

LECTURE ET EVOLUTION D'UN SCHEMA

Amplificateur pour antenne de ferrite

Mettre l'antenne loin de son lieu d'utilisation, c'est important en milieu non seulement industriel, mais aussi bureautique, à cause des perturbations issues des ordinateurs. Celles-ci sont particulièrement importantes aux ondes kilométriques qui sont utilisées par les services télégraphiques des agences de presse, la météo, les signaux horaires, les sous-marins... Cependant, l'exemple ci-dessous est également applicable à des fréquences plus élevées.

Le schéma de la figure 1 montre :

A. - L'antenne de ferrite est accordée par C_1 . Compte tenu de la capacité répartie du bobinage, la fréquence d'accord est de 80 kHz.

B. - T_1 , PNP utilisé en collecteur commun, est connecté avec la base sur une prise de l'enroulement L_1 . On s'adapte ainsi au circuit collecteur d'ondes. Du côté émetteur, on peut obtenir une impédance suffisamment basse pour qu'il y ait adaptation au câble.

C. - Une forte capacité, C_2 , lie la sortie du câble à l'émetteur de T_2 . Cela revient à interconnecter les deux émetteurs en haute fréquence. On obtient ainsi un fonctionnement proche de celui de l'amplificateur différentiel complémentaire.

D. - La charge de collecteur de T_2 est constituée par un circuit oscillant. Il est accordé sur la même fréquence que celui d'antenne.

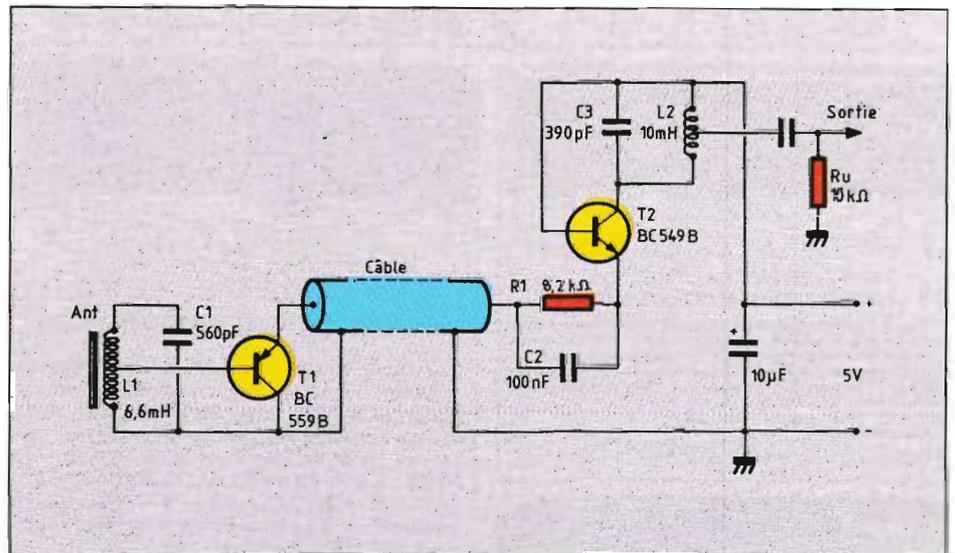


Fig. 1. - Tout en amplifiant, le circuit proposé permet à une antenne de ferrite, à accord fixe, de prendre ses distances par rapport à un récepteur se trouvant dans un environnement perturbé.

E. - Les deux transistors travaillent avec un *potentiel de base identique à celui de collecteur*. La tension émetteur-collecteur est ainsi celle du seuil de base, 0,7 V environ. Ce mode de fonctionnement est inhabituel, car son avantage de simplicité n'est exploitable qu'aux signaux faibles.

Ces remarques méritent d'être complétées par quelques données d'ordre numérique.

Deux transistors en série

La figure 2 montre que, vis de l'alimentation, les deux transistors du montage se trouvent en série. La source e et la charge Z_L sont des bobines, donc de résistance pratiquement nulle en continu, ce qui fait bien que base et collecteur se trouvent à des tensions identiques.

L'intensité continue d'alimentation est ainsi exclusivement définie par R_1 . Sa valeur est $3,6 \text{ V} / 8,2 \text{ k}\Omega = 0,44 \text{ mA}$.

