

Honeywell

MAINTENANCE MANUAL

BENDIX/KING[®]

KY 96A, KY 97A

***VHF COMMUNICATION
TRANSCEIVER***

Traduction française
de la théorie de fonctionnement

Table des matières

1 GÉNÉRALITÉS

2 THÉORIE GÉNÉRALE DU CIRCUIT

2.1 RÉCEPTEUR

2.2 TRANSMISSION ET MODULATION

2.3 MAÎTRE OSCILLATEUR STABILISÉ (SMO)

2.4 MICROPROCESSEUR ET AFFICHAGE

3 THÉORIE DÉTAILLÉE DE FONCTIONNEMENT

3.1 RÉCEPTEUR

3.1.1 CIRCUIT D'ANTENNE

3.1.2 PRÉSÉLECTEUR À DOUBLE SYNTONISATION

3.1.3 AMPLIFICATEUR RF, Q102

3.1.4 FILTRE INTER-ÉTAGE À DOUBLE SYNTONISATION

3.1.5 MÉLANGEUR Q103

3.1.6 FILTRE À CRISTAL FL101

3.1.7 PREMIER AMPLIFICATEUR FI, I101

3.1.8 SECOND ÉTAGE FI, I102

3.1.9 DÉTECTEUR

3.1.10 CIRCUIT CAG FI

3.1.11 CIRCUIT CAG RF

3.1.12 CIRCUIT DE SILENCIEUX BASÉ SUR LE BRUIT ET SUR LA PORTEUSE

3.1.13 COMMUTATEUR DU SILENCIEUX

3.1.14 FILTRE PASSE-BAS AUDIO

3.1.15 COMPRESSEUR AUDIO

3.1.16 AMPLIFICATEUR AUDIO

3.2 MAÎTRE OSCILLATEUR STABILISÉ (SMO)

3.2.1 SYNTHÉTISEUR

3.2.2 TRADUCTEUR DE NIVEAU DE TENSION

3.2.3 FILTRE PASSE-BAS

3.2.4 OSCILLATEUR CONTRÔLÉ EN TENSION (VCO)

3.2.5 TAMPON VCO

3.2.6 TAMPON DIGITAL

3.2.7 TAMPON DE TRANSMISSION

3.3 MODULATEUR

- 3.3.1 CIRCUIT D'ENTRÉE DU MICROPHONE
- 3.3.2 COMPRESSEUR MODULATEUR
- 3.3.3 AMPLIFICATEUR DE MODULATION
- 3.3.4 POLARISATION DU MODULATEUR
- 3.3.5 MODULATEUR (14 VOLTS KY97A)
- 3.3.6 MODULATEUR (28 VOLTS KY96A)

3.4 TRANSMETTEUR

- 3.4.1 AMPLIFICATEUR RF
- 3.4.2 PILOTE, Q402
- 3.4.3 ÉTAGE FINAL
- 3.4.4 FILTRE PASSE-BAS

3.5 MICROPROCESSEUR

- 3.5.1 COMMUNICATION AU SYNTHÉTISEUR PLL, I702
- 3.5.2 COMMUNICATION AVEC LA MÉMOIRE NON-VOLATILE
- 3.5.3 COMMUNICATION AVEC LE CONVERTISSEUR ANALOGUE À DIGITAL
- 3.5.4 CIRCUIT DE MISE À ZÉRO DU MICROPROCESSEUR
- 3.5.5 AFFICHAGE

3.6. PLAQUETTE D'AMPLIFICATEUR AUDIO

1 GÉNÉRALITÉS

Le KY 96A ou KY 97A, est un émetteur/récepteur qui contient:

- A- Un récepteur VHF à simple conversion, qui utilise un filtre présélecteur à quatre pôles à varactor, un amplificateur RF et un mélangeur à transistor FET. Un filtre FI à cristal, 8 pôles et des amplificateurs FI intégrés.
- B- Un transmetteur à large bande composé de transistors de puissance, montés sur un radiateur d'aluminium, suivi de trois sections de filtres passe-bas elliptiques.
- C. Une section de contrôle basée sur un microprocesseur servant à:
 - 1. Augmenter ou diminuer la fréquence sélectionnée.
 - 2. Conserver les fréquences USE (utilisée) et STBY (attente) et 9 fréquences programmables dans une mémoire non-volatile.
 - 3. Télécommande du transfert entre la fréquence USE et STBY et augmentation télécommandée des canaux en mémoire.
 - 4. Afficher et contrôler l'éclairage de l'affichage
 - 5. Générer un code de fréquence pour le synthétiseur.
- D. Un bloc d'alimentation composé d'un régulateur de 9 volts et un de 5 volts.
- E. Un affichage de la fréquence à cristaux liquides avec éclairage et angle de vision variables.

