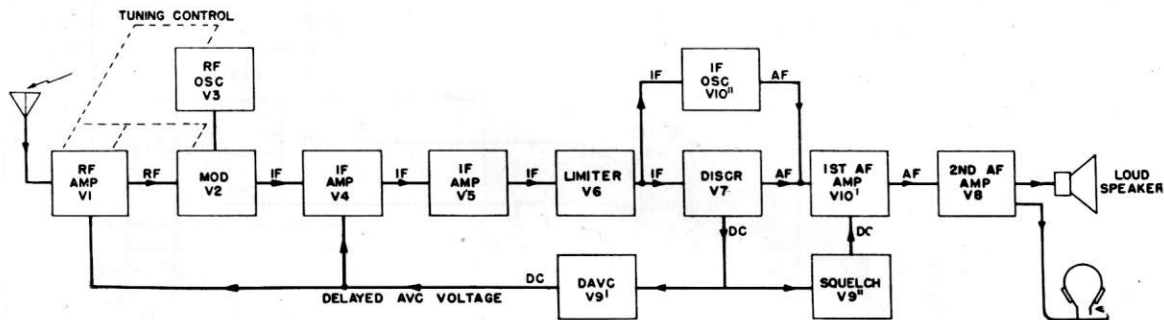


CHAPITRE III

FONCTIONNEMENT DES APPAREILS

	Paragraphe		Paragraphe
Fonctionnement du récepteur BC-603-(*)	23	Fonctionnement des convertisseurs DM-34-(*),	
Fonctionnement de l'émetteur BC-604-(*)	24	DM-35-(*), DM-36-(*), et DM-37-(*)	26
Fonctionnement de l'amplificateur		Circuits de commande	27
téléphonique BC-605-(*)	25		



English

Tuning control
 RF osc. V3
 IF
 IF osc. V10''
 AF
 RF amp. V1
 RF
 Mod. V2
 IF amp. V4
 IF amp. V5
 Limiter V6
 Discr. V7
 1st AF amp. V10'
 2nd AF amp. V8
 Loud speaker
 Delayed AVC voltage
 DC
 DAVC V9'
 Squelch V9''

Français

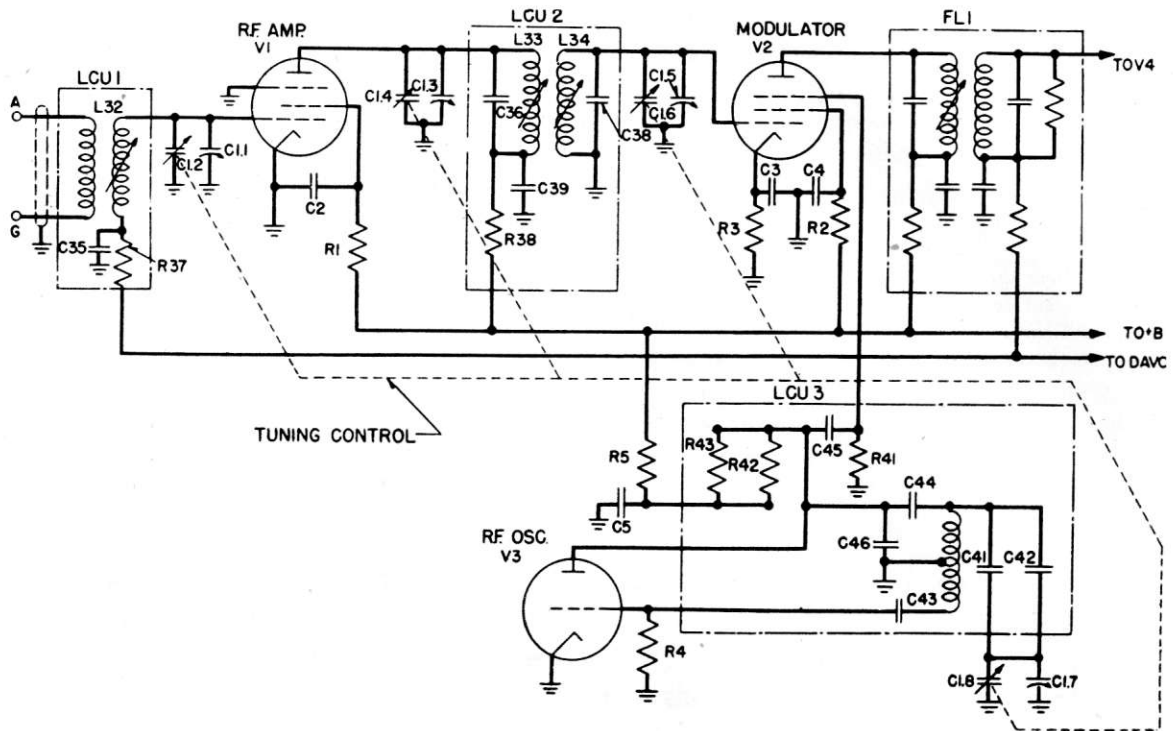
Commande de syntonisation
 Oscillatrice H.F. V3
 M.F.
 Oscillatrice M.F. V10''
 B.F.
 Amplificatrice H.F. V1
 H.F.
 Modulatrice V2
 Amplificatrice M.F. V4
 Amplificatrice M.F. V5
 Limitatrice V6
 Détectrice V7
 Première amplificatrice B.F. V10'
 Deuxième amplificatrice B.F. V8
 Haut-parleur
 Voltage de l'antifading différé
 Courant continu (cc)
 Antifading différé
 Antiparasites

FIGURE 32.—Récepteur BC-603-(*)—schéma d'ensemble.

23. **Fonctionnement du récepteur BC-603-(*)**—a. *Disposition générale des circuits.*—Un schéma d'ensemble de ce récepteur est visible figure 32.

Ce récepteur est un superhétérodyne. La partie haute fréquence comprend un étage accordé d'amplification haute fréquence (V1), une modulatrice (V2) et une oscillatrice haute fréquence (V3). L'amplification moyenne fréquence comprend deux étages (V4 et V5), dont le deuxième (V5) est prévu pour atténuer dans une certaine mesure les signaux puissants. L'étage limiteur (V6) fonc-

tionne non seulement comme limiteur de signaux de puissance moyenne, mais réduit aussi en amplitude la modulation des signaux. L'étage détecteur, ou discriminateur, (V7), est suivi de deux étages d'amplification basse fréquence (V10' et V8). Une oscillatrice de battement moyenne fréquence (V10'') facilite le réglage du récepteur sur les fréquences voulues. Une seule lampe (V10) sert en même temps de premier étage d'amplification (V10') et d'oscillatrice de battement moyenne fréquence (V10''). Une deuxième lampe double (V9) sert d'antifading différé (V9') et



<p><i>English</i></p> <p>RF amp. V1 Modulator V2 Tuning control To V4 To +B To DAVC RF osc. V3</p>	<p><i>Français</i></p> <p>Amplificatrice H.F. V1 Modulatrice V2 Commande de syntonisation Vers V4 Vers la ligne +haute tension Vers l'antifading différé Oscillatrice H.F. V3</p>
--	---

FIGURE 33.—Récepteur BC-603-(*)—schéma de fonctionnement de l'amplificatrice H.F., de la modulatrice et de l'oscillatrice H.F.

d'antiparasites (V9''), supprimant les bruits en coupant la sortie du récepteur quand aucun signal n'est capté.

b. Schémas de fonctionnement, de câblage et de montage.—Ces schémas complets sont visibles figures 52, 53, 54, 55, 79 et 80.

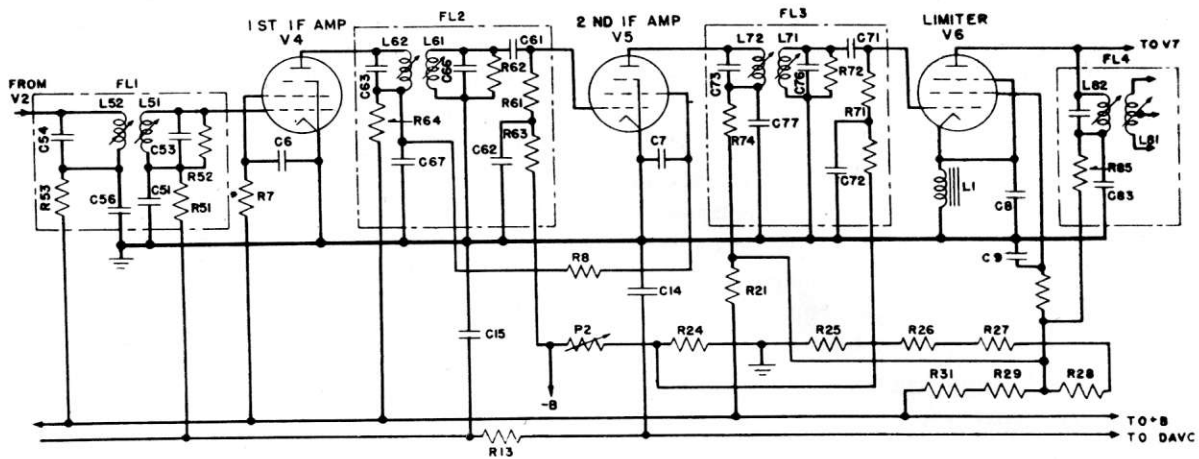
c. Amplificatrice H.F., modulatrice et oscillatrice H.F.—La figure 33 donne le schéma des circuits de l'amplificatrice H.F. (V1), de la modulatrice (V2) et de l'oscillatrice H.F. (V3).

L'antenne est couplée à l'entrée de l'amplificateur H.F. par le circuit d'accord LCU1. Le courant, passant par le primaire du circuit LCU1, engendre un voltage à travers le secondaire, accordé. Ce voltage est appliqué entre la grille et la cathode de V1 à travers le condensateur en shunt C35. La résistance de découplage R37, combinée avec ce condensateur, empêche le couplage entre les étages, à travers le câblage de l'antifad-

ing. Ces condensateurs de shuntage sont nécessaires du fait que le retour du courant continu de grille est fait vers l'antifading, et non pas vers la masse. La tension H.F., amplifiée dans V1, est appliquée au primaire accordé du transformateur de couplage LCU2, à travers le condensateur de shuntage C39.

Le courant passant à travers le primaire accordé (L33) engendre un voltage dans le secondaire accordé (L34); ce voltage est appliqué, entre la grille et la cathode de la lampe modulatrice (V2), par l'intermédiaire du condensateur de shuntage C3. Les condensateurs C36 et C38 fournissent la capacitance minimum nécessaire pour augmenter la gamme de réglage des trimmers. La tension de polarisation de V2 est déterminée par la résistance de cathode (R3).

Les fréquences de signal comprises entre 20,0 et 27,9 mégacycles sont converties en fréquence



English

- From V2
- FL1
- 1st IF amp. V4
- FL2
- 2nd IF amp. V5
- Limiter V6
- To V7
- To +B
- To DAVC

Français

- Venant de V2
- Filtre 1
- 1ère amplificatrice M.F. V4
- Filtre 2
- 2ème amplificatrice M.F. V5
- Limitatrice V6
- Vers V7
- Vers la ligne + haute tension
- Vers l'antifading différé

FIGURE 34.—Récepteur BC-603-(*)—schéma de fonctionnement de l'amplificatrice M.F. et de l'étage limiteur.

intermédiaire de 2,65 mégacycles par le battement entre la fréquence du signal reçu et une fréquence (de 2,65 mégacycles supérieure à celle du signal) venant de l'oscillatrice H.F. (V3); le mélange se fait dans la modulatrice (ou mélangeuse) (V2). Le voltage de l'oscillatrice H.F. va à la grille d'arrêt de V2. A la sortie de (V2), plusieurs fréquences résultent de ce battement; mais le premier filtre M.F., FL1, ne laisse passer que la plus basse et rejette les fréquences inutiles.

L'oscillatrice H.F. emploie un circuit Hartley, alimenté en shunt. Les condensateurs C42, C44 et C46 servent de compensateurs de température et assurent à cette oscillatrice une très grande stabilité. Les condensateurs C41 et C42 sont des padders (grosses capacités en série) et le condensateur C44 est un condensateur de blocage. Le voltage, retourné dans le circuit de grille à travers le condensateur de couplage C43, fait osciller la lampe. Le courant de grille redressé, passant à travers la résistance de fuite de grille R4, fournit la polarisation à la lampe V3.

Le voltage H.F. pour la grille de suppression de la lampe V2 est dérivé du circuit plaque de V3, à travers le condensateur de couplage C45. La résistance R5 et le condensateur C5 empêchent

le passage de la haute fréquence de la plaque V3 dans la branche positive de l'alimentation haute tension. Les résistances R42 et R43 sont placées dans le circuit d'alimentation, en courant continu de la plaque de l'oscillatrice.

Les condensateurs variables C1.2, C1.4, C1.6 et C1.8 permettent le réglage simultané des quatre circuits syntonisés. Le réglage des circuits est fait à l'aide des trimmers C1.1, C1.3, C1.5, et C1.7 et des noyaux en fer des inductances L32, L33, L34 et L41.

d. Amplificatrice M.F. et étage limiteur.—Les circuits fondamentaux des étages d'amplification M.F. et limiteur sont donnés dans la figure 34. Les filtres de bande FL1, FL2 et FL3 rejettent les fréquences inutiles, en dehors d'une bande de 80 kilocycles centrée sur la fréquence 2,65 mégacycles, qui est la moyenne fréquence. Chaque filtre est réglé au moyen d'un noyau en cuivre, monté à l'intérieur de chaque bobine. Les résistances R52, R62 et R72 dans les trois filtres contribuent à établir les caractéristiques voulues de fréquence de la bande passante.

La compensation de température est réalisée dans les circuits accordés, pour les bobinages et les condensateurs en mica, par le montage en

parallèle de petits condensateurs en céramique à coefficient de température négatif, (voir par. 46*d*), les condensateurs C55, C74 et C75 servent de compensateurs aux condensateurs C54, C63 et C76, respectivement.

La première amplificatrice M.F. (V4) est commandée par l'antifading différé et la polarisation de sa grille est appliquée à travers la résistance de découplage R51. Les autres voltages appliqués à la lampe sont calculés pour lui permettre de fonctionner comme une amplificatrice ordinaire.

La deuxième amplificatrice M.F. se distingue de la première par le mode d'alimentation de la polarisation de grille et les relations entre les voltages de fonctionnement de la grille écran et de la plaque. La différence de voltage développée dans le secondaire (L61) du FL2 est appliquée à la grille de contrôle de la lampe V5 à travers le condensateur de couplage C61. La polarisation de grille est fournie à partir du conducteur négatif haute tension à travers la résistance de découplage (R63), et la résistance de fuite de grille (R61). La résistance de découplage du circuit plaque (R74) est connectée au diviseur de tension à la jonction de R28 et de R29. La résistance (R8) de la grille écran placée en série est alimentée sur le circuit de retour de la plaque de la première amplificatrice M.F. Par conséquent, la plaque fonctionne à un potentiel moindre et exerce ainsi une action limitatrice.

Pendant la réception des signaux faibles, le second étage d'amplification M.F. agit comme un amplificateur normal. Toutefois, pendant la réception des signaux forts, le courant redressé de grille passant par R61 et R63, accumule une charge négative dans le condensateur C61. Les valeurs de R61, R63, C61 et C62 sont telles que leur constante de temps est élevée par rapport à la moyenne fréquence. Chaque fois que le signal d'entrée devient positif pendant la moitié positive du cycle, le courant de grille, passant à travers R61, charge le condensateur C61. Cette charge est retenue pendant la moitié négative du cycle, par suite de la constante de temps élevée. La polarisation négative, résultant du passage du courant redressé de grille par R61 et R63, limite l'amplitude des variations positives de la grille de la lampe V5 et limite ainsi l'excitation maximum. Les variations, pendant le demi-cycle négatif, sont limitées par le point de coupure de la lampe, ce

point ayant été déterminé par le choix du voltage plaque. Le récepteur doit souvent fonctionner sous des conditions où la puissance des signaux à l'entrée varie considérablement. Un étage limiteur, bon pour des signaux de puissance moyenne, aurait tendance à être surchargé et à bloquer, pendant la réception de signaux très forts. Pour éviter cet inconvénient, le deuxième étage M.F. est prévu pour fonctionner également en limiteur qui réduit les variations de puissance que l'étage limiteur V6 doit atténuer. (Dans les appareils de construction récente, ce circuit est modifié, comme explique le par. 46*b*(5).)

Il y a deux types généraux de dispositifs limiteurs : par surcharge ou par réaction. La polarisation fixe de grille, obtenue par la chute de tension à travers R24, est suffisamment grande pour assurer, en l'absence de surcharge, une détection plaque suffisante, ce qui est important pour le dispositif de limitation par réaction.

La limitation par surcharge, décrite ici, établit un plafond que le signal de sortie ne peut pas dépasser. Quand les voltages reçus sont suffisants pour atteindre ce plafond, le dispositif maintient la sortie à un niveau constant et supprime ainsi les perturbations qui tendraient à augmenter le signal de sortie, de façon irrégulière. Toutefois, le dispositif n'a aucun effet sur les signaux qui n'atteignent pas ce plafond.