La valeur optimale de cette intensité serait celle pour laquelle les transistors utilisés présentent un gain maximal en puissance. Ce maximum étant très peu prononcé, on se contente souvent d'une intensité moindre, pour des raisons d'économie d'alimentation. Dans certaines conditions, un courant de collecteur de l'ordre du microampère est suffisant.

La résistance d'entrée de T_1

Dans ce qui suit, on utilise les formules basse fréquence du transistor. C'est permis, tant qu'on n'est pas en émetteur commun, jusqu'à des fréquences de plusieurs mégahertz.

Du fait d'une intensité de collecteur de $I_C = 0,44 \text{ mA}$, les deux transistors présentent une transconductance de $g_m = 40 I_C \approx 18 \text{ mA/V}$. T_2 , fonctionnant en base commune, présente ainsi une résistance d'entrée (d'émetteur) de $r_{e2} = 1/g_m = 56 \Omega$. Or, si C_2 équivaut à un court-circuit, cette résistance constitue la charge (d'émetteur) de T_1 , lequel œuvre en collecteur commun. Si le gain en courant de T_1 est $\beta = 250$, sa résistance d'entrée s'élève à :

$$r_{e1} = \beta/g_m + \beta r_{e2} = 2 \beta/g_m = 28 \text{ k}\Omega.$$

L'impédance du collecteur d'ondes

La figure 3 montre, à gauche, la forme habituelle du schéma équivalent au collecteur d'ondes accordé. La source u représente la tension fournie par l'émission captée, r (série) décrit les pertes, C_1 est le condensateur d'accord, L_1 a été subdivisée, pour simuler l'autotransformateur (bobinage à prise), en un primaire L_p et un secondaire L_s .

Pour ce qui suit, la représentation parallèle (fig. 3 à droite) est plus commode. On peut passer de l'une à l'autre, car il n'existe pas de circuits « série » ou « parallèle ».

Il existe seulement plusieurs façons de représenter le circuit oscillant, consistant à raisonner soit sur une tension, soit sur un courant d'entrée, de localiser les pertes soit dans une petite résistance série (r), soit dans une forte résistance parallèle (R).

Si on suppose égal $Q_0 = 100$ le coefficient de qualité de L_1 (à vide), l'impédance à la résonance (accord) est égale à :

$$Z_{01} = R = Q_0/(C\omega)$$

$$= 100/(5,6 \times 10^{-9} 80 \times 10^3 \times 2 \times \pi)$$

$$= 355 \text{ k}\Omega.$$

Adaptation de T_1 au collecteur d'ondes

Pour utiliser au mieux l'énergie fournie par le collecteur d'ondes, on doit adopter, entre les nombres de spires des enroulements L_s et L_p , un rapport n_1 que $n_1^2 = r_{e1}/Z_0$. Avec les valeurs citées, $n_1 = 0,28$.

Si, par exemple, L_p comporte 100 spires, $100 \times 0,28 = 28$ spires sont nécessaires pour L_s . Dans le cas de l'auto-

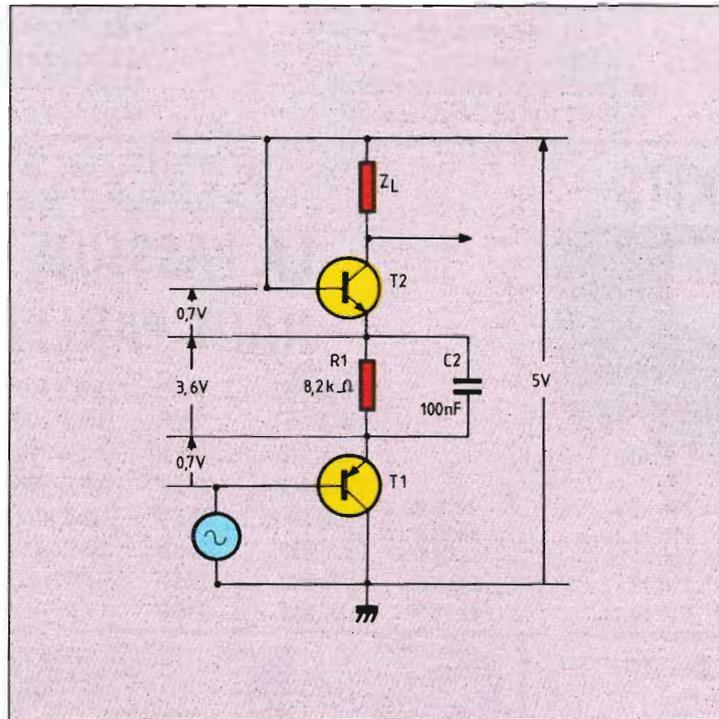


Fig. 2. Les deux transistors du montage se trouvant en série, leur courant de collecteur dépend exclusivement de R_1 .