2 THÉORIE GÉNÉRALE DU CIRCUIT

2.1 RÉCEPTEUR

Un diagramme bloc du récepteur est montré à la figure 1 (en annexe). Le signal reçu passe un filtre passe-bas sur la plaquette de l'émetteur, puis par les diodes R/T, le signal passe ensuite par le transistor à effet de champ à double grille. Le signal passe ensuite au mélangeur à FET à double grille, Q103, où il sera transformé en 11.4 MHz et passe par le filtre à cristal. Le signal passe ensuite aux amplificateurs FI intégrés, puis au détecteur. Une tension continue est dérivée de ce signal pour produire la tension CAG (Contrôle Automatique de Gain), cette tension est retournée au premier et au deuxième amplificateur FI, puis à l'amplificateur RF, pour obtenir plus de 120 dB de variation possible du gain. Le signal ne passera la porte du silencieux qu'à deux conditions:

- A. Que le signal reçu dépasse le seuil établi par le silencieux basé sur le bruit (noise squelch) ou
- B. Dépasse le niveau de porteuse établi.

Le signal passe ensuite par un filtre passe-bas qui atténue toutes les fréquences audio au-delà de 2.5 kHz. Le signal audio passe ensuite par le contrôle de volume, puis au préamplificateur audio intégré. Sa sortie produira plus de 100 mW aux écouteurs ou vers un amplificateur mélangeur externe.

Un amplificateur optionnel audio pouvant alimenter une charge de 4 ohms, pourra fournir 4 W sur le 13.7 volts, ou 8W sur le 27.5 V.

2.2 TRANSMISSION ET MODULATION

Le diagramme bloc du transmetteur est montré à la figure 2 (en annexe). En mode de transmission le VCO (Voltage Controlled Voltage) produit la fréquence inscrite à la fenêtre USE. Le signal est amplifié jusqu'à un niveau de 5 W, puis est envoyé à travers trois section de filtre passe-bas elliptique, puis vers l'antenne.

Le signal audio provenant du microphone servira à moduler (modulation série) l'alimentation de 13.7V. Une portion de l'audio du microphone est envoyée à l'amplificateur audio du récepteur pour produire le SIDETONE, signal audio retournant aux écouteurs.

2.3 MAÎTRE OSCILLATEUR STABILISÉ (SMO)

Le SMO I103 produit la fréquence RF nécessaire au transmetteur ainsi que la fréquence de l'oscillateur local nécessaire en réception. Le SMO, synthétise les fréquences en se basant sur la référence de 25 kHz, dérivée d'un oscillateur à cristal de 3.975 MHz. Les codes de transmission et de réception sont envoyés par le microprocesseur et représentent la fréquence indiquée dans la fenêtre.

2.4 MICROPROCESSEUR ET AFFICHAGE

Se référer au diagramme bloc de la figure 3 (en annexe). Le microprocesseur comprend 4k BYTES de mémoire morte (ROM) où sont emmagasinées les instructions. Un registre externe 32 BITS de mémoire non-volatile est utilisé pour conserver l'information sur la fréquence. Le μP reçoit la fréquence de 3.975 MHz de l'horloge du synthétiseur (PLL IC, Phase Locked Loop) .

Le μP envoie un code de 24 bits au PLL (les 20 derniers bits sont utilisés) pour déterminer le chiffre utilisé dans la division de la référence. Le μP envoie un code de 24 bits au PLL (les 20 derniers bits sont utilisés) pour déterminer le chiffre utilisé dans la division de la fréquence utilisée (USE), lorsqu'elle est changée.

Le commutateur permettant l'augmentation et la diminution de la fréquence envoie trois impulsions au μP (monte, impulsion, descend) dans une séquence spécifique pour produire le code et la vérification de la validité pour les opérations d'augmentation et de diminution.

Les contrôles de l'éclairage de l'affichage passent par un convertisseur A/D pour permettre le contrôle par le bus d'éclairage de l'aéronef.

L'angle de visionnement de l'affichage à cristaux liquides est contrôlé par I801, lequel contrôle la polarisation à partir des niveaux fournis par R755, R802 et Q803.

3 THÉORIE DÉTAILLÉE DE FONCTIONNEMENT

3.1 RÉCEPTEUR

3.1.1 CIRCUIT D'ANTENNE

En mode réception, Q101 est amené en conduction forçant les diodes T/R en conduction (sur la plaquette du transmetteur). Le signal passe par le premier pôle du filtre passe-bas, puis par les diodes T/R, le signal passe ensuite à la plaquette de réception, l'impédance est alors augmentée par C102 pour effectuer l'adaptation au premier pôle du présélecteur.

3.1.2 PRÉSÉLECTEUR À DOUBLE SYNTONISATION

Le premier pôle est syntonisé par L101, C103 et CRI0IA. Le signal est couplé au second pôle à l'aide de L102. Le second pôle est syntonisé à l'aide de L103, C106 et CRI0IB. La paire de varactor (identiques) CR101A et CRI0IB, est syntonisée à la fréquence désirée à travers une grande résistance, à l'aide de la tension VCO. Le signal est couplé à la grille 1 du transistor RF à travers C107.