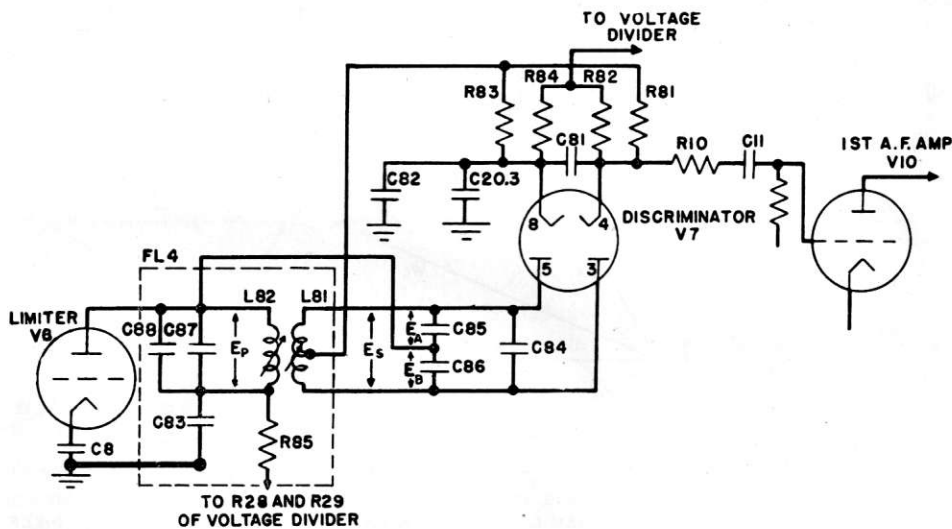
La limitation par réaction est basée sur le principe de la compensation d'une perturbation de fréquence audible par l'introduction d'une impulsion égale, mais de signe contraire. Cette méthode est très efficace quand les perturbations de fréquences audibles sont trop petites pour être supprimées par le limiteur de surcharge. Ce système est moins efficace, mais tout de même d'une certaine utilité quand on a des signaux assez forts à l'entrée pour déclencher partiellement le circuit limiteur et des signaux suffisants pour se trouver complètement contrôlés par l'action du limiteur par surcharge. Le circuit de réaction négative comprend la bobine L1 et le petit condensateur en parallèle C8, de faible impédance haute fréquence et de haute impédance basse fréquence. La bobine L1 est placée en série avec la cathode de V6, et les variations d'amplitude de la basse fréquence dans le circuit plaque passent par cette bobine. Le passage de ce courant crée à travers la bobine une différence de potentiel entre la masse et la cathode.

Ce voltage est donc appliqué, en réalité, à travers le circuit grille-cathode de la lampe. La tension développée à travers la bobine et appliquée à la cathode s'oppose aux effets créés par les variations basse fréquence dans le circuit grille. Quand le voltage de grille augmente à une cadence audible, par suite de l'augmentation des bruits, la polarisation de la cathode s'oppose à cette augmentation. Quand le voltage grille diminue, par suite de la diminution des bruits, la polarisation de la cathode s'oppose à cette diminution. Cette action tend à niveler les crêtes de bruit. Les variations d'amplitude, à la fréquence de la porteuse, sont shuntées par le condensateur C8 et ne produisent qu'une réaction minimale. Quand les fréquences sont en dessous de la cadence audible, la bobine de choc L1 de la cathode ne leur oppose qu'une impédance très faible et elles n'affectent pas la polarisation de la lampe. Pour niveler ces variations lentes, l'*antifading* différé (DAVC) est très efficace, à condition que le voltage du signal soit

suffisant pour surmonter la polarisation de retardement. Par ailleurs, par suite de l'action du circuit de filtrage de l'*antifading*, celui-ci ne réagit pas aux variations qui se succèdent à des fréquences audibles.

Dans l'explication ci-dessus, les bruits parasites sont censés être d'une fréquence de valeur unique, plus ou moins constante. En pratique, toutefois, les perturbations sont, d'habitude, un mélange de plusieurs fréquences d'amplitudes variables. Chaque fois que la fréquence perturbatrice, battant avec la fréquence porteuse, produit des fréquences audibles (et quand leur amplitude n'atteint pas le plafond où l'étage limiteur commence à fonctionner, les crêtes des bruits sont nivelées par la réaction dans la bobine.

e. Détectrice.—Le rôle de la détectrice est de transformer les courants moyenne fréquence (modulés en fréquence) en variations d'amplitude, de fréquence audible. Le schéma de son fonctionnement est visible *figure 35a*.



English
 To voltage divider
 Limiter
 To R28 and R29 of voltage divider
 Discriminator V7
 1st AF amp. V10

Français
 Vers le diviseur de tension
 Limitatrice
 Vers les résistances R28 et R29 du diviseur de tension
 Détectrice V7
 Première amplificatrice B.F. V10

FIGURE 35a.—Récepteur BC-603-(*)—schéma de fonctionnement de la détectrice.

Le fonctionnement de la détectrice est basé sur la différence de phase entre le primaire et le secondaire du transformateur M.F. placé à l'entrée de la détectrice V7.

Voir le schéma de la *figure 35a*. Le voltage du

signal, à travers le primaire (L82), est marqué E_p . Le secondaire (L81), à prise intermédiaire, est figuré par deux bobinages indépendants en série. Le voltage induit à travers ces deux bobines est appelé E_s . Le voltage E_s est engendré dans

les condensateurs C85 et C86, montés en série. Les condensateurs C85 et C86 sont soigneusement assortis, de manière que leur point de jonction soit au même potentiel que le point milieu du circuit secondaire, accordé, de la bobine FL4. Le voltage, à travers C85, est appliqué à l'une des diodes (bornes 5 et 8 de V7). Le circuit retour se fait par les condensateurs C20.3 (en parallèle avec C82), C83, C87 (en parallèle avec C88) et aboutit à la jonction de C85 et C86. L'autre moitié du voltage du secondaire (engendrée par C86) est appliquée à l'autre diode (bornes 3 et 4 de V7). Le retour se fait par C81, C20.3, C83, C87 vers la jonction de C85 et C86.

En plus des voltages secondaires, le voltage du primaire est également appliqué à ces deux diodes. La jonction de C85 et C86 est également connectée, directement, à la plaque de V6 (la limitatrice). Le voltage primaire est créé entre le point de jonction et la masse. Ainsi, E_p passe par C85 par la diode (bornes 5 et 6 de V7), puis C20.3 et aboutit à la masse. Le circuit de la deuxième diode de V7 passe par C86, par les bornes 3 et 4 de V7, C81, C20.3 et aboutit à la masse. Le circuit de la deuxième diode de V7 passe par C86, par les bornes 3 et 4 de V7, C81, C20.3 et aboutit à la masse. Tous ces circuits sont des circuits alternatifs. Vu que la diode est

une lampe à sens unique d'écoulement de courant, ces courants alternatifs, passant par la lampe, sont rectifiés; ce sont donc des courants rectifiés (ou continus) qui passent par les résistances R81 et R83 vers la prise médiane de L81. C'est en somme un retour en courant continu.

Cette description montre que chaque diode reçoit le voltage primaire créé dans C87 et la moitié du voltage secondaire créé dans C85 et C86. Le rapport des phases de ces deux voltages est un facteur extrêmement important du fonctionnement de la détectrice, pour la raison suivante: étant donné que le circuit secondaire est accordé en résonance, le courant secondaire se trouve *en phase* avec le voltage induit dans le secondaire (lequel est déphasé de 180° par rapport au voltage primaire). La résistance dans un condensateur étant négligeable, on peut compter que le voltage dans ce condensateur est déphasé de 90° par rapport au courant qui y passe. Par conséquent, le voltage à travers les condensateurs C85 et C86 est déphasé de 90° , par rapport à E_p , qui est le voltage du primaire dans C87. Ainsi, le voltage résultant aux bornes de chaque diode en résonance est la somme vectorielle de deux voltages ($E_p + E_a$ ou $E_p + E_b$), déphasés l'un par rapport à l'autre de pratiquement 90° .

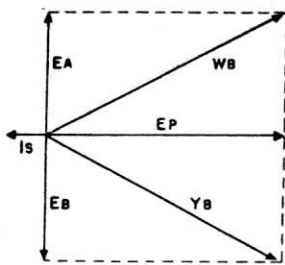


FIG. 35B
VECTOR DIAGRAM OF DISCRIMINATOR WHEN RECEIVED FREQUENCY IS AT RESONANCE

b. Diagramme vectoriel de la détectrice quand la fréquence reçue est en résonance.

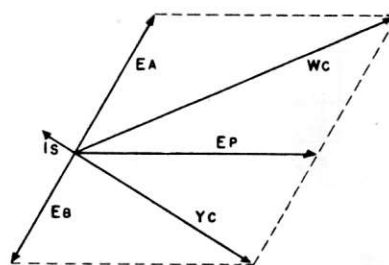


FIG. 35C
VECTOR DIAGRAM OF DISCRIMINATOR WHEN RECEIVED FREQUENCY IS ABOVE RESONANCE.

c. Diagramme vectoriel de la détectrice quand la fréquence reçue dépasse la résonance.

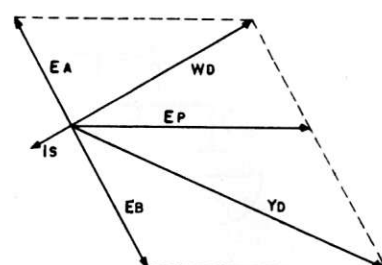


FIG. 35D
VECTOR DIAGRAM OF DISCRIMINATOR WHEN RECEIVED FREQUENCY IS BELOW RESONANCE.

d. Diagramme vectoriel de la détectrice quand la fréquence reçue n'atteint pas la résonance.

FIGURE 35 b, c et d.—Relations de phase dans la détectrice.

La figure 35b montre les relations de phase de ces voltages quand les circuits sont accordés en résonance; E_p (voltage primaire) est pris comme origine des phases. Dans les trois cas, E_a et E_b ont les mêmes valeurs; la différence de longueur

entre les vecteurs marqués E_p et E_a (ou E_b), et celles de leurs angles exacts, sont sans importance; elles représentent simplement des valeurs qui conviennent à la démonstration. Ce graphique montre que, à la résonance, le vecteur W_b (somme

vectorielle de E_p et E_a) est égal en longueur à Y_b (somme vectorielle de E_p et E_b).

Quand la fréquence de E_p est modifiée, le circuit accordé, constitué par L81, C85, C86 et C84, n'est plus en résonance; si la fréquence est plus haute, la réactance résultant du circuit secondaire accordé de FL4 est inductive; le courant secondaire est en retard de phase par rapport au voltage induit du secondaire. Etant donné que le voltage à travers un condensateur est en retard de 90° sur le courant, le voltage à travers C85 et C86 atteint également en retard sa valeur à la résonance. Ainsi, les vecteurs E_a et E_b se déplacent; le résultat est indiqué figure 35c. Les deux vecteurs W et Y sont maintenant de longueur inégale et leur différence est proportionnelle au décalage, par rapport à la fréquence d'accord. Dans le cas envisagé le vecteur W_c est plus long que Y_c .

De même, si la fréquence reçue est plus basse que la fréquence de résonance, la réactance résultante du circuit sera capacitive et le courant secondaire sera en avance de phase sur le voltage secondaire. Par conséquent, les vecteurs correspondant à E_a et E_b , se déplacent, comme montre la figure 35d. Ici, les vecteurs sont encore inégaux; la différence sur la fréquence d'accord est encore proportionnelle au décalage. Dans ce dernier cas, le vecteur W_d est le plus court.

Dans ces deux cas (au-dessus et au-dessous de la fréquence d'accord), le voltage, dans une moitié du secondaire, est en phase avec le voltage primaire, tandis que le voltage, dans la deuxième moitié, est à peu près en opposition de phase. Si le décalage, par rapport à la fréquence d'accord, est suffisant, une moitié du voltage secondaire s'ajoute directement à E_p , ce qui augmente la valeur du voltage sur une des diodes. Le voltage de la deuxième moitié du secondaire se retranche de E_p ; le voltage résultant va à la deuxième diode.

La résultante Y est appliquée à une diode et la résistance W est appliquée à l'autre diode. A la résonance, les voltages de moyenne fréquence produisent des différences de voltage à travers les résistances R81 et R83, placées en série (charge de sortie), mais étant donné que les résultantes W et Y sont égales en amplitude, elles ne produisent aucune variation de courant continu à travers la charge. (C81 est un condensateur de shuntage à basse impédance pour les moyennes

fréquences.) Quand la fréquence appliquée varie autour de la fréquence de résonance à une cadence audible, les voltages appliqués aux deux diodes deviennent inégaux en grandeur ainsi qu'il a déjà été expliqué; une différence de voltage, de fréquence audible, est alors produite à travers la charge de sortie (R81 et R83 en série). Cette différence de voltage est proportionnelle à la différence des fréquences entre E_p et la résonance. Autrement dit, le signal reçu (qui était modulé en fréquence) a été transformé en variations d'amplitude se succédant à une fréquence audible.

Les fonctions des divers circuits sont les suivantes: Le circuit accordé, comprenant L82, C87 et C88 règle à la moyenne fréquence le circuit plaque de la lampe V6 de l'étage limiteur. Les condensateurs C83 et C8 en série complètent le circuit MF entre la plaque et la cathode. C88 sert à compenser les variations de C87 et L82, causées par les changements de température. Le bobinage primaire L82 est mis en résonance avec la moyenne fréquence, au moyen de son noyau de fer. Le voltage plaque de la lampe V6 de l'étage limiteur est alimenté à partir de la jonction entre R28 et R29 sur le diviseur de tension, à travers la résistance de découplage R85. L81 (secondaire à prise intermédiaire), couplé à L82, est mis en résonance à l'aide des condensateurs C85, C86 et C84 (C84 est un petit condensateur de compensation de température dans le circuit accordé). Ce circuit secondaire accordé alimente, à travers la double diode V7, les résistances de charge R81 et R83 de la détectrice. Le condensateur C81, connecté à travers les résistances R81 et R83, sert de shunt de haute fréquence et contribue, dans une certaine mesure, à établir les caractéristiques de fidélité de la basse fréquence. (Le rôle des résistances R82 et R84 est expliqué dans le paragraphe traitant de l'antifading et du circuit antiparasites. Ces résistances n'influencent que faiblement le fonctionnement du circuit de la détectrice.)

Un côté du circuit de charge de la détectrice est mis à la masse à travers 2 condensateurs en parallèle: C82 pour la haute fréquence et C20.3 pour la basse fréquence. L'autre côté du circuit de charge de la détectrice est connecté à l'amplificatrice basse fréquence, par la résistance en série R10 et par le condensateur de couplage C11.

f. Diviseur de tension.—Le diviseur de ten-

sion, visible au bas de la *figure 37*, a trois fonctions :

(1) Il constitue une dérivation de fuite sur la ligne de courant continu haute tension, venant du filtre et sert à décharger les condensateurs quand l'alimentation est coupée.

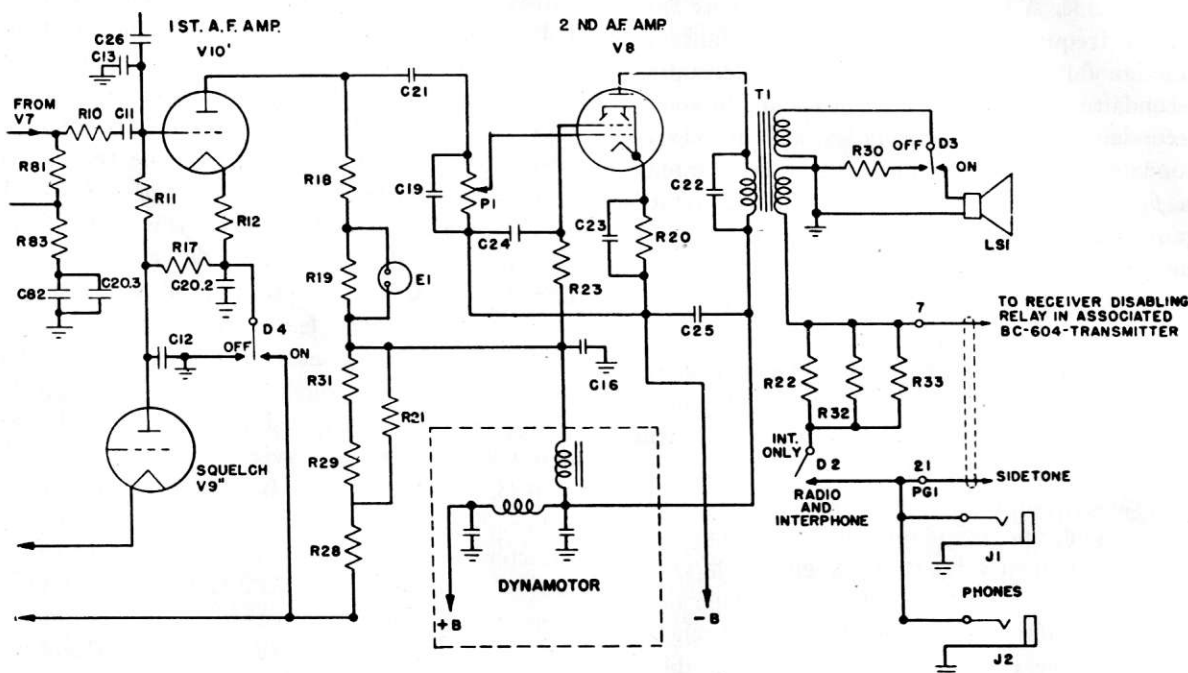
(2) Il fournit les tensions positives réduites, nécessaires pour les circuits du deuxième étage d'amplification M.E. de l'étage limiteur, de l'*anti-fading* différé et de l'antiparasites.

(3) Il fournit les polarisations négatives aux grilles des amplificatrices H.F. et M.F. et de la limitatrice.

Le courant venant du balai positif du convertisseur, traverse les bobines basse et haute fréquence, par R31, R29, R28, R27, R26, R25, R24 et P2 (quand l'interrupteur de l'antiparasites marqué *SQUELCH*, est sur *ON*), et revient au balai négatif du convertisseur. (R29 et R31, montés en

série, sont shuntés par R31.) Ainsi, les points de jonction entre ces résistances présentent des prises fournissant divers voltages positifs décroissants depuis R31 jusqu'au point de jonction de R24 et de R25; ce dernier point est à la masse. (Se rappeler qu'aucune des bornes de sortie du convertisseur n'est à la masse.) Le voltage négatif s'élève quand on s'écarte du point à la masse à travers R24 et P2. Ces deux résistances sont dans le circuit qui fournit la polarisation grille des deux premières lampes amplificatrices. R24 est une résistance fixe; P2 est une résistance réglable. Etant donné que l'augmentation de cette dernière résistance augmente le voltage, une modification du voltage de P2 fait varier la polarisation négative, appliquée aux deux premières lampes modificateurs et modifie ainsi la sensibilité du récepteur.