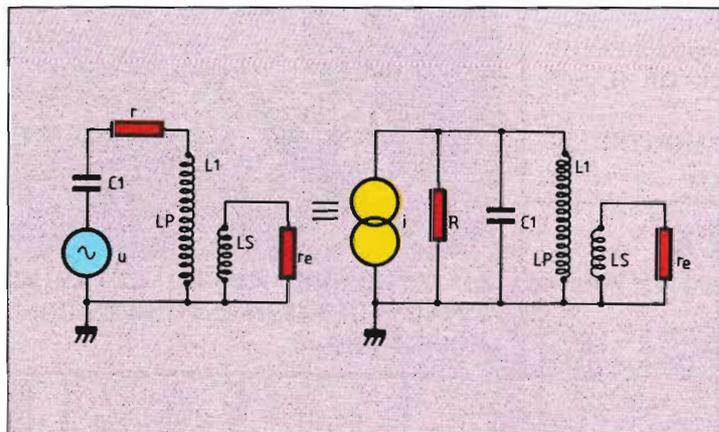


Fig. 3. Quelle que soit la configuration matérielle d'un circuit résonnant, on peut considérer ses éléments C , L et R soit en série (à gauche), soit en parallèle (à droite).

transformateur, le secondaire est commun à une partie du primaire. Si L_1 comporte 100 spires, on doit donc effectuer la prise à 28 spires à partir de la masse.

Du fait de l'amortissement par r_e , le coefficient de qualité tombe à la moitié de sa valeur primitive. La largeur de bande (à -3 dB) s'établit ainsi à $2 f/Q_0 = 160/100 = 1,6 \text{ kHz}$.

Au lieu d'adapter au *maximum de puissance* (meilleur rendement), on peut adapter au *minimum de bruit* (incidence minimale du bruit propre de T_1). Cette méthode conduit à des rapports n plus faibles que précédemment. Mais étant donné le bruit qu'on capte en on-

des kilométriques, elle est inutile – sauf peut-être dans le cas d'une mini-antenne, logée dans une montre bracelet.

Impédances entourant le câble

Puisque T_1 se trouve attaqué par une source dont la résistance interne r_i est égale à sa résistance d'entrée r_{e1} , sa résistance de sortie (d'émetteur) est donné par :

$$r_{s1} = (r_i + r_{e1})/\beta = 2r_{e1}/\beta = 2/g_m$$

$$= 1/(20 I_C) \approx 110 \Omega.$$

C'est la valeur de la résistance à l'entrée du câble. A la sortie, on avait déterminé $r_{e2} = 56 \Omega$. Ce n'est pas une adaptation.

Mais il faut bien remarquer qu'une telle adaptation n'est nécessaire que si ce câble est aussi kilométrique que la longueur d'onde qu'il véhicule.

Circuit accordé de sortie

La représentation parallèle de la figure 3 est utilisable pour le circuit de sortie (C_3 , L_2), si i exprime le courant alternatif fourni par le transistor. Supposant le coefficient de qualité de L_2 égal à 250, on aboutit, suivant les calculs exposés plus haut, à une impédance à la résonance de $Z_{02} = 1,3 \text{ M}\Omega$. Une charge externe de $R_u = 10 \text{ k}\Omega$ se trouverait alors adaptée par un rapport de transformation de $n_2 = 0,088$. Elle ramènerait l'impédance dans le collecteur de T_2 à $Z_2 = 650 \text{ k}\Omega$. En calculant, comme plus haut, la bande passante (en charge), on trouve 640 Hz. Le cumul (bandes passantes de 1,6 et de 0,64 kHz) mène à une bande résultante de 560 Hz environ. Le calcul correspondant couvrirait pas mal de papier pour peu de chose, si bien qu'il... vaut mieux l'économiser, ce papier.

