autre part, ce n'est pas le titre de « bobine de couplage » donné à  $L_2$ , qui lui confère ce seul comportement. Si, pour augmenter le couplage, on fait croître le nombre de tours de cet enroulement, on augmente aussi sa self-induction... et, pour éviter de le transformer en bobine d'arrêt, on se trouve conduit à « annuler sa réactance inductive » en ajoutant le condensateur  $CV_3$  ! En termes plus simples, on forme avec  $L_2$  et  $CV_3$ , un circuit accordé en série, dont la propriété bien connue est de livrer le passage le plus facile aux courants HF dont la fréquence est égale à celle de son accord.

Malgré ces précautions, beaucoup d'utilisateurs de ce schéma constatent une certaine difficulté pour atteindre la charge normale de l'émetteur. Autrement dit, l'antenne (pourtant bien accordée) ne tire pas de l'émetteur toute la puissance que ce dernier serait capable de lui fournir. La raison de cette difficulté provient, en général, de la

constitution des bobines  $L_2$ ,  $L_3$ , où le champ magnétique HF des spires de couplage  $L_2$  se referme sans assurer un couplage suffisant avec les spires extrêmes de  $L_3$ , ainsi que l'évoque la figure 7.

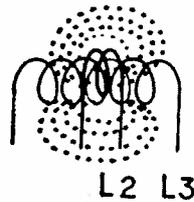


Figure 7

Dans le cas du schéma de la figure 6, la bobine  $L_3$  ne doit pas être trop longue si l'on veut qu'elle soit soumise dans sa totalité au champ de l'enroulement de couplage  $L_2$ .

Ce fait étant connu, il y a bien la ressource d'une exécution pratique de la bobine  $L_3$  avec un pas d'enroulement très serré (ou même à spires jointives, avec du fil isolé) afin que cette bobine soit courte et mieux traversée par le champ magnétique HF de  $L_2$ . Ainsi obtient-on une substantielle augmentation du couplage, permettant d'amener la charge de l'émetteur à une valeur normale.

Toutefois, l'accroissement du couplage n'est pas exempt d'inconvénients ; notamment, il provoque d'importantes interactions entre réglages. Tous ceux qui ont expérimenté cette forme de coupleur nous ont confirmé les difficultés rencontrées au cours des opérations d'accord, en particulier le caractère critique des réglages de  $CV_3$ .

Bien que ce coupleur fût une solution techniquement viable, pour passer d'une sortie d'émetteur asymétrique à une antenne symé-

trique, il nous coûtait de le recommander en un tel cas, puisque nous connaissions les ennuis auxquels allaient se heurter ceux qui devraient l'utiliser. C'est pourquoi nous avons voulu reprendre mesures et essais sur un tel genre de coupleur afin d'en écarter les inconvénients.

### Constatations pratiques et spéculations techniques

Si l'on remplace le circuit  $L_2$ ,  $CV_3$ , de la figure 6, par des résistances (non inductives) de valeurs diverses, on constate que la terminaison de la ligne présente beaucoup d'importance à l'égard du rapport d'onde stationnaire. Et si l'on remplace le dit circuit  $L_2$ ,  $CV_3$ , au bout de la ligne, on note que le réglage convenable de  $CV_3$  (celui qui annule la réactance inductive de  $L_2$  à la fréquence considérée) se révèle plutôt critique.

D'autre part, dans de précédents articles ou dans nos livres « Technique de l'émission réception sur ondes courtes », « La pratique des antennes » (Sté des Editions Radio), nous avons toujours insisté sur la nécessité avec les antennes Lévy ou Zeppelin, de veiller tout d'abord au « logement » correct du régime d'ondes stationnaires correspondant à la longueur d'onde de travail de l'émetteur ; **cette condition est essentielle**. Mais, de même qu'on achète des liquides au litre, sans se soucier de leur poids, bien que celui-ci existe, ou encore des solides au poids, sans s'attacher à leur volume, quand la répartition des ondes stationnaires a bien été « casée » sur l'antenne et la ligne, il faut encore songer qu'il existe une valeur dont on ne s'est pas préoccupé : celle de l'impédance au « point d'attaque » de la ligne, c'est-à-dire au niveau de la bobine  $L_3$ .