*g. Amplificatrice B.F.—*Un schéma de fonc-



English
 From V7
 1st AF amp. V10'
 2nd AF amp. V8
 Dynamotor
 Int. only
 Radio and interphone
 Sidetone
 To receiver disabling relay to
 associated BC-604 transmitter
 Phones
 Squelch V9"
 On

Français
 Venant de V7
 1ère amplificatrice B.F. V10'
 2ème amplificatrice B.F. V8
 Convertisseur
 Téléphone seulement
 Radio et téléphone
 Surveillance du réseau
 Vers le relais de mise en veilleuse du
 récepteur dans l'émetteur BC-604
 Ecouteurs
 Antiparasites V9"
 Marche

FIGURE 36.—Récepteur BC-603-(*)—schéma de fonctionnement de l'amplificatrice B.F.

tionnement de l'amplificatrice B.F. est visible figure 36.

La tension B.F. dans la sortie de la détectrice est transmise à travers la charge (R81 et R83 en série), comme explique le paragraphe 23e. Cette tension est appliquée, à travers la résistance en série R10 et le condensateur en série C11, à la grille de la lampe V10'. L'autre côté est mis à la masse à travers le condensateur C82, de shuntage de la haute fréquence; ce condensateur est lui-même shunté par le condensateur C20.3 qui réduit l'impédance basse fréquence de cette partie du circuit de retour à la masse. Le circuit de la cathode de V10' passe par C20.2. C13 est placé en shunt entre la grille de V10' et la masse et détermine la courbe de fidélité B.F. La résistance R10 associée au condensateur C13 forme un filtre haute fréquence, qui entre autre empêche les courants M.F. d'apparaître sur la grille de V10'. C11 est un condensateur de couple B.F. C26 fait partie du circuit de l'oscillatrice M.F. Le courant plaque, passant par la résistance de cathode R12, sert à polariser la grille de V10', quand l'antiparasites du récepteur est coupé. Etant donné que R12 n'est pas shunté, il y a une petite réaction négative dans le premier étage d'amplification B.F., qui réduit quelque peu le gain de V10'. (La réaction négative est introduite dans ce circuit, non pas pour réduire la déformation, mais plutôt pour réduire le gain de V10', dont l'amplification totale n'est pas nécessaire pour ce circuit.) Le retour de courant grille se fait, à travers la résistance de fuite R11 et la résistance R17 du circuit antiparasites, vers un côté de R12.

Le fonctionnement de R17 est décrit au paragraphe 23i. Quand l'antiparasites est coupé, un des circuits de son interrupteur (D4) met à la masse la jonction de R12 et R17, ce qui élimine toute polarisation supplémentaire qui pourrait être créée dans R17 par le circuit antiparasites. Le circuit plaque de V10' est connecté à travers R18 et R19, à la haute tension B et shunté vers la masse par le condensateur C16. La résistance de 2 mégohms R19 est shuntée par la lampe d'appel E1, qui est une lampe à néon, à impédance de 200.000 ohms environ, quand passe un courant normal d'éclairage. Dès qu'un signal est reçu, le courant plaque crée à travers R19, une tension qui augmente jusqu'à atteindre la tension

d'amorçage de la lampe néon. La lampe alors s'amorce, réduisant fortement l'impédance en série avec la plaque et s'allume. Quand le niveau du signal est normal, les variations du courant plaque de V10' sont insuffisantes pour provoquer l'extinction de la lampe du signal d'appel. A des niveaux de signaux très hauts, capables de causer normalement une surcharge, la lampe peut s'éteindre sur une partie du cycle, par suite de la surcharge. Ce phénomène provoque une déformation supplémentaire, d'habitude sans inconvénient.

La plaque V10' est connectée par le condensateur de couplage C21 à un côté du potentiomètre P1, dont le contact rotatif est connecté directement à la grille de commande de la deuxième amplificatrice B.F. V8 (lampe à faisceau dirigé). Le circuit de grille de V8 aboutit, de l'autre côté du potentiomètre P1, au conducteur négatif haute tension. Le condensateur électrolytique C-23, de grande capacité, empêche le retour de la B.F. par la résistance de la cathode R20, connectée au conducteur négatif haute tension. Le condensateur C19 est monté à travers P1, pour augmenter l'atténuation des fréquences élevées de la bande B.F. et pour empêcher la réception de courants superflus M.F., qui risqueraient d'être amplifiés par V8.

Les valeurs de C21 et de C11, citées plus haut, sont choisies de manière à réduire aux fréquences inférieures à 400 cycles le gain de l'amplificatrice.

L'alimentation de la grille de V8 est faite à travers la résistance R23 en série, à partir du circuit d'alimentation de plaque. Le condensateur C24 sert de shunt à la grille. Le circuit plaque de V8 est connecté par le primaire du transformateur de sortie T1, au conducteur alimentation, qui est shunté en ce point par le condensateur C25; le circuit de retour se ferme sur le conducteur négatif -B.

Le condensateur C22, branché sur le primaire du transformateur de sortie T1, sert à amortir les fréquences élevées de la bande audible. Il sert également à réduire les tensions passagères qui pourraient être créées dans le circuit plaque de V8, sous l'influence de surcharges et tendraient à porter le voltage de grille au delà du point de coupure. La polarisation de la lampe V8 est fournie par le passage du courant plaque à travers la résistance de cathode R20. Un des enroulements secondaires du transformateur de sortie T1 peut être branché au haut-parleur, à l'aide de l'inter-

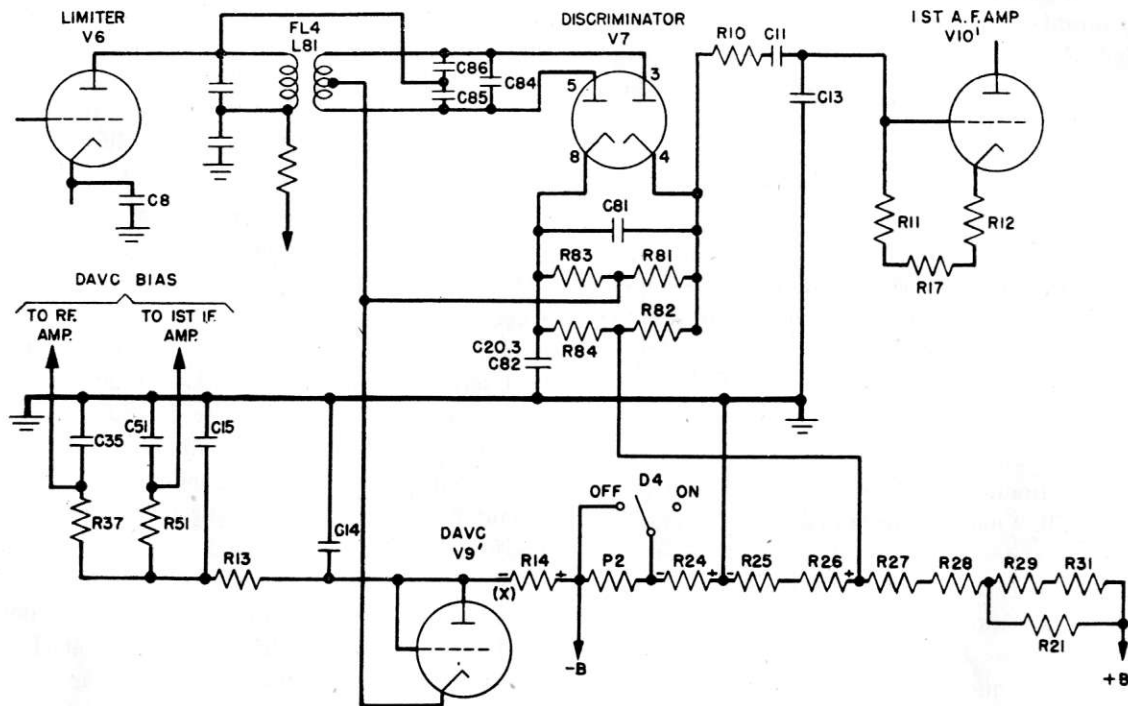
rupteur D3. Quand l'interrupteur D3 est sur *OFF*, la résistance R30 se trouve placée à travers cet enroulement; cette résistance supprime les changements de niveau dans le casque, quand on met en marche ou quand on arrête le haut-parleur. R30 fournit également une résistance permanente dans le circuit de sortie de V8, amortissant les effets des tensions passagères.

Le deuxième enroulement secondaire du transformateur de sortie T1 va, par les résistances en parallèle R22, R32 et R33, à l'inverseur D2, marqué *RADIO & INT-INT ONLY*. Cet inverseur commande la mise en circuit des jacks de casque J1 et J2. (Ces jacks sont branchés en parallèle sur la borne 21 du bouchon PG1.) Le circuit de retour à la masse de ce bobinage se fait par les jacks J1 et J2. Les résistances en parallèle R22, R32 et R33 dans le circuit empêchent que les circuits du téléphone de bord (branchés sur les

jacks J1 et J2 par la broche 21 du bouchon PG1) soient court-circuités par le relais de mise en veilleuse de l'émetteur. (Ce relais, pendant les périodes d'émission, court-circuite le deuxième enroulement du transformateur T1.)

Quand l'entourage est bruyant, spécialement autour de l'émetteur, l'opérateur radio doit parler d'une voix forte directement dans le microphone, pour couvrir les bruits environnants (voir le par. 21e). Cela augmente considérablement le volume de sortie du récepteur. Pratiquement, la surcharge résultant d'une voix forte ne réduit pas sensiblement l'intelligibilité de la parole, tandis que la diminution du volume de sortie, quand la voix est faible ou éloignée du microphone, peut souvent rendre mauvaise la réception des signaux.

h. Circuit de l'antifading différé.—Le schéma des circuits de l'antifading différé est visible figure 37.



- | English | Français |
|------------------|--------------------------------------|
| Limiter | Limitatrice |
| Discriminator | Détectrice |
| 1st AF amp. V10' | Première amplificatrice B.F. de V10' |
| DAVC bias | Polarisation |
| To RF amp. | Vers l'amplificatrice H.F. |
| To 1st IF amp. | Vers la première amplificatrice M.F. |
| DAVC V9' | Circuit de l'antifading différé V9' |

FIGURE 37.—Récepteur BC-603-(*)—schéma des circuits de l'antifading différé.

Ainsi qu'il a déjà été indiqué, il est très important que les signaux, à l'entrée de la détectrice, soient d'amplitude uniforme. Pour réaliser cette uniformité, la deuxième amplificatrice M.F. V5 constitue un premier étage limiteur. La lampe V6 est à la fois un autre étage limiteur et un limiteur par réaction. L'uniformisation de l'amplitude du signal est complétée par l'action de l'*antifading*, que compose les variations de signaux au-dessous de la bande audible, variations trop lentes pour la limitation par réaction et trop petites pour la limitation par surcharge. La description détaillée du circuit suit l'exposé des principes de fonctionnement de l'*antifading* différé.

Etant donné qu'il s'agit d'un *antifading* différé, il doit exister dans le circuit une polarisation pour en retarder l'action. On obtient cette polarisation en reliant la plaque de la lampe V9' de l'*antifading* différé à un point qui est négatif, par rapport au circuit de la cathode. Cette polarisation fixe empêche le courant plaque de passer dans la lampe de V9', quand il n'y a pas de courant de sortie de la limitatrice V6. La polarisation fixe est la somme des voltages à travers P2, R24, R25 et R26.

Quand la limitatrice agit, son voltage de sortie de fréquence moyenne, créé dans FL4, est appliqué entre la plaque et la cathode de V9' (comme il est décrit plus loin). Quand ce voltage est suffisant pour dépasser la polarisation fixe de la lampe V9', le courant plaque circule dans cette lampe pendant une partie de chaque demi-cycle. Ce courant plaque passe par une haute résistance (R14) qui est commune au circuit plaque de la lampe V9 et au circuit grille des lampes H.F. et 1^{ère} M.F. (V1 et V4). Cela crée à travers la résistance un voltage qui augmente la polarisation négative appliquée aux grilles des lampes amplificatrices.

Il est à noter que le circuit de la cathode de la lampe V9' comprend R81 et R83 qui forment la résistance de charge de la détectrice. Le courant continu qui traverse ces résistances, par suite du fonctionnement de la détectrice, rend leur point de jonction négatif par rapport aux deux extrémités de l'ensemble. Etant donné que le côté négatif du voltage ainsi développé est placé du côté de la cathode de V9', le phénomène tend à réduire, de façon appréciable, la polarisation de

retardement à mesure que la force du signal augmente.

En plus, le courant M.F. passant par les résistances R81 et R83 (venant de la plaque de V6 à travers C85, C86 et le circuit accordé de L81; retournant vers la cathode de V6 par C81, C82 et C8) crée un voltage M.F. appliqué directement à la cathode de V9. La lampe V9 rectifie ce voltage toutes les fois que les pointes de tension M.F. dépassent la polarisation de retardement, déjà réduite par le dispositif expliqué. Etant donné que le courant est divisé en parties égales dans la résistance de charge de la détectrice, la marche de cette lampe n'est pas modifiée.

Par l'effet de ces facteurs, la lampe *antifading* V9' est polarisée de telle manière qu'il n'y a pas de courant plaque, jusqu'à ce que la sortie de la limitatrice V6 dépasse une certaine amplitude. Quand cela se produit, le voltage M.F. (appliqué aux lampes détectrice et *antifading*) subit dans la lampe V9' un redressement d'une demi-longueur d'onde et crée des pulsations du courant plaque dans cette lampe. Ce courant plaque développe un voltage continu dans R14 qui est placé en série avec la polarisation fixe appliquée aux amplificatrices H.F. et 1^{ère} M.F. (V1 et V4). Quand le débit de la limitatrice dépasse une certaine valeur, il y a redressement dans la lampe V9' et cette composante de tension redressée augmente progressivement la polarisation négative appliquée à V1 et V4. Cette augmentation de polarisation diminue l'amplification des lampes et tend à maintenir à un niveau constant le débit de la limitatrice. Dans beaucoup d'appareils anciens, le circuit *antifading* fournissait également la polarisation à la deuxième amplificatrice M.F. Les raisons qui ont fait choisir le circuit actuel et la manière de faire le changement de circuit sont exposées au paragraphe 46b(5).

La disposition du circuit doté d'*antifading* est décrite ici en détail (voir fig. 37). La cathode de la diode V9' *antifading* est reliée en parallèle, à travers les résistances R81 et R82 avec les résistances R83 et R84, à la jonction de R26 et R27 sur le diviseur de tension; elle est mise à la masse par les résistances R25 et R26. La plaque et la grille sont toutes deux reliées à travers R14 au côté négatif du convertisseur; elles sont donc négatives par rapport à la cathode, quand aucun signal n'est reçu. Le circuit plaque est fermé sur

la masse à travers R14 (P2, quand l'interrupteur de l'antifading est sur ON) et à travers R24. Ces résistances sont également dans le circuit qui fournit la polarisation aux lampes du premier étage haute fréquence (V1) et du premier étage M.F. (V4).

La tension M.F. créée dans FL4 s'exerce entre la plaque de V6 et la masse. La plaque de V6 est réunie directement au point de jonction entre C85 et C86. Par rapport au potentiel de la masse, ce point de jonction est équivalent au point milieu de L81, qui est réuni directement à la cathode de V9'. Tout se passe comme si la cathode de V9' était connectée à la lampe de V6. Le circuit de retour de la plaque de V9 se fait par C14. Le voltage M.F. se trouve ainsi appliqué à travers la redresseuse V9'. Quand l'amplitude est suffisante, l'onde est redressée d'une demi-longueur, ce qui provoque un courant plaque à travers R14. Par suite, le point "X" devient de plus en plus négatif à mesure que le débit de V6 augmente. Etant donné que le potentiel du point "X" détermine la polarisation appliquée aux lampes V1 et V4 (amplificatrices haute fréquence et première moyenne fréquence), il est clair que l'augmentation du signal à l'entrée du récepteur provoque une réduction du gain ce qui aide à maintenir le débit de V6 à un niveau constant.

Sous l'effet des courants qu'elle reçoit, la détectrice envoie des voltages continus à travers

R81 et R83. La jonction de ces deux résistances se trouve sur le côté négatif de chacune d'elles. R82 et R84 sont connectés de telle façon que, pour cette fonction particulière, R81 et R82 se trouvent, en fait, en parallèle avec R83 et R84; le côté négatif de la tension créée dans ce circuit est connecté à la cathode de V9'. Cette tension est insuffisante pour surpasser la polarisation fixe, mais elle la réduit sensiblement. R82 et R84 servent à réaliser la polarisation fixe de V9', sans affecter la marche de la détectrice et sans court-circuiter le débit basse fréquence à travers R81 et R83.

Le circuit de polarisation grille des lampes V1 et V4 traverse la résistance R13, aux deux extrémités de laquelle se trouvent les condensateurs C14 et C15 qui sont mis à la masse. Ces condensateurs servent à filtrer les haute et moyenne fréquences qui risqueraient d'atteindre les grilles de ces lampes, V1 et V4 ont également des résistances de filtrage individuelles R37 et R51, respectivement, placées entre la grille et le conducteur commun de polarisation. Chacune de ces deux lampes a un condensateur individuel de shuntage de la H.F., placé entre le côté grille de la résistance de filtrage et la masse.

i. Circuit antiparasites.—Le schéma du circuit antiparasites est visible figure 38. La destination du circuit antiparasites est de couper la sortie du récepteur pendant les intervalles entre les signaux.