En base commune, la résistance de sortie d'un transistor est environ β fois plus grande qu'en émetteur commun. Cette grandeur étant ainsi supérieure à $10 \text{ M}\Omega$, il est inutile d'en tenir compte devant une résistance de charge de $650 \text{ k}\Omega$.

En revanche, avec seulement 0,7 V entre émetteur et collecteur, T_2 est siège d'une importante capacité de sortie (base collecteur), susceptible d'affecter l'accord du circuit de sortie.

Gain en tension et amplitude maximale

Le gain interne d'un amplificateur est défini entre la base de son transistor d'entrée et le collecteur de son transistor de sortie. Il est égal au produit de l'impédance de charge Z_2 par la transconductance de transfert g_t . On montre que, dans tout amplificateur différentiel, $g_t = g_m/2$, soit $g_t = 9 \text{ mA/V}$.

Avec une résistance de charge de $Z_2 = 650 \text{ k}\Omega$, le gain interne s'établit à $g_t Z_2 = 9 \times 650 = 5 850$. Tenant compte des rapports de transformation envisagés

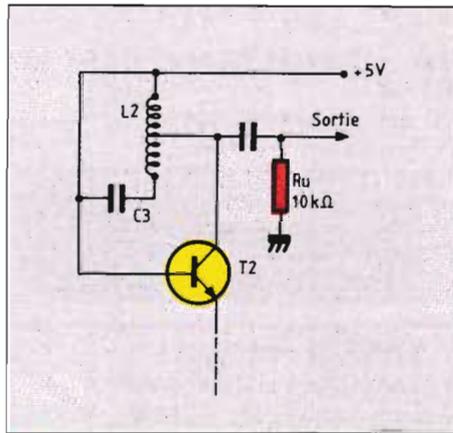


Fig. 4. – En connectant le collecteur de T_2 sur la prise du bobinage, on diminue le gain en puissance ainsi que l'incidence de la capacité de sortie du transistor.

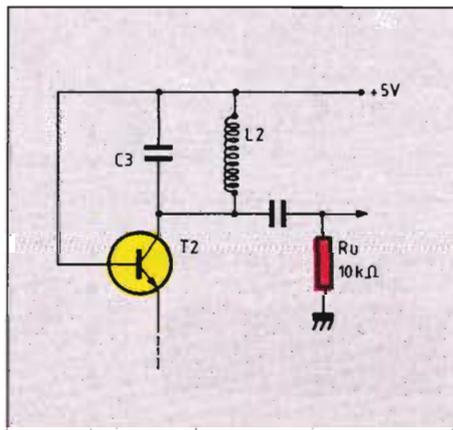


Fig. 5. – La suppression de la prise se soude nécessairement par une diminution de la sélectivité.

pour les circuits accordés d'entrée et de sortie (n_1 et n_2), il reste $0,28 \times 0,088 \times 5 850 = 144$ pour le gain externe. Alimenté par seulement 0,7 V, T_2 ne fonctionne de façon linéaire que pour des amplitudes de collecteur inférieures à 0,5 V environ. Avec un gain interne de près de 6 000, il n'est donc guère prudent de dépasser 0,5 mV_{eff} en entrée, soit 1,8 mV_{eff} aux bornes de L_1 .

Projets de modification

Adaptation à des signaux plus forts

Si on veut pouvoir admettre plus que ces 0,5 mV d'entrée, il suffit, en principe, de diminuer le rapport L_2/C_3 , tout en augmentant le rapport de transfor-

mation. Cependant, les valeurs de la figure 1 sont celles qui déterminent, pour une technologie donnée de bobinage, à la fois un coefficient de qualité élevé (forte sélectivité) et une tentative d'adaptation à la forte résistance de sortie de T_2 (fort gain).

Vous vous doutiez qu'on ne peut avoir tout à la fois. Mais la sélectivité, on peut la conserver, en connectant, comme dans la figure 4, le collecteur de T_2 sur la prise de L_2 . La capacité de sortie de T_2 apparaît alors près de 130 fois ($1/n_2^2$) plus faible, et il faudra réaccorder le circuit. Cependant, la charge de T_2 résulte de la mise en parallèle de R_u ($10 \text{ k}\Omega$) avec l'impédance au niveau de la prise sur L_2 , également de $10 \text{ k}\Omega$. Avec un nouveau gain interne de $g_t \times 5 \text{ k}\Omega = 45$, au lieu de 5 850, le gain externe est réduit à 12,6. Ce qui est souvent plus proche du bienfait que de la catastrophe, car il est préférable de n'amplifier que peu, tant qu'on n'a pas fini de sélectionner.