Or, les bobines  $L_2$  et  $L_3$  peuvent être vues comme un transformateur d'impédance. Cependant, si le coefficient de transformation d'impédance est facilement calculable et tout à fait valable, pour un transformateur muni d'un circuit magnétique, il n'en va pas de même ici, pour des bobines où les « fuites » du champ magnétique HF sont très grandes (nous l'avons d'ailleurs montré par la figure 7), de sorte que le souci du calcul ou d'une simple recherche expérimentale d'une transformation d'impédance sont fort aléatoires.

**Pourquoi ne pas tenter d'écarter tout ce qui est compliqué ou ennuyeux ?**

figure 7. **Dans son mode d'accord parallèle comme dans son mode d'accord série, il se trouve toujours en son milieu, un ventre d'intensité, donc un nœud de tension. Rien n'empêche de relier à la masse de l'émetteur, c'est-à-dire à la prise de terre, un tel point à potentiel HF nul. Aucun trouble ne peut en résulter dans le fonctionnement de l'antenne (Lévy ou Zeppelin).**

### La solution

Il ne nous restait plus, pour éliminer les difficultés créées par le « comportement en ligne à ondes progressives » de la liaison entre le circuit en  $\pi$  et le coupleur, qu'à supprimer le câble coaxial et à faire une liaison **courte**, à l'aide d'un fil ordinaire, entre la sortie du circuit en  $\pi$  de l'émetteur et une prise P établie sur la bobine d'antenne, ainsi que le montre la figure 8. Bien entendu, cette liaison est complétée par une autre, entre la masse de l'émetteur et le point milieu de la bobine.

Les essais de cette formule révèlent un fonctionnement **remarquablement bon**, avec des **réglages faciles et ne réagissant plus les uns sur les autres**.

Nous **insistons** seulement sur la nécessité d'un fil **court** entre la sortie de l'émetteur et la prise P, de même que sur celle de faire perdre à cette liaison tout ce qui appartient à l'habituel comportement en ligne coaxiale à ondes progressives. **On se gardera bien d'intercaler quoi que ce soit dans ce fil : condensateur variable, appareil de mesure quelconque** (ne pouvant qu'y créer un « accident » à l'égard des courants HF).

Le processus normal des réglages consiste à fixer la prise P assez près du point milieu de la bobine  $L_2$ , disons approximativement à un écart d'un tour sur 28 MHz, pour atteindre environ 5 tours sur la bande 3,5 MHz. Puis, le condensateur variable  $CV_2$  étant à son maximum de capacité, on accorde l'étage final (minimum de courant anodique) par  $CV_1$ . Ensuite, par petits « bonds », on diminue  $CV_2$  et l'on rétablit l'accord, à chaque fois, par  $CV_1$  cela jusqu'au moment où l'intensité anodique devient un peu plus « substantielle ». Alors, on tourne le ou les deux condensateurs variables d'accord d'antenne, de manière à voir passer cette même intensité anodique par un maximum. Enfin, on diminue de nouveau  $CV_2$ , tout en rétablissant l'accord par  $CV_1$ , jusqu'au moment où l'émetteur est par-