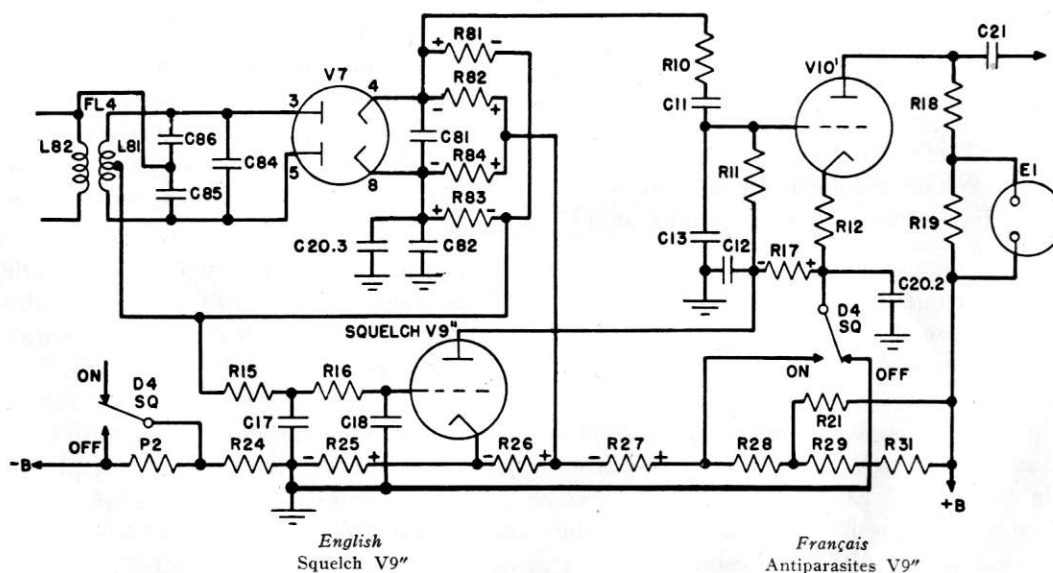


FIGURE 38.—Récepteur BC-603-(*)—schéma des circuits antiparasites.

De cette façon, les sifflements et les bruits inutiles, normalement reçus en l'absence de signaux, sont supprimés pendant les périodes d'attente. Pour pouvoir étendre cette action à une gamme de signaux et de bruits aussi grande que possible, le dispositif est complété par une commande de sensibilité (*SENSITIVITY*). Cette commande ne fonctionne que quand le circuit antiparasites est en action; elle permet à l'opérateur de régler le circuit antiparasites à un niveau tel que les bruits parasites courants ne peuvent pas, à eux seuls, maintenir le récepteur en état de fonctionnement. Les signaux désirés, toutefois, non seulement rétablissent le débit du récepteur, mais allument également la lampe du signal d'appel.

Le fonctionnement du circuit antiparasites est basé sur le passage du courant plaque dans la lampe antiparasites V9'', quand aucune onde porteuse n'arrive. Ce courant plaque de la lampe V9'', passant par la résistance R17, produit un voltage redressé qui sert à polariser négativement la première amplificatrice basse fréquence V10'. Cette polarisation est suffisante pour empêcher le passage d'un signal quelconque au delà de ce point; la sortie est donc coupée du récepteur. Quand une porteuse est reçue, le courant qui traverse les résistances R81 et R83 par suite du fonctionnement de la détectrice, crée un voltage continu qui est appliqué à la grille de la lampe antiparasites V9'', ce qui interrompt le passage de courant plaque. Par suite, la polarisation créée par le courant plaque disparaît de la grille de la lampe V10' et, le fonctionnement de l'amplificatrice basse fréquence se trouve rétabli. Voici l'exposé détaillé de ce qui se passe:

Quand il n'y a pas de signal à l'entrée de la détectrice, aucun voltage ne s'exerce sur R81 ou R83. En l'absence du signal, des tensions parasites prennent naissance dans R81 et R83. Si l'interrupteur de l'antiparasites est sur *ON*, il est possible d'atténuer des voltages parasites à l'aide de P2; l'amplificatrice basse fréquence V10' (voir *fig. 38*) est alors polarisée au-dessous du point de coupure par le courant plaque de la lampe antiparasites V9'', traversant la résistance R17. Dans ces conditions, la lampe du signal d'appel s'éteint, car aucun courant ne passe par le circuit plaque de V10'. Il est à noter que la grille de commande de la lampe antiparasites est positive par rapport à la cathode (le courant grille étant limité par R15

et R16). La cathode est connectée à la jonction de R25 et R26, tandis que le retour de grille se fait par la jonction entre R26 et R27. Ce circuit de retour traverse les résistances R15 et R16, puis R81 et R82, en parallèle avec R83 et R84, et aboutit au diviseur de tension. Le circuit de retour de la plaque traverse aussi R17 et l'interrupteur D4 vers le point de jonction de R27 et R28, qui est positif par rapport à la cathode et à la grille. Par conséquent, le courant plaque traverse la lampe antiparasites V9'' et la résistance R17 et subit une chute de tension dans R17. Le côté négatif de cette chute de tension se trouve du côté de la jonction de R17 avec R11; ainsi, une polarisation négative est appliquée à travers R11 à la grille de la première amplificatrice basse fréquence V10'. Cette tension est suffisante pour polariser V10' au-dessous du point de coupure; par conséquent, aucun courant plaque ne passe et l'amplificatrice est inactive. Les condensateurs de shuntage C17 et C18, mis à la masse sur les deux côtés de la résistance R16, empêchent les courants M.F. et B.F. de traverser R15 et R16 et de faire fonctionner la lampe antiparasites, étant donné que le fonctionnement de ce circuit est commandé surtout par la composante continue du signal d'entrée redressé. Le condensateur C12 sert de filtre dans le circuit plaque de V9'', où il agit de la même manière. Le condensateur C20.2 sert pour le retour à la masse de la basse fréquence dans le circuit de la cathode du premier étage d'amplification B.F.

Quand un signal est reçu, une tension de moyenne fréquence est créée dans le secondaire à prise intermédiaire (L81) du filtre FL4. Cette tension est appliquée aux deux diodes de la détectrice V7. Dans un des circuits, l'écoulement des électrons se fait de la cathode (4) vers la plaque (3), ensuite à travers L81 (bobinage supérieur) et R81 et retourne à la cathode. Dans l'autre circuit, le courant passe de la cathode (8) à la plaque (5), ensuite à travers L81 (bobinage inférieur) et R83 et retourne à la cathode. Les tensions créées à travers R83 et R81 sont telles que le côté négatif de chacune des deux résistances se trouve à leur jonction. Pour obtenir les polarisations nécessaires, ces deux tensions sont mises en parallèle par le branchement de deux résistances de valeur élevée, R84 et R82, aux extrémités positives des résistances R81 et R83. Les

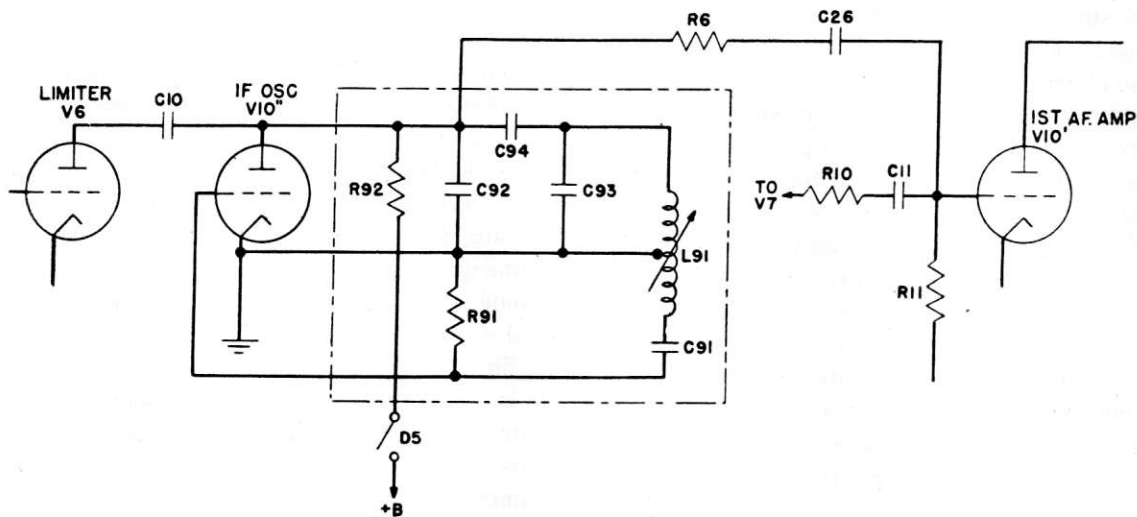
extrémités libres des résistances R82 et R84 sont ensuite connectées au point de jonction de R26 et R27, sur le diviseur de tension.

Le côté négatif du potentiel, créé dans les résistances R81 et R83 en parallèle, est appliqué, à travers les résistances R15 et R16, à la grille de la lampe antiparasites V9". Il est à noter que ce potentiel est en opposition avec la polarisation grille (chute de tension à travers R26 et R27) qui est appliqué à la lampe V9" chaque fois que l'interrupteur de l'antiparasites D4 est sur ON. Ainsi qu'il a déjà été indiqué, le courant plaque de la lampe V9" réapparaît dès qu'il n'y a pas de signal à l'entrée de la détectrice. Toutefois, quand un signal est reçu, la tension créée dans les ré-

sistances R81 et R83 est suffisante pour surpasser la polarisation fixe et pour arrêter le courant plaque dans la lampe V9". L'action du circuit antiparasites se trouve alors annulée et le fonctionnement de l'amplificatrice basse fréquence est rétabli.

La commande de sensibilité est considérée comme faisant partie du diviseur de tension. Elle sert à régler le volume du récepteur, de manière à ce qu'il soit aussi grand que possible, sans toutefois dépasser la limite où le niveau des voltages parasites rendrait inefficace la lampe antiparasites.

j. *Oscillateur moyenne fréquence.*—Le schéma des circuits de l'oscillateur M.F. est visible figure 39.



English
 Limiter V6
 IF osc. V10"
 1st AF amp. V10'

Français
 Limitatrice
 Oscillatrice M.F.
 Première amplificatrice B.F.

FIGURE 39.—Récepteur BC-603-(*)—schéma des circuits de l'oscillatrice M.F.

L'oscillatrice M.F. emploie un circuit Hartley, semblable à celui de l'oscillatrice haute fréquence du récepteur. Le bobinage L91 est réglable et peut être accordé sur 2,65 mégacycles. Le condensateur C93 fournit la plus grande partie de la capacitance d'accord. Le condensateur C92 sert à compenser des variations de fréquence aux changements de température; C94 est un condensateur de blocage. Le condensateur C91 fournit la réaction; la résistance R91 fournit la polarisation de grille.

L'oscillatrice M.F. fonctionne comme " détec-

trice autodyne". Une certaine quantité d'énergie M.F., prise sur la limitatrice V6, est appliquée à la plaque de l'oscillatrice par l'intermédiaire d'un petit condensateur de couplage C10. Cette énergie module l'oscillatrice; la note de battement basse fréquence produite est appliquée à la première amplificatrice basse fréquence, à travers R6 et C26. C26 est un condensateur de couplage. R6 sert à éviter le court-circuitage de l'amplificatrice basse fréquence. Le condensateur de couplage C10 est suffisamment petit pour arrêter les basses fréquences sur la plaque de la limitatrice. L'oscillatrice est commandée par l'inverseur TUNE-

OPERATE (D5) qui alimente le voltage plaque à la lampe V10", à travers les résistances de charge R92 et R93.

k. *Circuits de chauffage des filaments des lampes radio.*—Le schéma de ces circuits dans le récepteur est visible figure 40.

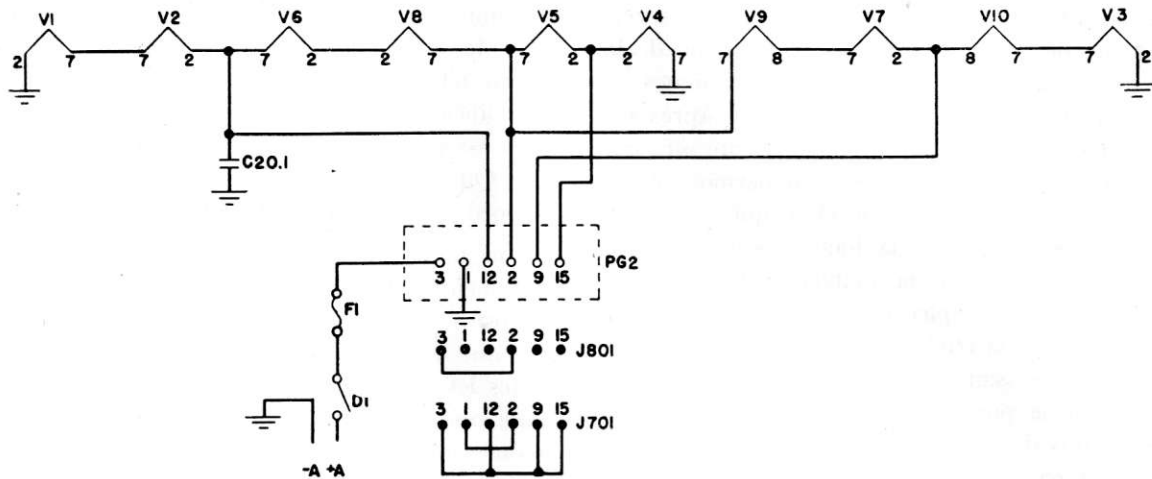


FIGURE 40.—Récepteur BC-603-(*).—schéma des circuits de chauffage des filaments des lampes.

Ces circuits sont mis à la masse sur le châssis, de façon permanente, en trois points : prise 2 de la lampe V1, prise 7 de la lampe V4 et prise 2 de la lampe V3. La broche 1 du bouchon PG2 est également à la masse. Quand le convertisseur est monté dans le récepteur, on se sert des jarretières (dans le socle du convertisseur) pour modifier convenablement le circuit, afin de fonctionner sur le voltage de batterie indiqué sur la plaque gravée. Ainsi, pour alimenter sur une batterie de 24 volts un convertisseur DM-36-(*), le socle J801 établit la connexion entre la broche 3 du bouchon et la borne 2 ; la tension 24 volts de la batterie est alors reliée à la masse à travers trois circuits parallèles (de filaments en série) : un circuit comprenant V9, V7, V10 et V3 ; un deuxième comprenant V5 et V4 ; un troisième comprenant V8, V6, V2 et V1. Pour alimenter sur une batterie de 12 volts un convertisseur DM-34-(*), le socle J701 du convertisseur établit la connexion entre la broche 3 du bouchon PG2 et les bornes 12, 9, et 15 ; la cosse 1 de la jarretière correspond à la borne 2. Par ces connexions, la tension de la batterie de 12 volts est mise à la masse à travers six groupes de filaments, à savoir : V2 et V1 ; V6 et V8 ; V10 et V3 ; V7 et V9 ; V4 et V5.

Comme on a vu au paragraphe 7b, il faut employer un convertisseur de 12 volts avec une batterie de 12 volts et un convertisseur de 24 volts

avec une batterie de 24 volts. Quand on se conforme à ce règlement, il n'y a pas lieu de toucher au câblage, car les connexions à l'intérieur du convertisseur sont établies d'avance pour réaliser les combinaisons de circuits décrites plus haut.

l. *Circuits de filtrage du convertisseur.*—Des circuits de filtrage placés sur la basse et haute tension des convertisseurs, servent à éliminer les perturbations causées par le collecteur et à assurer un filtrage suffisant. Dans le cas du convertisseur DM-34-(*), les condensateurs C703 et C704, combinés avec L702, composent le filtre basse tension qui élimine les perturbations dues au collecteur sur le côté basse tension. Les condensateurs C701, C702, C705 et C706 avec les selfs L703 et L704 servent au même but sur le côté haute tension. L701 et C25 constituent un filtre de fréquences audibles, servant à éliminer le bourdonnement qui existe à la sortie du convertisseur.

Pour le convertisseur DM-36-(*), les mêmes organes, numérotés dans la centaine 800, jouent le même rôle.

24. **Fonctionnement de l'émetteur BC-604-(*).**—a. *Schéma d'ensemble.*—Le schéma d'ensemble de l'émetteur est visible figure 41.

Un mécanisme sélecteur de fréquences à positions multiples, commandé par boutons-poussoirs, sert à choisir un des dix quartz montés d'avance dans le poste et le connecte au circuit de l'oscilla-

trice V107. La fréquence de sortie de l'oscillatrice (F_x)* est appliquée à la première amplificatrice haute fréquence V101, d'où elle passe, en même temps que les signaux en provenance de l'amplificatrice B.F., dans la bobine de modulation saturée, à noyau de fer (MOD COIL). La sortie de la bobine modulatrice est riche en harmoniques de la fréquence fondamentale du quartz. Après redressement dans V102, dont la nécessité sera expliquée plus loin, c'est le neuvième harmonique de la fréquence fondamentale (F_x) qui est sélectionné; il est appliqué à la doubleuse de fréquence (V108). La sortie de la doubleuse ($18F_x$) sert à l'excitation de la tripleuse de fréquence.

Le débit de la tripleuse (F_{54x}) pilote l'amplificatrice de puissance (V104) qui oscille à la fréquence de la porteuse ($F_c = 54 F_x$). L'un des dix circuits de couplage d'antenne préaccordés est choisi et connecté à l'antenne à l'aide du mécanisme des boutons-poussoirs.