Supprimer la prise

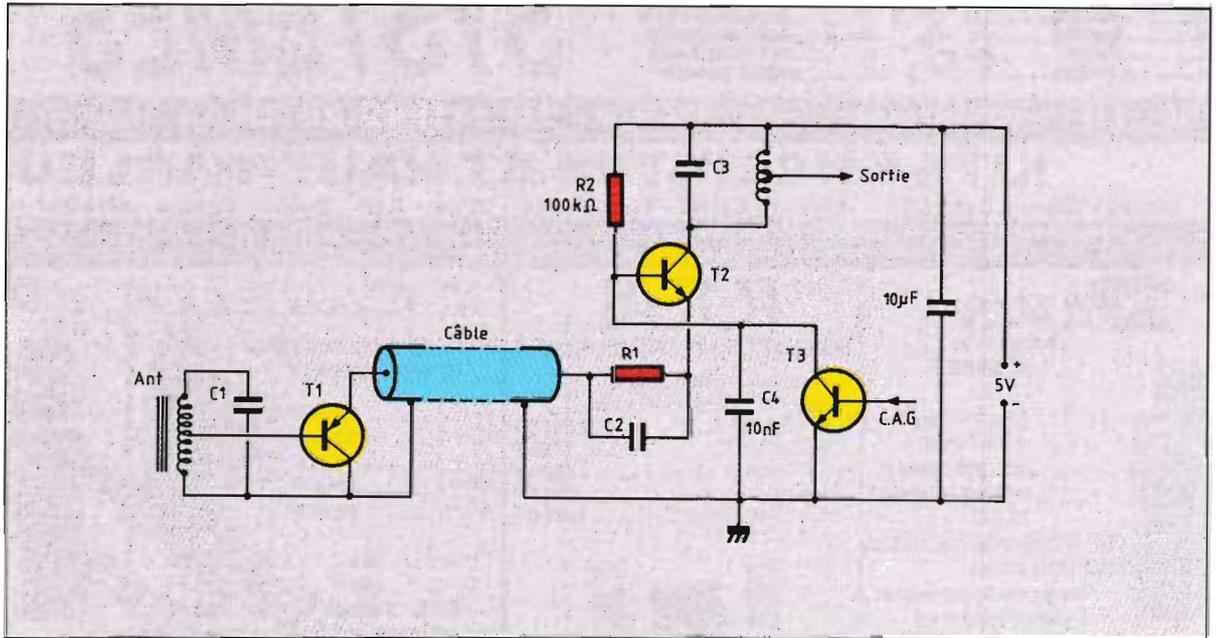
Même en fabrication semi-automatique, une prise sur un bobinage coûte à peu près le prix d'un transistor. On peut la supprimer en connectant R_u directement sur le collecteur de T_2 (fig. 5). Mais c'est mauvais pour la sélectivité.

En effet, le nouveau coefficient de qualité ($Q = RC_3\omega$, avec R égale à la mise en parallèle de Z_2 avec R_u), n'est maintenant plus que de quelques unités. On peut y remédier en adoptant un rapport L_2/C_3 plus faible, mais ce n'est pas une solution miracle, car, dans la plupart des technologies, on observe de fortes pertes dans les circuits oscillants lorsqu'on diminue ce rapport au-delà d'une certaine limite.

Commande automatique du gain

La meilleure façon d'éviter la saturation, par excès de tension de sortie, tout en conservant des conditions optimales de gain et de sélectivité, c'est d'instaurer une régulation, laquelle diminue le gain d'autant plus que le signal est plus fort. Une telle régulation part d'un redressement du signal dans un étage ultérieur de l'amplificateur (ou récepteur).

Fig. 6. Le transistor de commande de gain, T₃, agit sur l'intensité de collecteur et de ce fait sur le gain de l'amplificateur composé de T₁ et de T₂.