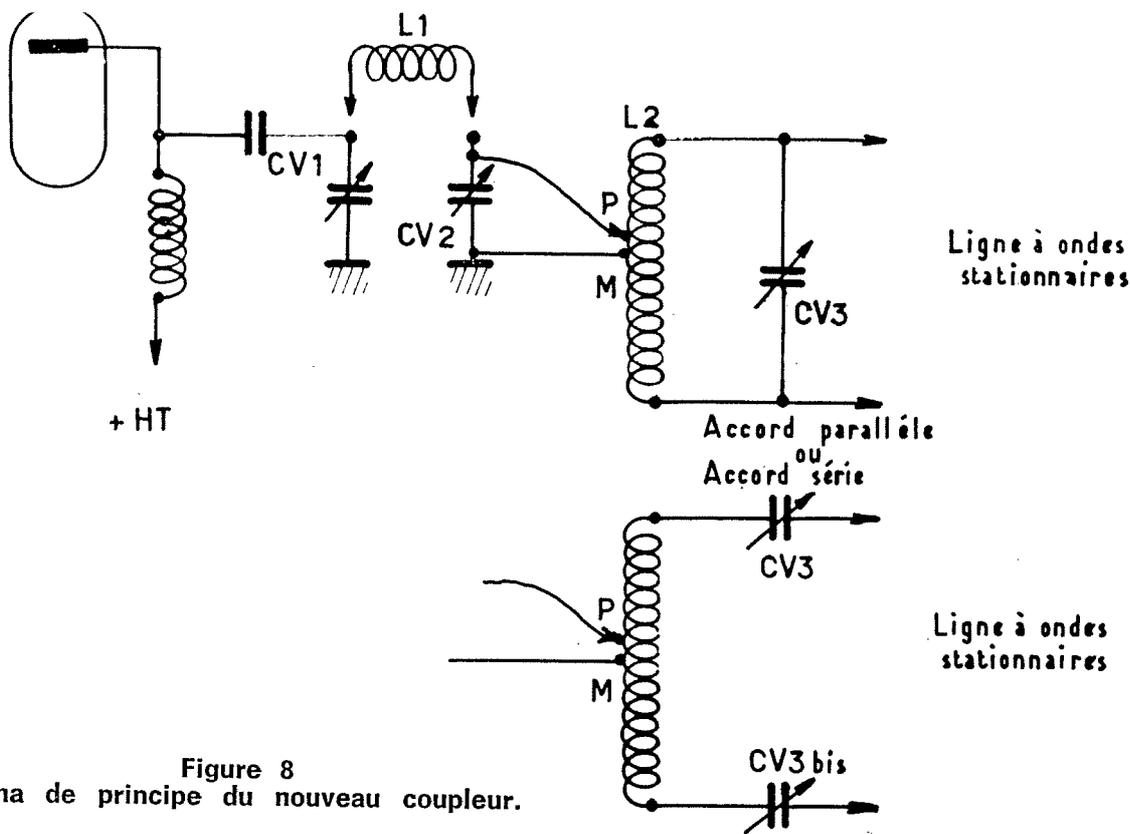


Figure 8  
Schéma de principe du nouveau coupleur.

malement chargé, c'est-à-dire où l'intensité anodique est parvenue à la valeur donnant la puissance alimentation souhaitée.

Notre ami F5UH a noté qu'il était préférable de commencer les réglages avec l'antenne nettement désaccordée (son ou ses condensateurs variables d'accord étant au minimum ou au maximum).

Il est évident que l'on aura intérêt à faire travailler à basse impédance la liaison entre l'émetteur et le coupleur. À cet effet, il sera préférable de tenir la prise P **assez près de la prise médiane de la bobine**, tout en s'assurant que le circuit en  $\pi$  garde des réglages normaux et que l'on parvient toujours aisément à la charge prévue pour l'émetteur.

Aux amateurs-émetteurs qui seraient contrariés de ne plus voir un câble coaxial branché à la sortie du circuit en  $\pi$ , par crainte de rayonnements divers, nous répondrons que le fil allant à la prise P de la bobine L<sub>2</sub> n'est pas plus dangereux que le conducteur appartenant à l'antenne « bout de fil quelconque » que d'autres n'ont aucun scrupule à y connecter !

Ajoutons que, s'il fallait faire une concession à l'égard de l'emploi d'un câble coaxial entre l'émetteur et le coupleur (à la prise P), on pourrait, **à la rigueur**, en accepter trente ou quarante centimètres, **mais pas**

**davantage**, uniquement dans l'esprit de voir là une liaison par câble unique et non par deux fils séparés.

#### La réalisation du coupleur

**A priori**, on pourrait souhaiter disposer d'un coupleur ne demandant qu'un minimum d'interventions lors des changements de bande. On songerait volontiers à quelque commutation des bobines; malheureusement, comme nous l'avons vu à propos de la bobine commutée d'un circuit en  $\pi$ , cela ne s'opère pas sans pertes! Dans les pays où sont autorisées des puissances alimentation de plusieurs centaines de watts, il est possible qu'on ne regarde pas aux pertes... Mais quand cette même puissance nous est limitée à 100 W et qu'on cherche précisément à faire usage d'une antenne capable d'améliorer les performances de la station, il serait plutôt illogique d'introduire des pertes au niveau du coupleur !

Donc, la réalisation de ce dernier comportera **des bobines interchangeables**, et pour cette même raison encore, nous écarterons l'emploi d'un commutateur pour passer de l'un à l'autre des deux modes d'accord (série et parallèle) au bas de la ligne. Cependant, nous allons voir qu'une combinaison de double support des bobines va grandement faciliter l'établissement de ces deux systèmes d'accord.