Les signaux B.F., venant du microphone

* F_x —Fréquence du quartz.

branché sur l'émetteur ou du réseau de téléphone de bord, sont amplifiés dans les deux étages d'amplification basse fréquence (V105 et V106). Le débit du deuxième étage B.F. (V106) peut être commuté soit dans la bobine de la modulatrice, soit dans le réseau téléphonique. On applique au réseau téléphonique de bord le débit entier de l'amplificatrice; une faible partie seulement de ce débit est nécessaire pour le bobinage de modulation. Quand les circuits B.F. servent au téléphone de bord, les circuits radio ne fonctionnent pas.

Une faible partie du débit B.F. de V106 passe également par le casque de l'opérateur radio. Ce dispositif peut s'appeler "surveillance du réseau"; il donne la possibilité au commandant d'entendre toutes les émissions de l'émetteur et de prévenir toute confusion, quand deux hommes se servent de microphones branchés sur le même émetteur. Cette surveillance sert à éliminer un autre inconvénient: en portant le casque, l'opérateur n'aurait pas la sensation normale de s'entendre parler, si la surveillance du réseau n'existait pas.

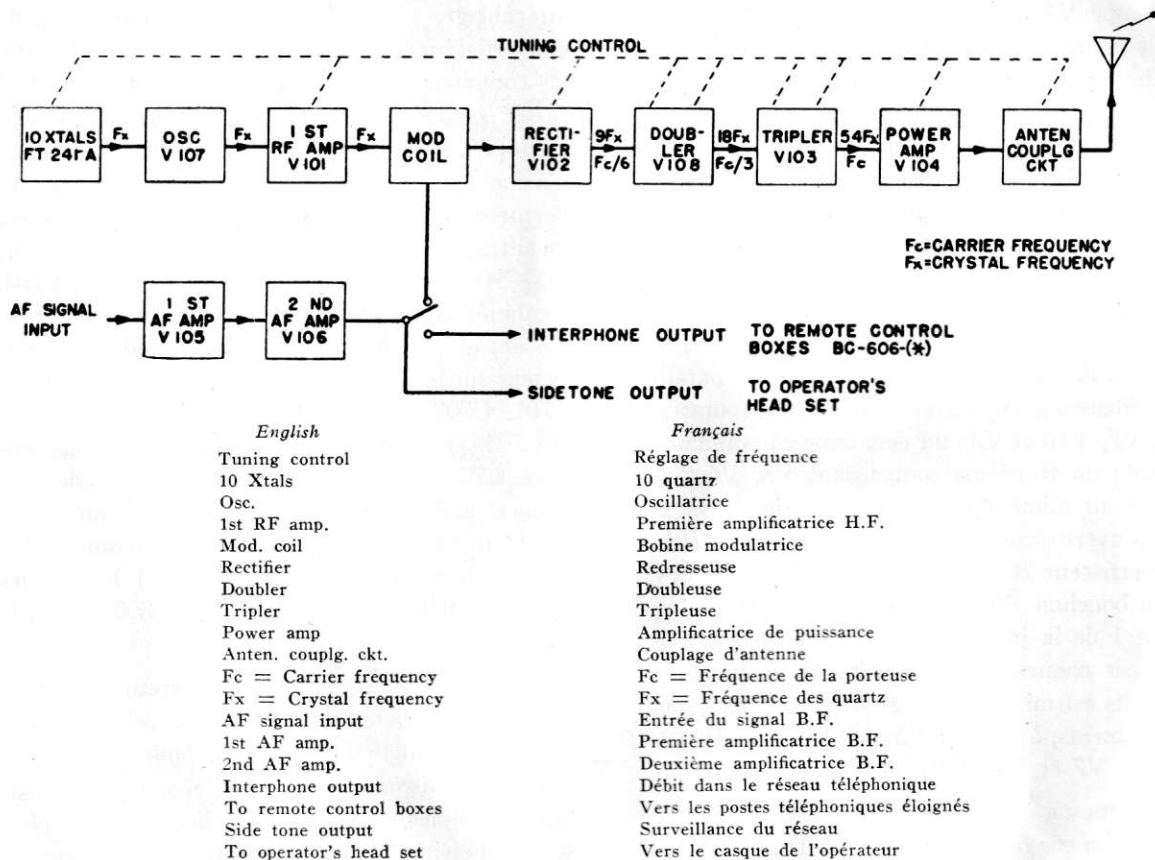


FIGURE 41.—Emetteur BC-604-(*)—schéma d'ensemble.

b. Schémas de câblage et disposition des appareils.—Les schémas de câblage et les places des appareils sont visibles dans les figures 56, 67, 58, 59, 82 et 83.

c. Oscillatrice à quartz et première amplificatrice haute fréquence.—Le schéma des circuits de l'oscillatrice à quartz (V107) et de la première amplificatrice haute fréquence (V101) est visible dans la figure 42.

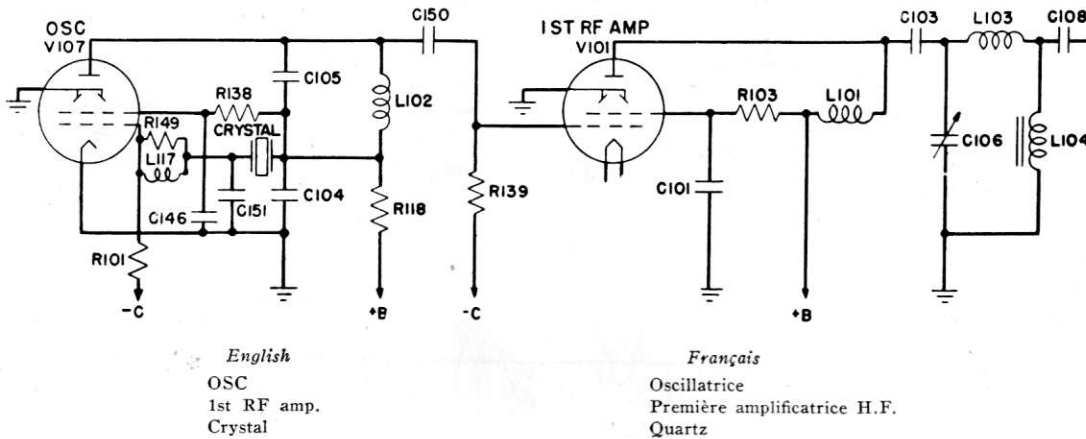


FIGURE 42.—Emetteur BC-604-(*)—schéma des circuits de l'oscillatrice et de la première amplificatrice H.F.

La fréquence de l'oscillatrice (V107) est contrôlée par l'un des dix quartz montés dans des supports FT-241-A, placés dans le compartiment des quartz. Les fréquences fondamentales des quartz, variant entre 370 et 517 kilocycles, sont indiquées en détail dans le tableau du paragraphe 3d. Les parties les plus importantes du schéma du fonctionnement de l'oscillatrice sont : les quartz Y101 à Y110; le condensateur C151, placé entre la grille de commande (V107) et la masse et le circuit accordé C105-L102 en série avec le condensateur C104. Le quartz est connecté entre la grille de commande et le point de jonction du

circuit accordé avec le condensateur C104. Les autres organes du circuit servent à créer les voltages convenables pour la grille écran, la plaque, la polarisation de grille et l'impédance haute fréquence (L117-R149).

L'oscillatrice fonctionne comme une oscillatrice "grille-terre" modifiée, dans laquelle le quartz est au-dessus du potentiel masse, par suite de l'impédance du condensateur C-104. La phase de courant à travers ce condensateur est telle qu'on obtient un supplément de réaction par rapport à un circuit grille-masse normal. Cet arrangement accélère le démarrage des quartz et en augmente le débit.

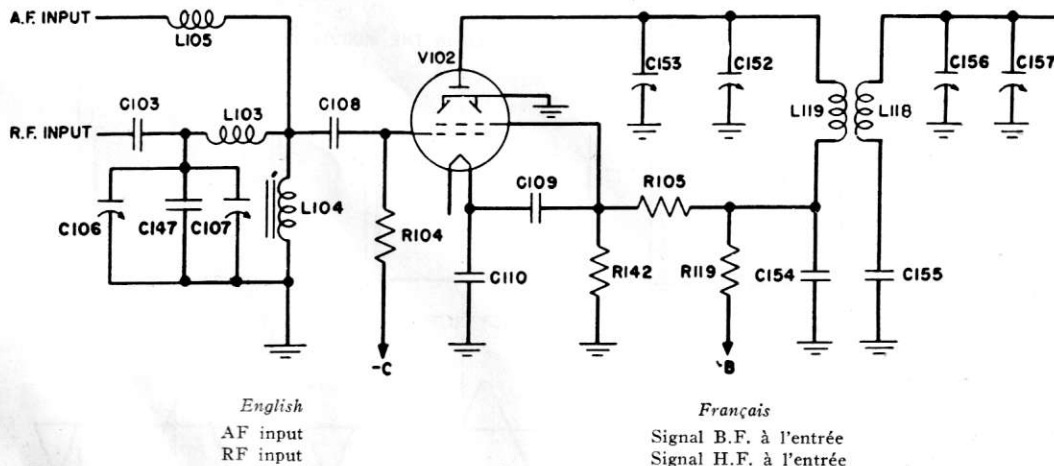


FIGURE 43.—Emetteur BC-604-(*)—schéma des circuits de la modulatrice et de la redresseuse.

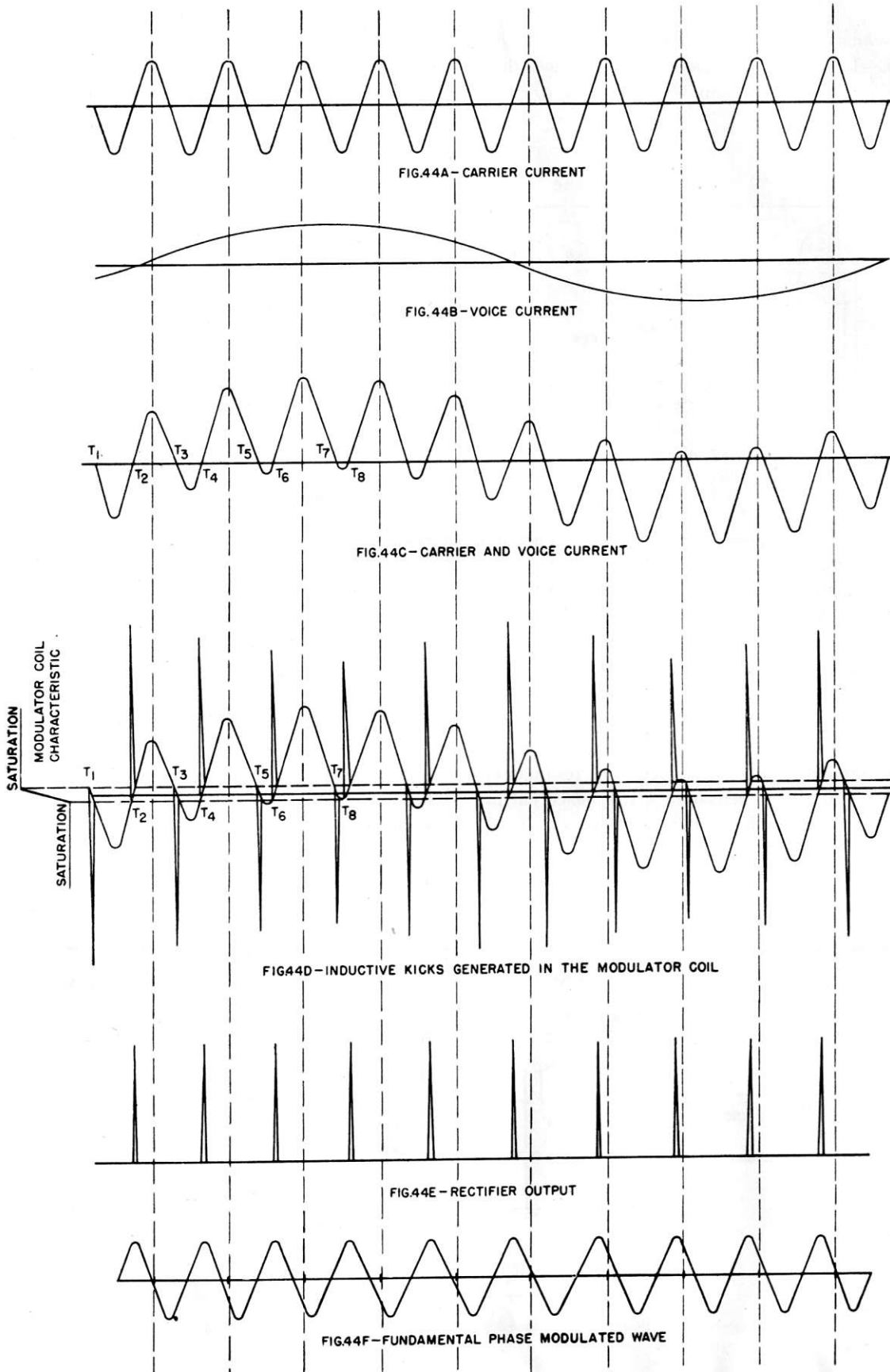


FIGURE 44.—Emetteur BC-604-(*).—méthode de modulation.

English

Carrier current
Voice current
Carrier and voice current
Inductive kicks generated in the modulator coil
Rectifier output
Fundamental phase modulated wave
Modulator coil characteristic

Français

Courant porteur
Courant de fréquence audible
Courants porteur et de fréquence audible combinés
Pointes induites naissant dans la bobine de la modulatrice
Débit de la redresseuse
Onde fondamentale modulée en phase
Caractéristiques de la bobine de la modulatrice.

FIGURE 44.—Emetteur BC-604.(*)—méthode de modulation (suite).

L'inductance L102 et la capacitance C105, montées en parallèle dans le circuit plaque de l'oscillatrice, sont calculées de manière à augmenter, aux fréquences élevées, l'excitation de la grille de V101, au delà de ce qu'on aurait pu obtenir autrement. Le condensateur C150 empêche la tension redressée de la plaque de l'oscillatrice d'atteindre la grille de V101.

La polarisation de grille de la première amplificatrice H.F. (V101) traverse la résistance R139. La grille écran de V101 est mise à la masse par le condensateur de shuntage C101.

L'alimentation en courant continu de la grille écran est obtenue à partir de la ligne 400 volts, à travers la résistance R103. Le circuit plaque est alimenté à travers la bobine de choc haute fréquence L101; le circuit de charge, constitué par L103, L104 et C106, est isolé par le condensateur de blocage C103.

d. Modulatrice de redresseuse.—Le schéma des circuits des étages modulateur et redresseur est visible dans la *figure 43*.

La multiplication de la fréquence fondamentale du quartz et sa modulation de l'onde porteuse par le signal basse fréquence sont accomplies dans l'inductance L104.

L104 est une petite bobine construite spécialement pour cet émetteur. Le signal haute fréquence, provenant de la première amplificatrice haute fréquence, crée un courant de 0,3 ampère environ dans le circuit parallèle accordé constitué par L103, L104 et C106. La saturation magnétique de L104 est atteinte par une intensité bien inférieure à 0,3 amp. Quand l'intensité H.F. instantanée dépasse la valeur de saturation, il n'y a pas d'augmentation appréciable dans la densité du flux magnétique et l'inductance de la bobine tombe à une faible valeur. Par conséquent, elle crée une faible tension quand le courant qui la traverse dépasse la valeur de saturation.

Entre l'intensité de saturation et zéro, la bobine est d'une inductance élevée: un changement d'intensité provoque une variation relativement importante dans la densité du flux magnétique. Dans ces conditions, c'est-à-dire, quand l'intensité varie dans les limites de magnétisation de la bobine, le champ magnétique varie considérablement et un voltage élevé, de sens opposé, est induit dans la bobine. Le passage de courant à travers L104

provoque donc des pointes importantes de voltage, pendant chaque demi-cycle, au moment où l'onde haute fréquence passe par zéro. Les pointes de voltage changent de polarité à chaque demi-cycle et se succèdent à intervalles réguliers. Ces pointes ont la forme d'ondes déformées et contiennent beaucoup d'harmoniques de la fréquence fondamentale du quartz.

La *figure 44* montre comment la modulation en phase peut être obtenue par le passage combiné de la porteuse et du signal B.F. à travers L104. *44a* représente la variation d'intensité dans L104 (à la fréquence du quartz) en l'absence de tout signal modulé; *44b* un signal basse fréquence (onde sinusoïdale). On voit sur la *figure 43* que les deux courants traversent L104 vers la masse. *44c* montre l'intensité résultante; *44d*, les pointes de tension induites dans L104 (près des points d'intensité résultante nulle dans la bobine).

Les pointes de tension, apparaissant dans L104, sont redressées dans la redresseuse polarisée V102, visible dans la *figure 43*. La polarisation fixe de la grille de V102 est suffisante pour éliminer toutes les parties de l'onde, visible sur la *figure 44d*, sauf les parties supérieures des pointes. Le débit redressé de V102 est tracé sur la *figure 44e*. La *figure 44f* représente la composante fondamentale de l'onde de la *figure 44e*. La différence entre les intervalles périodiques sur l'axe des temps et les points d'intensité nulle représente les valeurs de déplacement de l'onde par la modulation, c'est-à-dire, le degré de modulation en fréquence.

L'onde de la *figure 44e* contient un grand nombre de fréquences harmoniques, toutes sensiblement modulées. Un filtre accordé, constitué par C152, L119, L118 et C156, supprime de la fréquence fondamentale tous les harmoniques, sauf le *neuvième*. Ce neuvième harmonique passe à l'étage doubleur de l'émetteur.

e. Doubleuse, tripleuse, amplificatrice de puissance et circuits de couplage d'antenne.—Un schéma des circuits de la doubleuse (V108), de la tripleuse (V103), de l'amplificatrice de puissance (V104) et du couplage d'antenne est visible dans la *figure 45*.