Dans la figure 6, on suppose que la composante continue ainsi obtenue est appliquée entre émetteur et base de T₃. Plus la tension C.A.G. (commande automatique du gain) est élevée, plus le courant de collecteur de T₃ augmente la chute de tension sur R₂. Comme la chute sur R₁ diminue d'autant, il en est de même du courant d'alimentation (T₁, T₂), donc de la transconductance, donc du gain.

Au repos (T₃ bloqué), le gain ne sera maximal que si on peut négliger la chute que produit le courant de base de T₂ dans R₂. Il faut donc choisir cette résistance relativement faible, alors qu'elle devrait être grande, si on veut que T₃ obéisse à un minimum de tension de commande tout en consommant un minimum de courant. La valeur de 100 kΩ est l'un des compromis qui sont possibles. C₄ sert à la mise à la masse (en HF) de la base de T₂. Sa réactance doit être faible devant la résistance d'entrée de T₂.

Adaptation du câble et forte amplitude en sortie

Aux fréquences élevées, une adaptation du câble peut être opportune. Les deux transistors doivent alors travailler avec des valeurs identiques pour la résistance interne d'émetteur.

Pour T₂, la résistance d'entrée (d'émetteur) est $1/g_m = 1/(40 I_C)$. Pour qu'elle

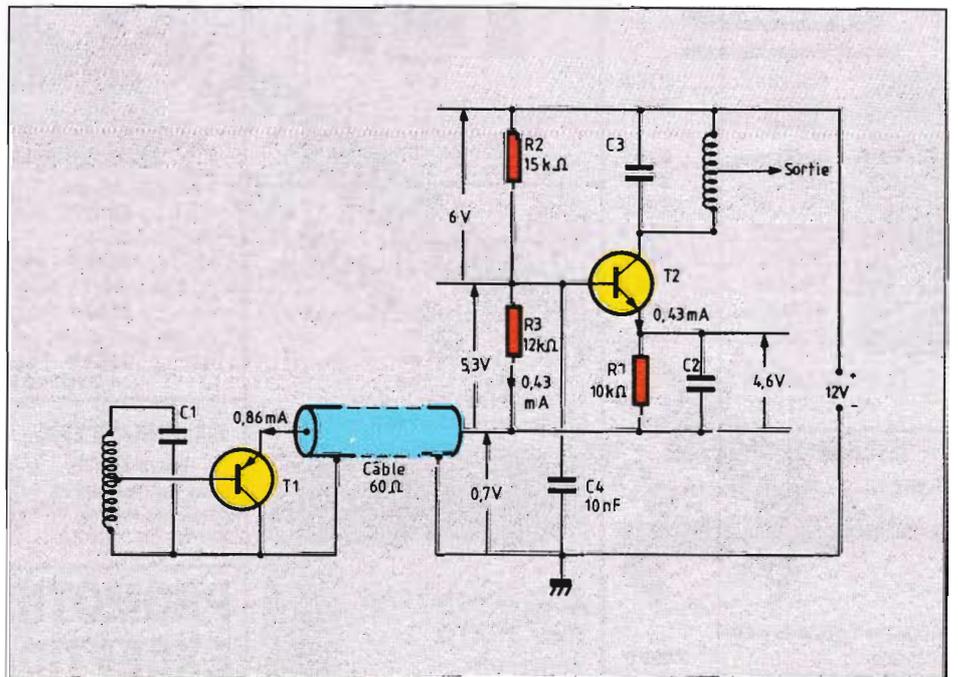


Fig. 7. - Le diviseur de polarisation (R₂, R₃) permet une amplitude de sortie dix fois plus forte que précédemment, ainsi que, par l'augmentation du courant de collecteur de T₁, une adaptation au câble.

égale l'impédance du câble, il faut donc travailler avec $I_{C2} = 0,43$ mA. Dans les conditions d'adaptation d'entrée mentionnées plus haut, la transconductance de T₁ doit être deux fois plus grande, soit $I_{C1} = 0,86$ mA.

Si on a la possibilité d'alimenter sous 12 V, on peut réserver 6 V à T₂, ce qui permet au moins 5 V, en crête, au col-

lecteur. La figure 7 montre le nouveau schéma, avec les valeurs des tensions et des courants, permettant de recalculer les résistances. Notez que le principe de la commande de gain (fig. 6) n'est pas applicable à ce circuit, puisqu'il entraîne des modifications de courant de collecteur qui modifient l'adaptation.

H. Schreiber