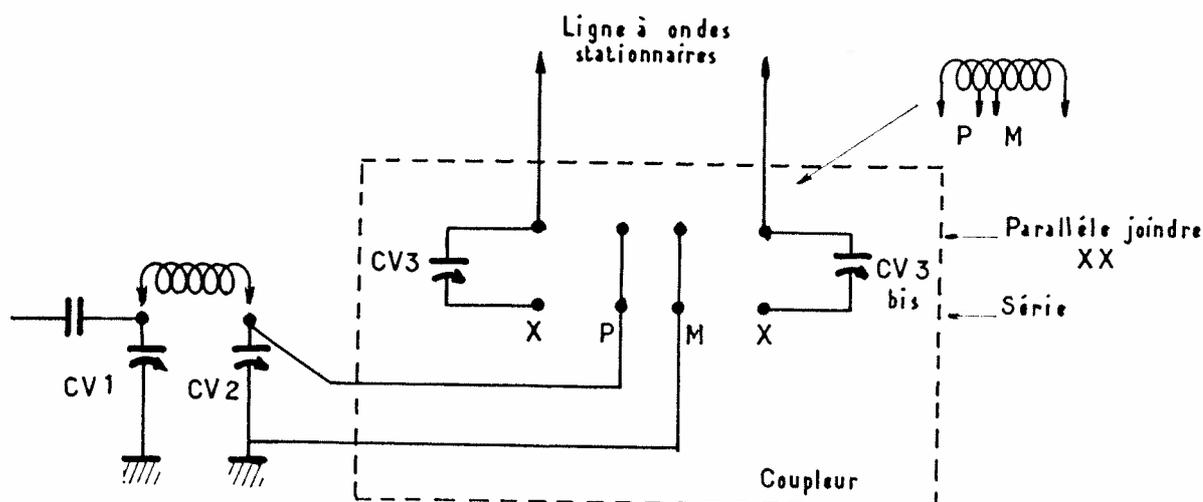


Figure 9

Mode de réalisation pratique du nouveau coupleur. Les deux rangées de douilles autorisent un passage facile de l'un à l'autre des deux modes d'accord, série et parallèle.

Le schéma du coupleur devient ainsi celui de la figure 9. Les condensateurs  $CV_3$  et  $CV_{3\text{bis}}$  ont chacun une capacité de 200 pF et leur interlame est prévu pour une tension de 2.000 V. Ils doivent être montés sur une plaquette isolante (bakélite ou plexiglas de 4 mm) afin d'être isolés du bâti métallique du coupleur. Et pour cette même raison, leurs axes seront commandés par l'intermédiaire d'un flecteur isolant.

Il s'est montré commode d'isoler les séries de douilles des deux supports sur une plaquette de Plexiglas, matériau permettant l'exécution de perçages beaucoup plus précis que dans la bakélite.

Les bobines interchangeables sont réalisées comme le montre la figure 10. Leur longueur est uniformément fixée à 100 mm et leur diamètre à 60 mm (sauf pour la bobine 4 tours, où celui-ci est de 58 mm). Elles sont faites à l'aide de fil de cuivre étamé de 2 mm, sauf pour celle de 30 tours, où ce fil est de 1,5 mm.

Les nombres de tours sont les suivants : 4, 6, 10, 16 et 30.

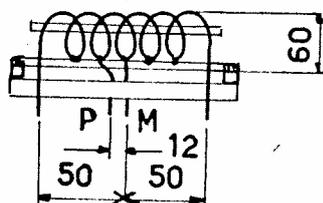


Figure 10

Cotes des bobines interchangeables du coupleur.

Dans le cas de l'accord **parallèle**, ces bobines conviendront respectivement aux cinq bandes : 28, 21, 14, 7 et 3,5 MHz. Elles occuperont alors l'emplacement noté « parallèle » sur la figure 9, tandis que sera faite la jonction des douilles **xx** du support « série ».

On voit que les deux condensateurs variables  $CV_3$  et  $CV_{3\text{bis}}$  seront ainsi branchés **en série**, de sorte que leur capacité maximale d'ensemble ne sera que de 100 pF. Si la capacité nécessaire à l'accord est assez grande, on pourra laisser l'un des condensateurs au maximum et pratiquer le réglage par l'autre. Par contre, pour de petites valeurs de capacité, on aura intérêt à chercher un accord en plaçant les deux condensateurs variables dans le début de leur course, cela donnant des réglages moins « pointus » et moins voisins du zéro des cadrans.