Le signal à l'entrée de la lampe doubleuse, représenté par le voltage aux extrémités de C156, a une fréquence neuf fois plus grande que la fréquence fondamentale du quartz; cette fréquence

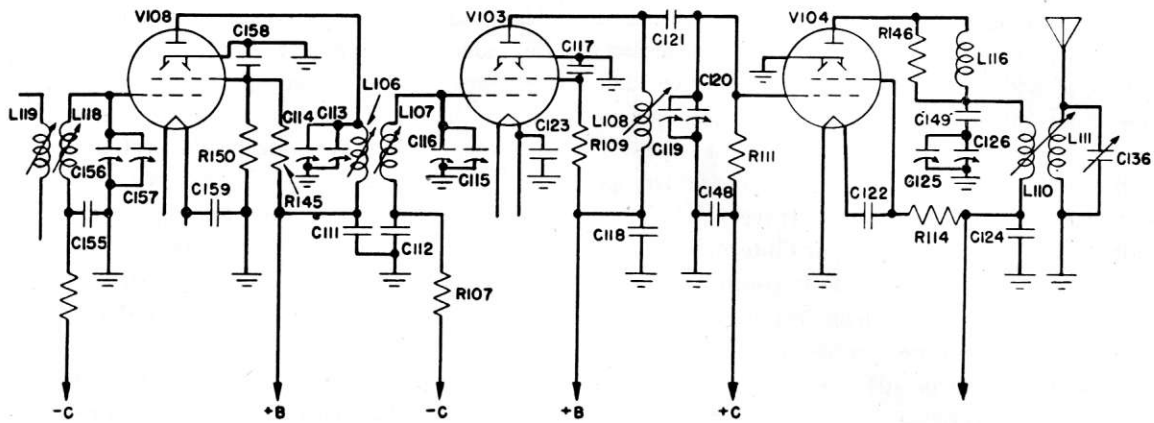


FIGURE 45.—Emetteur BC-604-(*)—schéma des circuits de doubleuse, tripleuse, amplificatrice de puissance et couplage d'antenne.

est six fois plus petite que la fréquence de la porteuse, à la sortie de l'émetteur. Les circuits anti-résonnants couplés, C113-L106 et L107-C115, dans le circuit plaque de V108 et dans le circuit grille de V103, servent à sélectionner le dix-huitième harmonique de la fréquence fondamentale du quartz et à l'appliquer à la tripleuse V103. La sortie de la tripleuse est accordée avec la fréquence de la porteuse de l'émetteur par le circuit anti-résonnant L108-C119. Quoique le condensateur C121 soit compris dans ce circuit,

sa réactance est faible et il ne sert que de condensateur de blocage de courant continu. L'amplificatrice de puissance V104 est jointe à l'antenne par les circuits de couplage C125-L110, L111-C136. L'ensemble L116-R146, placé dans le circuit plaque de V104, sert à supprimer de la haute fréquence les oscillations parasites.

f. *Circuits de l'amplificatrice B.F. et des microphones.*—Ces circuits B.F. sont visibles dans la figure 46.

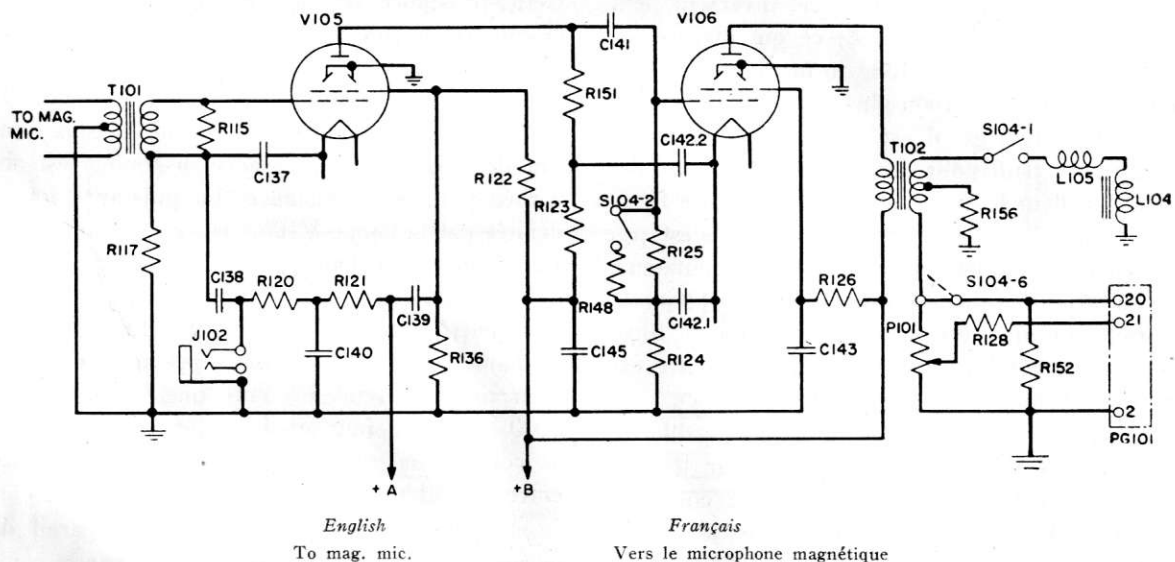


FIGURE 46.—Emetteur BC-604-(*)—schéma des circuits de l'amplificatrice B.F.

La première lampe amplificatrice B.F. V105 peut être excitée par un microphone au charbon (microphone T17 ou T30), branché dans J102,

ou par un microphone magnétique T33, branché dans J101. Que ce soit l'un ou l'autre, en appuyant sur l'interrupteur de microphone, on excite l'en-

roulement S102 du relais du convertisseur, dont les contacts se ferment et font démarrer le convertisseur de l'émetteur. Le voltage, en provenance d'un microphone magnétique, est appliqué à travers le primaire du transformateur d'entrée T101. Le secondaire de T101 a, comme résistance de charge, R115. Le voltage à travers R115, est appliqué à l'entrée de V105, par l'intermédiaire du condensateur C137 qui bloque le courant continu.

Etant donné que le débit du microphone à charbon est plus grand que celui du microphone magnétique, un dispositif est prévu pour compenser cette différence. Un microphone magnétique est branché dans J101, tandis que le microphone au charbon est branché dans J102. L'uniformité d'excitation de V105 (en dépit des différences dans le débit des microphones) est obtenue à l'aide des condensateurs C137 et C138, fonctionnant comme diviseurs de tension. Comme C138 est beaucoup plus petit que C137, le voltage du signal B.F. à travers C137, qui sert d'excitation à V105, est relativement plus petit.

Le circuit d'entrée B.F. est rendu relativement peu sensible pour ne pas reproduire les bruits du tank. Certains émetteurs de construction récente sont équipés d'un commutateur marqué *TANK-OTHER USE*. (Char-autre emploi). Si l'émetteur fonctionne dans le calme, cet inverseur peut être mis sur *OTHER USE*, ce qui inverse les positions de C137 et C138, de manière à rendre le microphone à charbon plus sensible. Dans cette position de réglage, il est possible d'obtenir une transmission suffisante de la voix, en parlant normalement dans le microphone à charbon. Le fonctionnement du microphone magnétique n'est pas influencé par le déplacement de ce commutateur. La batterie du véhicule fournit au microphone le courant continu nécessaire qui traverse le filtre constitué par R120, C140 et R121; ce filtre est destiné à éliminer les bourdonnements.

La sortie de V105 est couplée à la grille de V106 par le condensateur C141 et par les résistances R151 et R125. R123-C142.2 constitue un filtre de bruits (parasites) dans le circuit plaque de V105. Le condensateur C145 sert à shunter à la masse les courants basse fréquence des circuits plaque de V105 et V106. C145 et les résistances R102 et R147 servent également à filtrer les bourdonnements créés par le convertisseur. Quand l'amplificatrice B.F. sert à moduler

l'émetteur, le relais S104 place la résistance R148, de valeur relativement faible, en shunt sur la résistance R125 du circuit grille de V106. Par suite, l'action de la lampe V106 et la surveillance du réseau dans le casque de l'opérateur, se trouvent réduits. Il ne faut que très peu de puissance pour moduler l'émetteur; l'affaiblissement de la surveillance du réseau incite l'opérateur à parler plus fort, ce qui augmente la voix par rapport aux parasites et améliore la réception dans le poste éloigné.

Le transformateur de sortie T102 a deux enroulements secondaires. Un de ces enroulements fournit à la bobine de modulation L104 le signal modulateur. Ce signal passe par le contact du relais S104 et par la bobine de choc haute fréquence L105. Le deuxième enroulement du secondaire alimente la surveillance du réseau par la broche 21 du bouchon PG101, à travers la résistance R128. La tonalité de surveillance du réseau est réglée par le potentiomètre P101. Ce second enroulement fournit également le signal destiné au réseau téléphonique, auquel il est relié par un contact du relais S104 et par la broche 20 du bouchon PG101.

R152 est connectée à PG101 par un conducteur recouvert d'un tube isolant de couleur rouge. Cette résistance sert à charger correctement les circuits téléphoniques et à maintenir le signal dans les casques à un niveau à peu près constant quand change le nombre des casques branchés sur le réseau téléphonique. Il en résulte que la plus grande partie de la puissance disponible est absorbée par cette résistance. La puissance totale, débitée par la lampe V106, peut être utilisée pour faire marcher le haut-parleur: il faut alors coupler *de façon permanente* le haut-parleur au réseau téléphonique, par la broche 20 du PG101 (à l'aide des transformateurs prévus à cet effet pour que le circuit présente une impédance de 2000 ohms); il faut aussi couper ou déconnecter le conducteur recouvert d'isolant rouge, placé entre PG101 et R152.

g. Circuits de mesure.—Un seul appareil de mesure, le M101, peut être branché, par le commutateur D125, dans l'un quelconque des divers circuits de l'émetteur. L'inverseur D121, sur le panneau avant, sert à connecter l'instrument de mesure, soit au commutateur D125, soit au thermo-couple TC101, pour mesurer le courant d'an-

tenne. Voici les circuits que le commutateur D125 permet de contrôler :

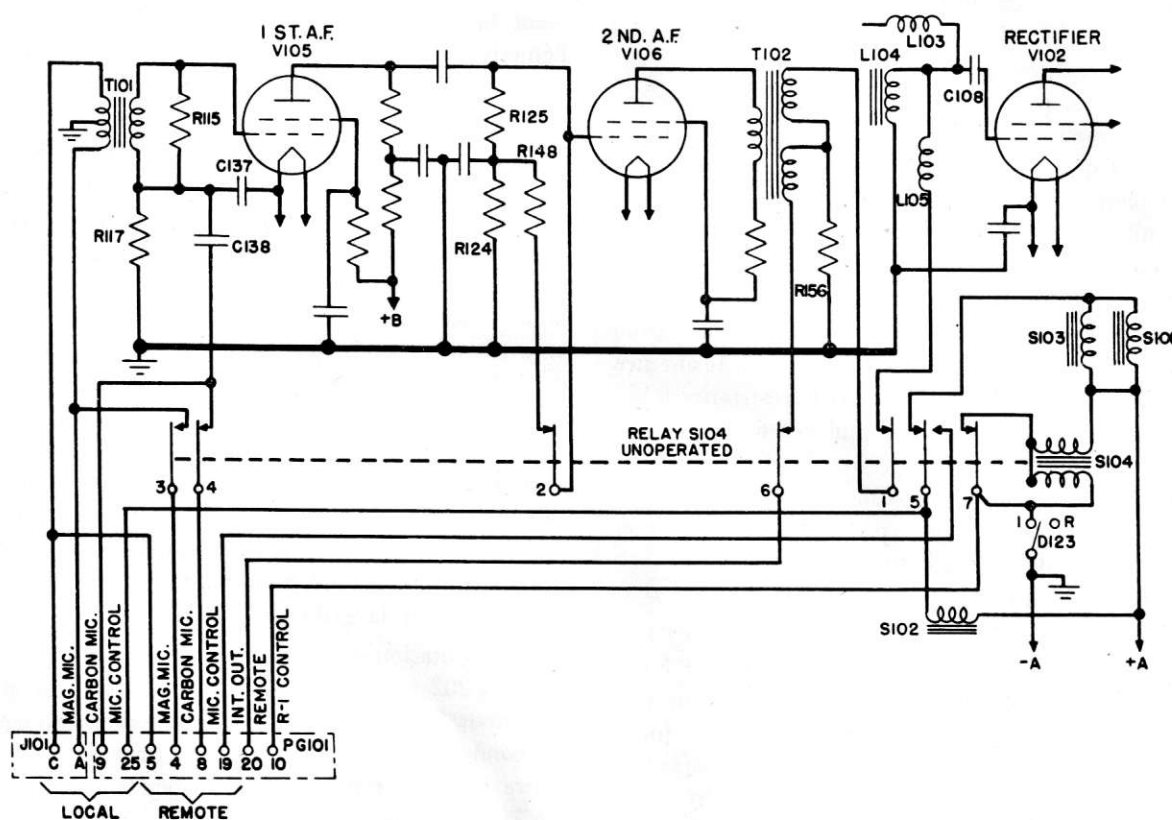
Position du commutateur	Circuits
1	Grille de la tripluse
2	Grille de la première amplificatrice H. F.
3	Grille de la redresseuse
4	Grille de la doubleuse
5	Grille de l'amplificatrice de puissance
6	Courant total plaque et grille

h. Circuits radio et téléphones de bord.—Le schéma de ces circuits est visible dans la figure 47.

Les circuits téléphoniques de bord servent à assurer les communications entre le commandant du véhicule et les opérateurs dont les casques et

microphones sont branchés, soit sur le poste radio, soit sur les postes téléphoniques individuels. Normalement, tous les inverseurs *RADIO-INT* doivent être en position "radio", ce qui permet à l'opérateur du poste radio de manoeuvrer l'émetteur, tout en écoutant les signaux reçus dans le récepteur. Les porteurs des postes téléphoniques individuels ne peuvent pas communiquer entre eux et ne peuvent pas entendre les émissions ou les réceptions de radio. Autrement dit, toute l'installation est prévue pour être contrôlée par le commandant du véhicule ou par l'opérateur du poste radio.

L'émetteur, ainsi que chaque poste téléphonique, est équipé d'un inverseur (marqué *RADIO IN-*



- English*
- 1st AF
 - 2nd AF
 - Rectifier
 - Relay S104 unoperated
 - Mag. mic.
 - Carbon mic.
 - Mic. control
 - Int. out
 - Remote RI control
 - Local
 - Remote

- Français*
- Premier étage B.F.
 - Deuxième étage B.F.
 - Redresseuse
 - Relais S104 en position neutre
 - Microphone magnétique
 - Microphone à charbon
 - Commande de microphone
 - Débit dans le réseau téléphonique
 - Commande à distance "radio-téléphone"
 - Central
 - A distance

FIGURE 47.—Emetteur BC-604-(*)—schéma des circuits radio et téléphone de bord.

TERPHONE sur l'émetteur et *RADIO-INT* sur les postes téléphoniques) qui permet aux servants de ces divers postes du réseau d'intervenir dans le circuit en cas d'urgence. Quand l'un quelconque de ces inverseurs est placé sur *INT*, le courant alimente tous les microphones en tout le personnel du circuit peut parler et écouter. Quand un interrupteur est dans cette position, tous les circuits radio de l'émetteur sont coupés, mais tous les signaux reçus dans le récepteur peuvent être entendus par l'homme préposé au récepteur. Les inverseurs sur les postes téléphoniques ne doivent *jamais* être laissés sur *INT* parce que cela empêche l'émetteur de lancer des émissions.

Quand l'inverseur *RADIO-INTERPHONE* (D123) est sur *RADIO*, le relais "radio-téléphone" S104 est en position neutre et les circuits se trouvent en position d'émission. Les microphones des postes téléphoniques sont déconnectés du premier étage d'amplification B.F. (V105), du fait que les contacts à ressort 3 et 4 du relais téléphonique S104 sont coupés. De même, la commande du microphone éloigné est interrompue par la coupure du contact à ressort 5. La coupure du contact à ressort n° 6 empêche, pendant les périodes d'émission radio, l'audition de la parole dans le réseau téléphonique de bord. La fermeture du contact à ressort n° 2 shunte la résistance R125 par la résistance R148, ce qui réduit l'action de V106. Le contact à ressort n° 5 ferme le circuit de relais de démarrage S102 du convertisseur, du relais S103 de mise en veilleuse du récepteur et du relais S101 de commutation d'antenne.

La fermeture de l'inverseur D123, marqué *RADIO-INTERPHONE* (position interphone) met en marche le relais du téléphone de bord S104 qui effectue les connexions nécessaires pour que les circuits de téléphone de bord puissent fonctionner. Par les contacts 3 et 4, les microphones éloignés sont mis en parallèle avec le microphone central. Le contact 2 est coupé, ce qui met R148 hors circuit et augmente le débit de l'amplificatrice. Le contact 6 se ferme et branche la sortie de l'amplificatrice sur le réseau téléphonique. Le contact 1 coupe le circuit de la bobine de modulation L104. Le contact 5 coupe le circuit de relais de mise en veilleuse du récepteur et du relais de commutation d'antenne, ce qui rétablit la marche du récepteur et ferme les circuits de commande des microphones éloignés. Le contact 7 est coupé,

ce qui met en série les deux enroulements magnétiques du relais S104 et réduit le courant dans le relais à la valeur nécessaire pour le maintenir en action. Etant donné que les relais S103 et S101 ne fonctionnent pas quand le relais S104 est excité, l'émetteur se trouve arrêté et il n'y a pas d'émission.

25. Fonctionnement de l'amplificateur téléphonique BC-605-(*).—*a. Schéma de câblage et de disposition des appareils.*—Ces schémas complets sont visibles dans les figures 60, 61, 84 et 85.

b. Rôle des circuits de l'amplificateur téléphonique BC-605-().*—La figure 84 montre que les circuits de l'amplificateur téléphonique ressemblent beaucoup aux circuits basse fréquence de l'émetteur. Le débit relativement faible des microphones magnétiques est appliqué au premier étage d'amplification V201, à travers le transformateur T201; le débit relativement élevé du microphone à charbon est réduit à un niveau comparable à celui du microphone magnétique par un diviseur de tension, composé de R204 et R218. Le courant d'alimentation du microphone à charbon est fourni par la batterie du véhicule, à travers un filtre (R201, C202 et R202). La sortie de V201 est couplée à la grille de V202 par le condensateur C204 et les résistances R217 et R209. La grille écran de V201 est alimentée sur le diviseur de tension R207 et R219. Le condensateur C203.1 est un condensateur de shuntage. R208 et C203.2 servent à filtrer l'alimentation plaque de V201. R215 et C203.3 forment un filtre B.F. sur la grille de V202.

L'alimentation de la grille écran de la lampe de sortie V202 traverse la résistance R210. Le condensateur C206 est un condensateur de shuntage. Le condensateur C211 est placé à travers le primaire de T202 pour réduire les bruits introduits par la haute fréquence dans le réseau téléphonique de bord et pour amortir dans la lampe V202 et dans le transformateur T202 les extra courants de rupture et de fermeture des interrupteurs. Les prises de sortie de l'amplificatrice sont sur les jacks J203 et J204. Le niveau de débit dans ces prises centrales est réglé au moyen de P201.

Les filaments des deux lampes sont en série. La résistance R205 placée entre la broche 7 de la lampe V201 et la masse, fournit la polarisation de

grille de cette lampe. La résistance R206, placée entre la broche 2 de la lampe V201 et la broche 7 de la lampe V203, fournit la polarisation de grille de V202. Ces deux résistances, ainsi que la résistance R214, font partie des résistances en série qui règlent le courant quand le circuit des filaments est branché sur la batterie de 12 volts. Pour fonctionner sur 24 volts, les résistances en parallèle R123 et R220 sont mises en série dans le circuit des filaments. Le câblage dans le socle du convertisseur est tel que le circuit voulu est établi automatiquement, suivant que le convertisseur en service marche sur 12 ou 24 volts. La mise à la masse de la borne 19, par un des postes téléphoniques et microphones ou la mise à la masse de la borne 25 par le microphone central, font fonctionner le relais S201 qui met en marche le convertisseur alimentant les circuits plaque.

26. Fonctionnement des convertisseurs DM-34-(*), DM-35-(*), DM-36-(*), et DM-37-(*).—Chacun des quatre types de convertisseurs en service dans ces ensembles est à la fois moteur et génératrice. Les schémas des circuits de câblage des convertisseurs DM-34-(*), et DM-36-(*), (pour émetteurs sur 12 ou 24 volts) sont visibles dans la *figure 48*.

Les dispositions d'appareils correspondant aux convertisseurs DM-34-(*), DM-36-(*), DM-35-(*), et DM-37-(*), sont visibles *figure 49*. Les pièces séparées des convertisseurs démontés sont sur les *figures 50* et *51*. Les numéros des pièces correspondent à ceux du paragraphe 44.

27. Circuits de commande.—*a. Circuits de commande du poste SCR-508-(*).*—Le schéma des circuits de commande dans une installation type du poste SCR-508-(*), est visible *figure 76*. (Les bords de la feuille portent des lettres et des chiffres, permettant de repérer exactement un détail, comme sur une carte routière.)

La partie gauche du schéma contient les circuits de commande d'alimentation; la partie centrale, les circuits de commande du signal; la partie droite, les circuits de commande à distance montés sur les deux postes téléphoniques BC-606-(*).

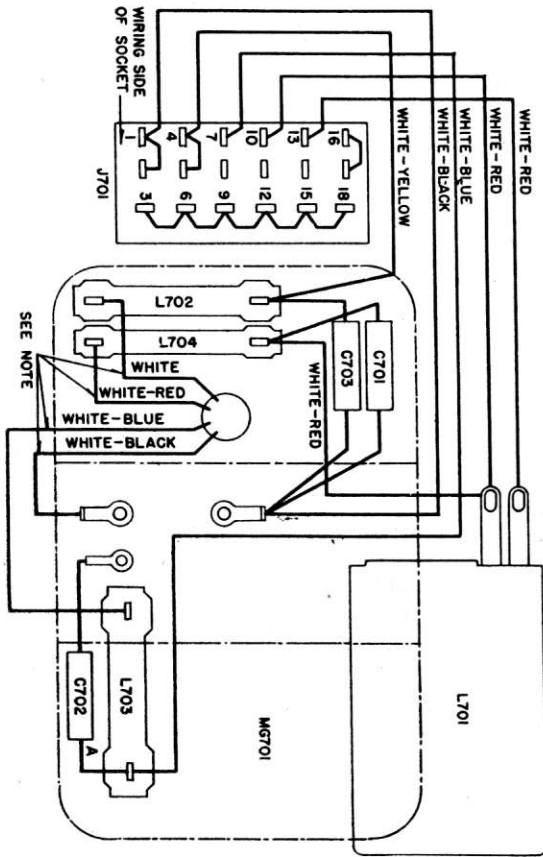
Les connexions avec la batterie du véhicule sont marquées —BATT (A,1) et +BATT (A,9). La connexion —BATT est mise à la masse. On voit facilement que les connexions d'alimentation sont établies par l'interrupteur D124 (C,8) de l'émet-

teur et par l'interrupteur D1 (N,7) du récepteur.

Quand on ferme l'interrupteur du récepteur D1, les cathodes des lampes radio (P,4 du récepteur le plus en bas) sont mises en chauffage et le convertisseur de ce récepteur est mis en marche. Les connexions de chauffage des filaments par une batterie de 12 volts sont représentées en traits continus sur le socle J701 (Q,5); les connexions de chauffage par une batterie de 24 volts sont représentées en pointillé sur le socle J801 (Q,6). La sortie de l'un quelconque des deux récepteurs est envoyée aux jacks J1, J2 (K,21) du récepteur et au jack J301 (J,29) du poste téléphonique de la tourelle, à l'aide de l'interrupteur D2 monté sur chaque récepteur (K,19). Le volume est réglé par P1 (K,15) sur chaque récepteur.

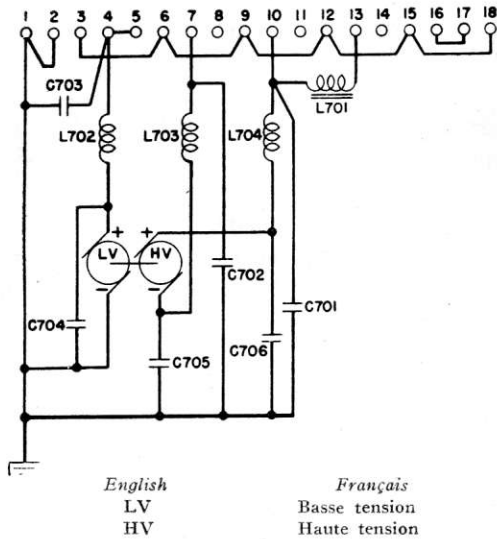
Quand on ferme l'interrupteur D124 (C,8) de l'émetteur, la lampe témoin E101 (C,5) s'allume et les circuits des filaments (K,4) de l'émetteur sont mis en chauffage. La fermeture du circuit, entre la connexion en bout et la connexion latérale du jack J102 (D,2) du microphone à charbon, excite le relais du convertisseur S102 (D,7), ferme ses contacts (B,6) et fait démarrer le convertisseur. Dans le schéma à côté de l'enroulement du relais, les contacts sont en position neutre; l'emplacement des contacts sur le schéma est indiqué entre parenthèses. De même, les indications entre parenthèses (B,6) près du contact de relais indiquent l'emplacement de son enroulement de commande. Quand le relais S102 se referme, le relais S103 (G,6) de mise en veilleuse du récepteur est excité et referme ses contacts (N,24), ce qui court-circuite la sortie des deux récepteurs. Le relais de commutation S101 (G,6) d'antenne est également excité et ses contacts (I,17) commutent l'antenne de l'entrée du récepteur à la sortie de l'émetteur. Les signaux créés par la parole entrent dans l'émetteur par J102 (D,12) et modulent l'onde porteuse dans la bobine de modulation L104 (F,21), ainsi qu'il a été expliqué précédemment. La surveillance de réseau est fournie par l'enroulement inférieur de T102 (F,19) à travers le potentiomètre D101 qui en contrôle le niveau, vers les jacks J1 et J2 sur chacun des récepteurs et vers le jack 301 dans le poste téléphonique de la tourelle.

Le texte ci-dessus suppose qu'on a fermé le circuit entre la connexion en bout et la connexion latérale de J102 (D,2) en appuyant sur l'interrupteur



<i>English</i>	<i>Français</i>
White-red	Blanc-rouge
White-blue	Blanc-bleu
White-black	Blanc-noir
White-yellow	Blanc-jaune
Wiring side of socket	Socle, côté câblage
White	Blanc
See note	Voir nota

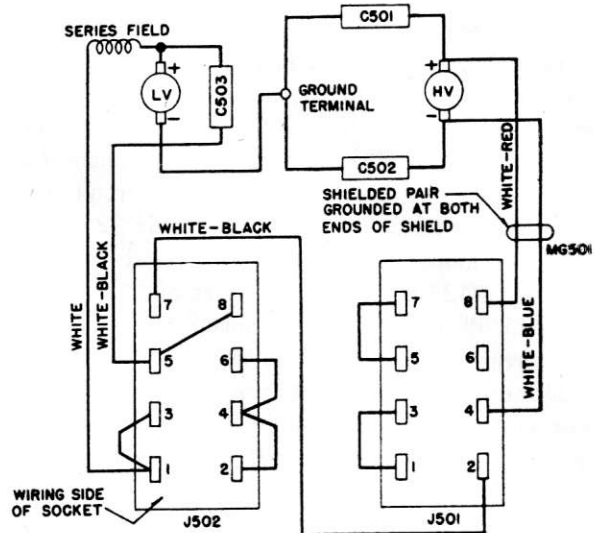
FIGURE 48a.—Schéma de câblage du convertisseur DM-34-(*).



<i>English</i>	<i>Français</i>
LV	Basse tension
HV	Haute tension

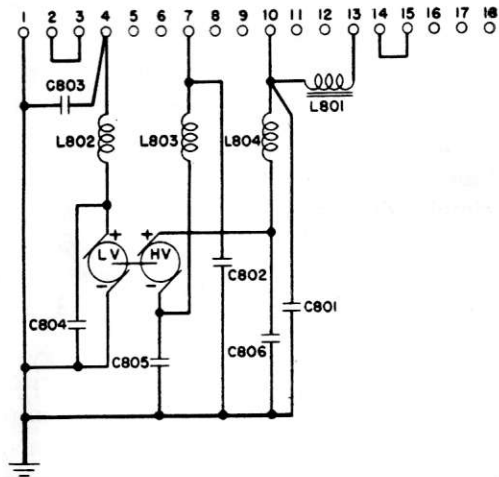
FIGURE 48b.—Schéma des circuits du convertisseur DM-34-(*). FIGURE 48d.—Schéma des circuits du convertisseur DM-36-(*).

FIGURE 48.—Schémas des circuits et du câblage des convertisseurs.



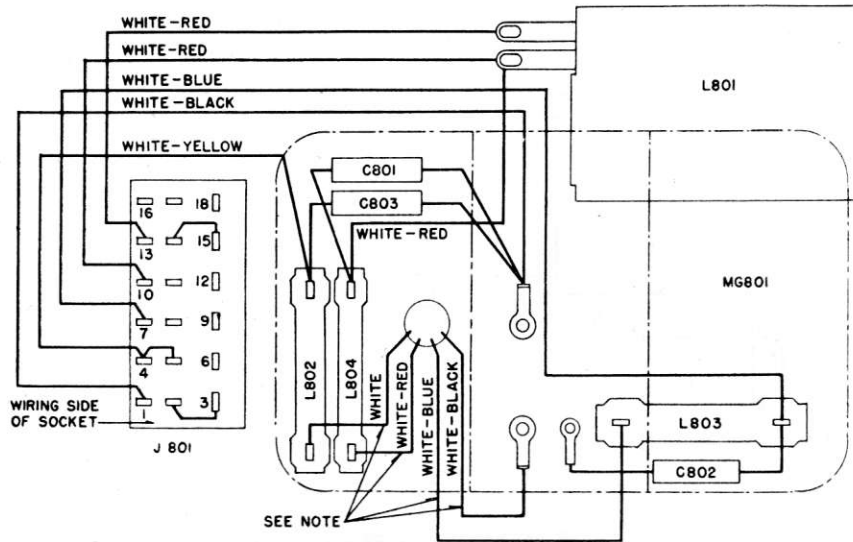
<i>English</i>	<i>Français</i>
Series field	Inducteurs en série
LV	Basse tension
Ground terminal	Borne de masse
HV	Haute tension
Shielded pair grounded at both ends of shield	Paire blindée, les deux bouts de blindage mis à la masse
White-red	Blanc-rouge
White-black	Blanc-noir
White	Blanc
White-blue	Blanc-bleu
Wiring side of socket	Socle, côté, câblage

FIGURE 48c.—Schéma combiné des circuits et du câblage du convertisseur DM-35-(*).



<i>English</i>	<i>Français</i>
LV	Basse tension
HV	Haute tension

NOTA.—Tenir ces câbles aussi loin que possible des autres câbles.



NOTE:
THESE WIRES SHOULD BE KEPT AS FAR AS POSSIBLE
FROM ALL OTHER WIRES.

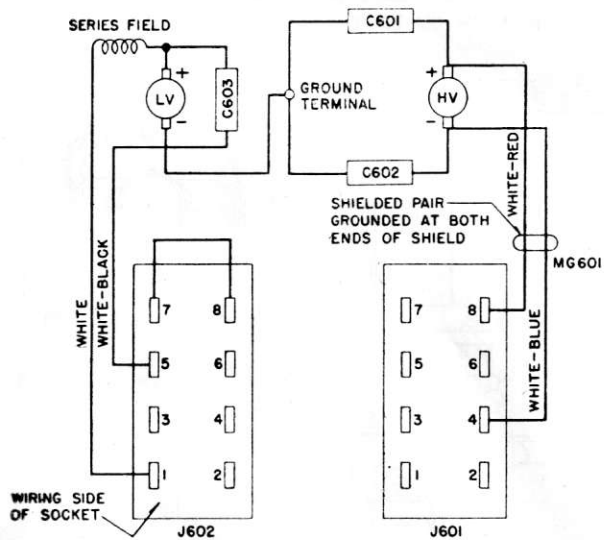
English

- White-red
- White-blue
- White-black
- White-yellow
- White
- Wiring side of socket

Français

- Blanc-rouge
- Blanc-bleu
- Blanc-noir
- Blanc-jaune
- Blanc
- Soacle, côté câblage

FIGURE 48e.—Schéma de câblage du convertisseur DM-36-(*).



English

- Series field
- LV
- Ground terminal
- HV
- White-red
- Shielded pair ground et both ends of shield
- White
- White-black
- Wiring side of socket

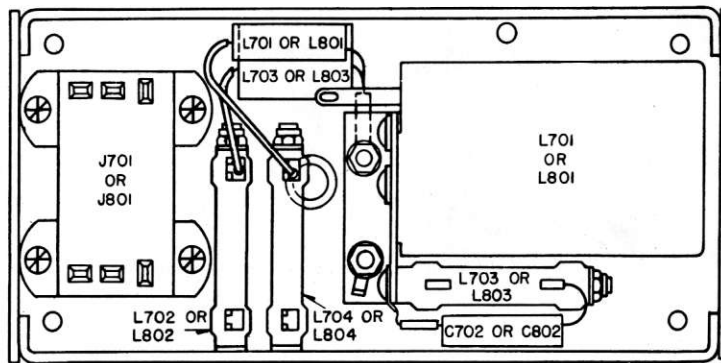
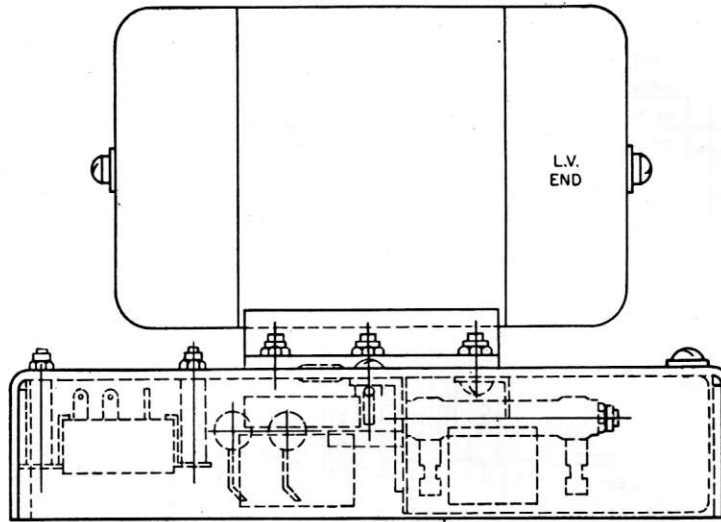
Français

- Inducteurs en série
- Basse tension
- Borne de masse
- Haute tension
- Blanc-rouge
- Paire blindée, les deux bouts de blindage mis à la masse
- Blanc
- Blanc-noir
- Soacle, côté câblage

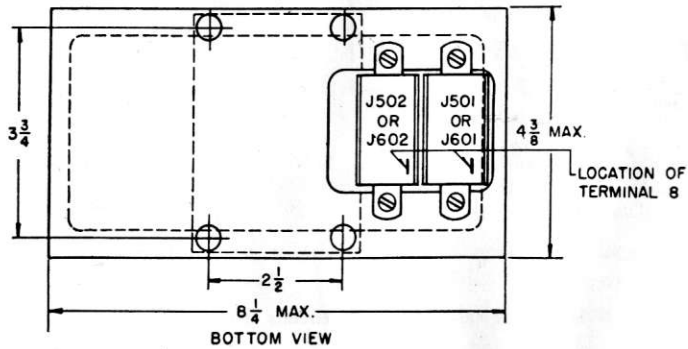
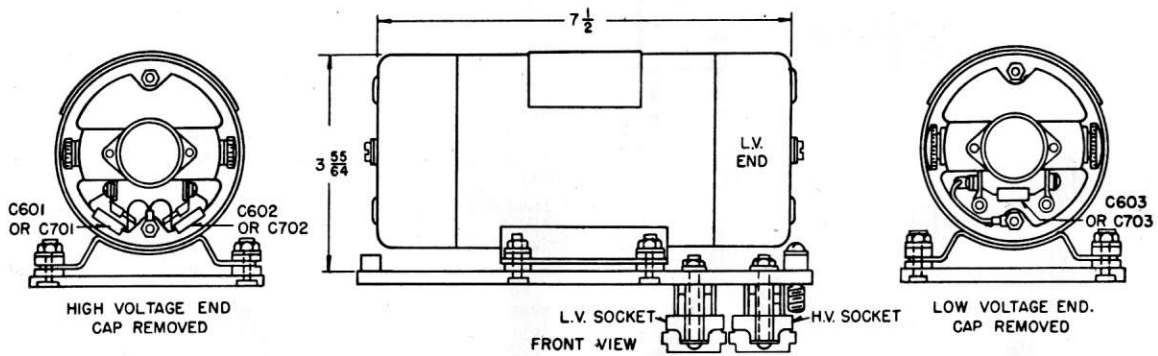
NOTE.—Garnir les conducteurs haute tension, de leur prise de masse à leur borne, de tubulure vernie Dieflex n° 9 ou d'un tube équivalent.