Dans le cas de l'accord série, la jonction **xx** étant ôtée, la bobine sera enfoncée dans les douilles du support « série » et l'on cherchera l'accord en tournant **simultanément** les deux condensateurs variables  $CV_3$  et  $CV_{3\text{bis}}$ , **tout en s'efforçant de les maintenir sensiblement à égalité** (puisque le circuit doit rester symétrique).

C'est volontairement que nous n'avons pas précisé la position de la prise P, étant donné **qu'elle dépendra des conditions d'association entre le coupleur et la sortie de l'émetteur**. Comme nous l'avons mentionné un peu plus haut, les essais seront commencés **en branchant le fil P assez près de la prise médiane M** et en l'éloignant de celle-ci de façon progressive, tout en cherchant à obtenir,

grâce à des réglages normaux, les conditions de travail prévues pour l'émetteur.

Si le couplage s'avérait trop important avec un tour entre la prise P et le point milieu M de la bobine, on ferait passer le fil P de bas en haut, au travers de l'enroulement, afin de ne garder qu'un demi tour (ou quelque autre fraction de tour).

Dans le cas d'un accord parallèle, il ne faudrait pas craindre, après avoir effectué celui-ci, de débrancher du coupleur, la ligne allant à l'antenne, puis de tourner CV<sub>3</sub> (et CV<sub>3</sub> bis) de manière à s'assurer si l'accord se retrouve **au même point**. Dans ce cas, cela signifierait que la longueur de la ligne est telle que deux nœuds d'intensité siègent bien à sa partie inférieure. Mais, si les réglages, avec et sans ligne, se montraient assez différents, il serait permis d'essayer de modifier quelque peu la longueur de la ligne, afin de réduire (ou d'annuler) cette différence. C'est ainsi que l'on obtiendrait, avec l'accord parallèle, les conditions de travail les plus avantageuses.

Comparé à celui que schématise la figure 6, ce coupleur apporte l'avantage (déjà mentionné) de **l'indépendance** de ses réglages. Il en résulte que ces derniers sont, par là même, grandement facilités, et que leur exactitude y gagne beaucoup.

De plus, le reproche que nous avons souvent fait au circuit en  $\pi$  de servir surtout à régler le couplage, plutôt qu'à satisfaire la réelle adaptation des impédances, s'atténue ici, puisque le déplacement de la prise P agit, de son côté, sur les valeurs d'impédance et de couplage, de sorte que chacun aura le loisir, grâce à des essais méthodiques, de rechercher le meilleur compromis, dans son cas particulier.

Ajoutons que F5UH, lors de ses essais sur les bandes décamétriques n'a constaté aucune trace de brouillage de la télévision à proximité de l'émetteur.

Que pourrions-nous ajouter à l'exposé de ces résultats ?

### Conclusion

Au début de cet article, nous avons déjà dit que nous n'avions pas voulu nous en tenir à notre satisfaction personnelle, devant les qualités montrées par ce coupleur, dès ses premiers essais. Ce sont donc les confirmations des dites qualités, par nos amis ayant expérimenté à leur tour ce circuit, qui nous offriront la meilleure des conclusions. Chez F5MP, comme chez F5UH, le coupleur s'est comporté d'excellente façon, simplifiant les réglages et assurant (associé à une antenne Lévy) des liaisons DX faciles. En quelques heures de trafic seulement, plus de 200 QSO ont été réalisés par F5UH, sur les bandes 3,5 et 14 MHz, au cours de la « Coupe du REF ».

F5UH nous cite plusieurs liaisons effectuées dans de très bonnes conditions, avec les U.S.A., sur les bandes 3,5 et 7 MHz, à l'aide de ce nouveau coupleur. Sur la bande 14 MHz et par des conditions de propagation moyennes, ont eu lieu des liaisons avec des pays divers, dont la côte du Pacifique des U.S.A. Sur 21 MHz, notons aussi, dès les premiers essais, les U.S.A., la Martinique, etc...

L'émetteur utilisé était le modèle à commutations (décrit dans « Technique de l'émission-réception sur ondes courtes » (Sté des Editions Radio), sa puissance alimentation ayant été parfois volontairement réduite de 100 jusqu'à 30 W.

\*  
\* \*

# F 8 R E F

## EMISSIONS EN NOVEMBRE

Jeudis 5 et 19 : 1200 TU sur 7.052 kHz

Vendredis 6 et 20 : 1830 TU sur 14.150 kHz

Vendredis 6 et 20 : 1915 TU sur 3.600 kHz environ