FIGURE 48f.—Schéma combiné des circuits et du câblage du convertisseur DM-37-(*).

FIGURE 48.—Schéma des circuits et du câblage des convertisseurs.



DYNAMOTOR DM-34-(*), AND DYNAMOTOR DM-36-(*)



DYNAMOTOR DM-35-(*), AND DYNAMOTOR DM-37-(*)

FIGURE 49.—Schémas de disposition des convertisseurs.

<i>English</i>	<i>Français</i>
LV end	Côté basse tension
Dynamotor DM-34-(*), et dynamotor DM-36-(*)	Convertisseurs DM-34-(*), et DM-36-(*)
High voltage end, cap removed	Côté haute tension, couvercle enlevé
Front view	Vue de face
LV end	Côté basse tension
LV socket	Borne basse tension
HV socket	Borne haute tension
Low voltage end, cap removed	Côté basse tension, couvercle enlevé
Bottom view	Vue de dessous
Location of terminal 8	Emplacement de la prise 8

FIGURE 49.—Schémas de disposition des convertisseurs (suite).

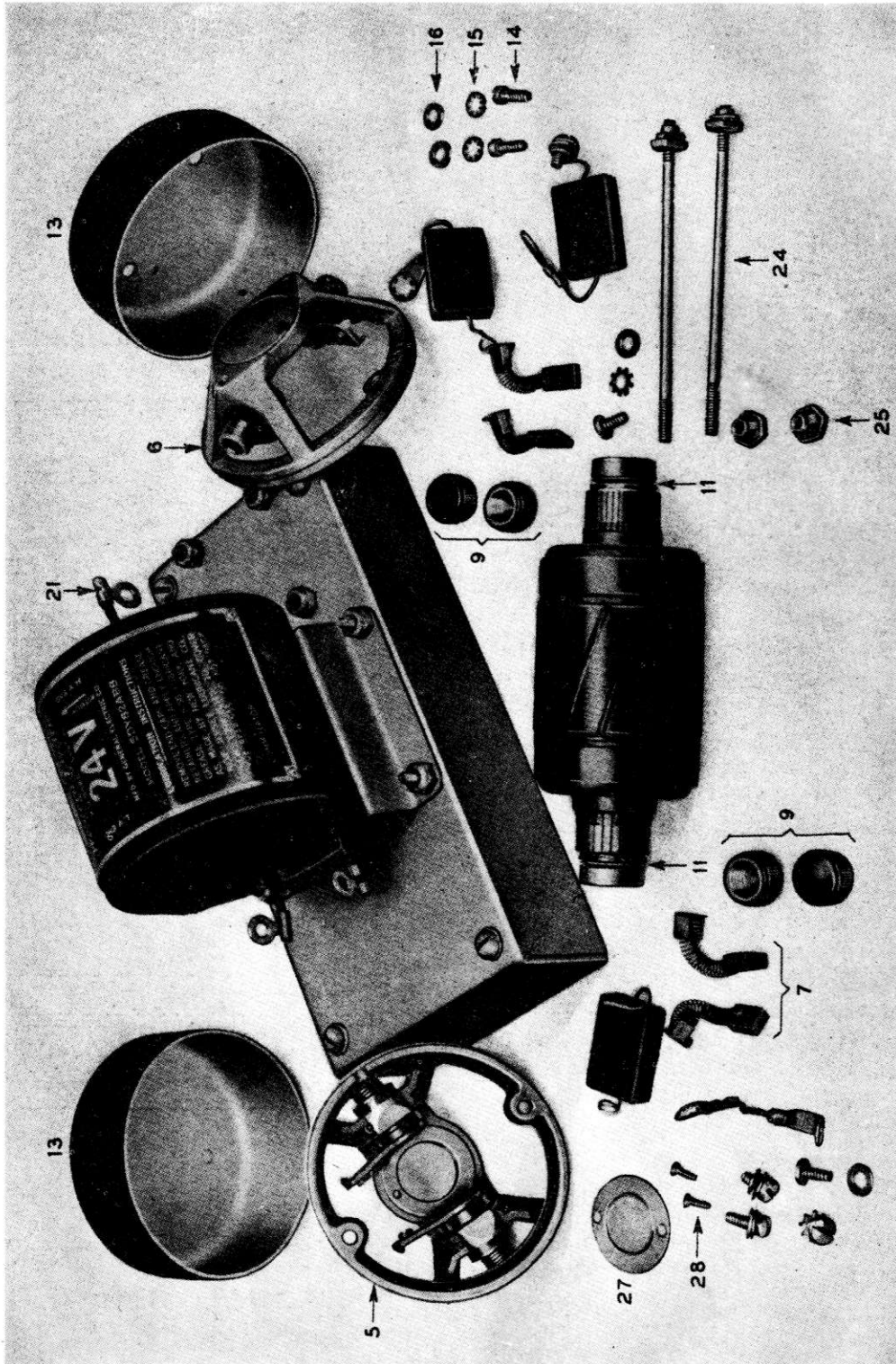
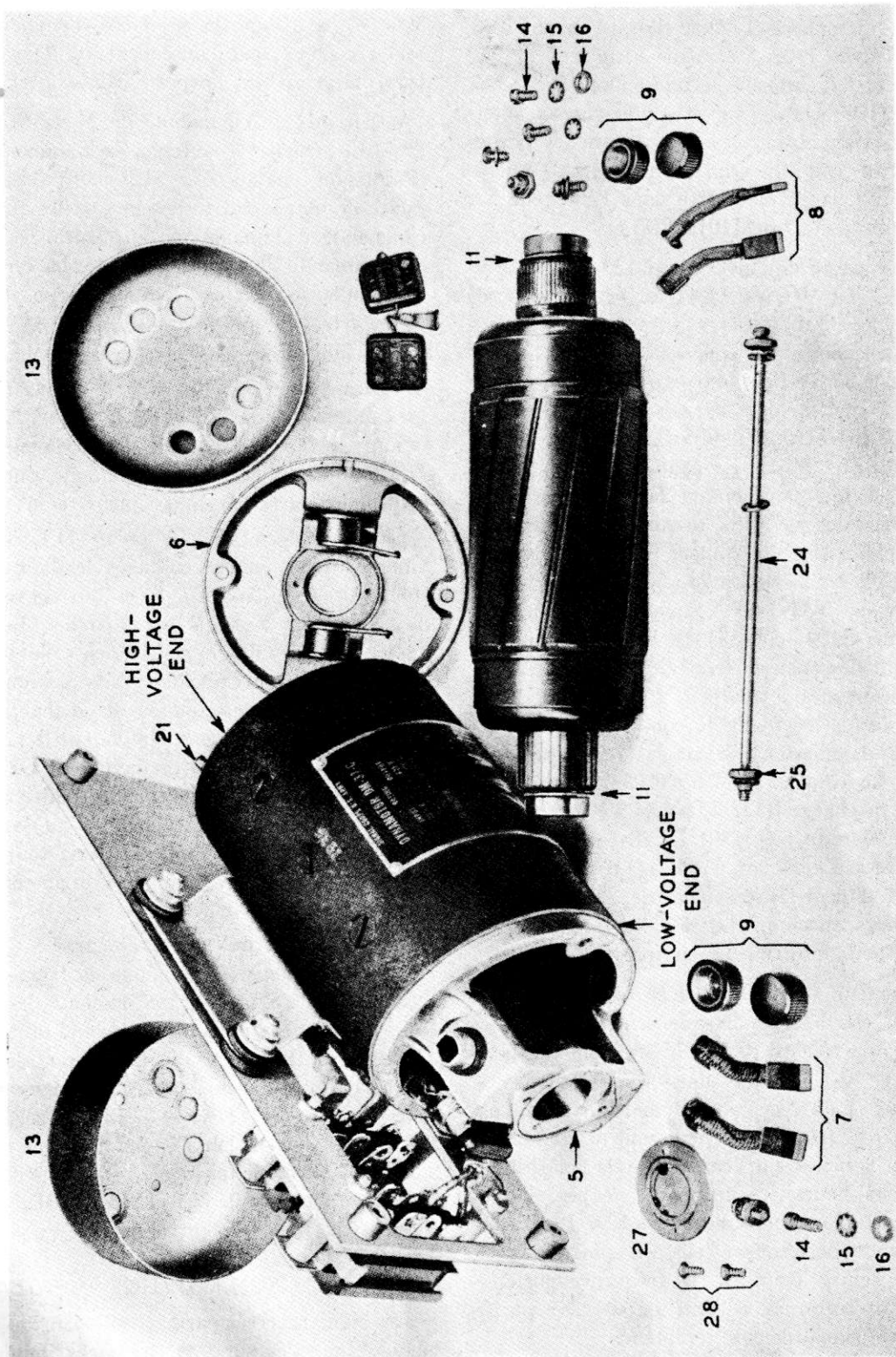


FIGURE 50.—Pièces séparées des convertisseurs DM-34(*) ou DM-36(*).



English
High voltage end
Low voltage end

Français
Côté haute tension
Côté basse tension

FIGURE 51.—Pièces séparées des convertisseurs DM-35-(*), ou DM-37-(*).

teur du microphone T17, ou du microphone T30, branché dans J102. Le même résultat peut être obtenu, si l'on branche le microphone T33 dans le jack J101 (D,2) et qu'on appuie sur son interrupteur pour fermer le circuit entre les bornes A et B du jack 101. Quand on se sert du microphone T33, la parole arrive dans l'émetteur par les bornes C et D de J101 (F,11),

La fermeture de l'inverseur D123 marqué *RADIO INTERPHONE* (I,4) sur l'émetteur ou de l'inverseur D301 (O,28) sur un poste téléphonique quelconque, fait fonctionner le relais du téléphone de bord S104 (H,6) qui commute la partie B.F. de l'émetteur dans le réseau téléphonique. Le contact S104-1 (F,20) du relais coupe le circuit entre T102 et L104. Le contact S104-2 (E,17) s'ouvre et met hors circuit la résistance R148 placée en shunt sur R152, ce qui augmente le débit de l'amplificatrice. Le contact S104-3 (H,15) rétablit les circuits des microphones magnétiques (microphone T33) sur les postes téléphoniques. Le contact S104-4 (D,18) rétablit les connexions du circuit des postes téléphoniques pour l'emploi des microphones à charbon. Le contact S104-5 (C,18) ferme le circuit de commande des interrupteurs de microphone sur les postes téléphoniques. Le contact S104-6 (E,21) place la résistance de charge R152 à travers T102 et fournit l'alimentation au jack J301 (E,28) des postes téléphoniques. Le contact S104-7 (I,6) supprime le shuntage d'un désenroulement de S104 et réduit le courant consommé par S104 à la limite nécessaire pour le maintenir en fonctionnement.

L'inverseur marqué *RECEIVER TUNE-OPERATE* est désigné dans le schéma par D122 (C,17). Son rôle est de fournir des signaux pour le réglage des boutons-poussoirs sélecteurs de l'émetteur et du récepteur. Quand l'inverseur est sur *RECEIVER TUNE*, le circuit de commande est mis à la masse sur l'émetteur et la polarisation des étages haute fréquence est coupée, la résistance étant en court-circuit R129. Les relais d'antenne et de mise en veilleuse sont laissés en position neutre, pour que la fréquence porteuse ne soit pas transmise à l'antenne et qu'on puisse recevoir le signal dans le récepteur.

b. Circuits de commande du poste SCR-528-().*—Les circuits de commande de poste SCR-528-(*), sont identiques à ceux du poste SCR-

508-(*), sauf que la première n'emploie qu'un seul récepteur; par conséquent, la *figure 76* représente aussi bien un poste SCR-528-(*).

c. Circuits de commande du poste SCR-538-().*—Le schéma des circuits de commande d'une installation type du poste SCR-538-(*), est visible *figure 77*. A gauche du dessin sont les circuits de commande d'alimentation; au centre, les circuits de commande du signal; à droite, les circuits de commande à distance, faisant partie de deux postes téléphoniques.

Les connexions avec la batterie du véhicule sont désignées par *-BATT* (A,2) et *+BATT* (A,9). La connexion *-BATT* est à la masse. L'alimentation va donc d'abord à l'interrupteur D201 (B,8) de l'amplificateur téléphonique, puis à l'interrupteur D1 (H,9) du récepteur radio.

Quand on ferme l'interrupteur (D,1) d'alimentation du récepteur, les cathodes des lampes (J,5) sont mises en chauffage et le convertisseur du récepteur est mis en marche. Les connexions de chauffage de filaments sur batterie 12 volts sont reproduites en traits continus sur le jack J701 (L,6); les connexions de chauffage sur batterie 24 volts sont en pointillé sur le jack J801 (L,6). Quand on ferme l'interrupteur D2 (L,19) du récepteur, le circuit de sortie aboutit aux jacks J1 et J2 (K,20) du récepteur et au jack J301 (K,27) du poste téléphonique de la tourelle. Le niveau de sortie est réglé à l'aide du potentiomètre P1 (L,14) monté sur le récepteur.

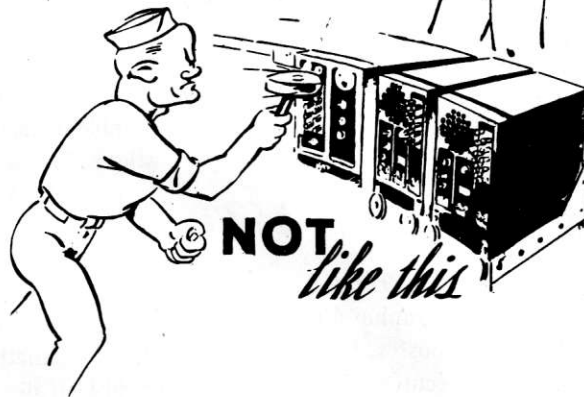
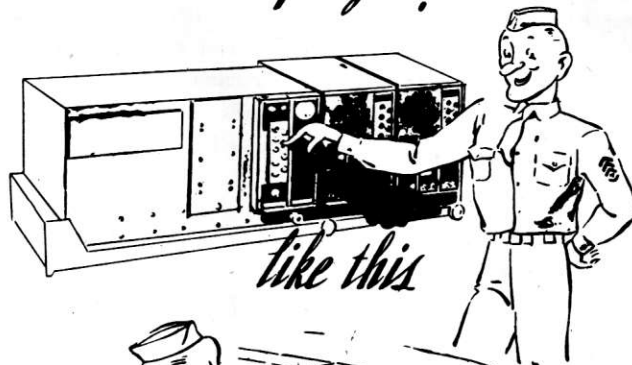
Quand on ferme l'interrupteur D201 (B,8) sur l'amplificateur téléphonique, la lampe témoin E201 (D,5) s'allume et les filaments des lampes (G,5) sont mis en chauffage. Quand on ferme, à l'aide de l'interrupteur du microphone, le circuit entre la connexion en bout et la connexion latérale du jack J201 (E,3 et D,14), le relais S201 (E,5) du convertisseur s'excite et ferme ses contacts (F,7), ce qui fait démarrer le convertisseur. Le circuit, commandé par le relais S201, peut être fermé par l'interrupteur d'un des microphones branchés dans J201 (E,3), J202 (D,3), J303 (L,27), J302 (J,27), J303 (H,28) ou J302 (D,28).

Les signaux, créés par la parole dans les microphones branchés sur l'un des jacks indiqués ci-dessus, passent par l'amplificateur vers la commande de volume P201 (G,19) montée sur l'amplificateur et vers les commandes de volume des

signaux, délivrés par le récepteur et par l'amplificateur téléphonique, peut être réglé par le potentiomètre P1 du récepteur, ou par P201 de l'am-

plificateur téléphonique. Le volume de signal dans le casque du poste de la tourelle est réglé par P301.

KINDNESS *Pays!*



LA DOUCEUR EST RECOMPENSEE
Comme ceci,
PAS comme ça!