3.1.3 AMPLIFICATEUR RF, Q102

Q102 et les pièces associées forment l'amplificateur RF. Le signal désiré est appliqué à la grille 1. Le contrôle de gain automatique est appliqué à la grille 2. L'amplificateur RF possède un gain de 20 dB pour une tension de CAG maximum et une atténuation maximale de 30 dB pour une tension de CAG minimum; produisant ainsi une variation de gain possible de 50 dB, on parle de plage dynamique d'opération de 50 dB. C114 couple le signal au filtre inter-étage.

3.1.4 FILTRE INTER-ÉTAGE À DOUBLE SYNTONISATION

Le premier pôle est composé par L105, C115 et CRI0IC. Le signal est couplé au second étage à travers L106. La seconde partie du filtre est composée de L107, C118 et CRI0ID. La paire de varactors est syntonisée sur la fréquence désirée à l'aide de la tension du VCO. Le signal est envoyé à la grille 1 du mélangeur à travers L133.

3.1.5 MÉLANGEUR Q103

Q103 et ses composants associés forment le mélangeur. L'oscillateur local est injecté à la grille 2 à une fréquence de 11.4 MHz supérieure à la fréquence du canal désiré. La puissance du signal de l'oscillateur se situe entre +4dBm et +7dBm. À la sortie le signal sera à 11.4 MHz. Le drain de Q103 est syntonisé à 11.4 MHz par T101 et le cristal qui suit est également à 11.4.MHz.

3.1.6 FILTRE À CRISTAL FL101

Le filtre à cristal produit la sélectivité désirée. L'impédance de l'entrée et la sortie du filtre est ajustée à 4100ohms à l'aide de T101 et T102..

3.1.7 PREMIER AMPLIFICATEUR FI, I101

Le signal est couplé à l'aide de T102 au premier amplificateur I101. Le premier amplificateur possède un gain d'approximativement 45 dB et une plage d'opération dynamique de 60 dB. La tension CAG FI est appliquée à I101 sur la broche 5 à travers R124. R124 transforme la tension CAG en un courant CAG. La charge de sortie est la résistance R245 pour augmenter la stabilité. T103 est syntonisé à 11.4 MHz et couple le signal au second étage d'amplification.

3.1.8 SECONDE ÉTAGE FI, I102

Le second FI possède un gain d'approximativement 60 dB et une plage d'opération dynamique de 60 dB . La tension CAG FI est appliquée à I101 sur la broche 5 à travers R126. R126 transforme la tension CAG en un courant CAG. La charge de sortie est la résistance R246 pour augmenter la stabilité. T104 est syntonisé à 11.4 MHz et couple le signal au détecteur..

3.1.9 DÉTECTEUR

Le transistor Q105 et C130 forment le détecteur. Il est polarisé près du blocage par le transistor Q104, dont la jonction base-émetteur procure la stabilité de la polarisation ainsi qu'une stabilité accrue en température. Le signal démodulé est envoyé à l'amplificateur de bruit, Q112, au CAG FI, I105A, à la porte du silencieux, Q116, et au circuit tampon du démodulateur , Q131.

3.1.10 CIRCUIT CAG FI

La tension CAG provient de la moyenne de la tension collecteur du détecteur, laquelle est inversement proportionnelle à la puissance de la porteuse. L'amplificateur opérationnel I105A élimine les variations audio et intègre le signal pour obtenir la moyenne désirée. R159 et R160 établissent la réduction maximum de gain à approximativement 6.6V . À mesure que la tension collecteur augmente suite à une baisse de la puissance reçue, la tension CAG diminue ce qui augmente le gain du premier et deuxième étage FI. La tension CAG FI est disponible à TP105 et à la broche

L connecteur arrière. La tension CAG à la broche L est diminuée de 0.6V la chute en tension d'une diode.

3.1.11 CIRCUIT CAG RF

La tension CAG RF est appliquée à l'amplificateur à partir de I105B. La tension CAG demeure maximale (gain de l'amplificateur au maximum) jusqu'à ce que le signal RF atteigne une tension de $12.5 \mu V$. Le niveau de référence est établi par R184. Lorsque la tension FI CAG dépasse cette tension de référence, la tension CAG RF décroît, provoquant la décroissance du gain de l'étage RF. La tension CAG RF est disponible à TP106.

La tension CAG RF est commutée par le signal non TX à travers CR120A, de telle façon que lorsque la radio transmet, la tension CAG RF est maintenue à 0, produisant ainsi une atténuation maximum dans l'étage RF.

3.1.12 CIRCUIT DE SILENCIEUX BASÉ SUR LE BRUIT ET SUR LA PORTEUSE

Le silencieux porteuse empêche le silencieux d'entrer en action lorsqu'un signal de porteuse de plus de $12.5 \mu V$ a été détecté. I106B compare la tension CAG RF, qui est inversement proportionnelle à la puissance de la porteuse avec le niveau établi par R183 et R185. Si la tension CAG RF est plus grande que la tension de référence, le silencieux pourra entrer en action, si le niveau de bruit est suffisamment grand. Lorsque la tension CAG RF est inférieure à la référence, la sortie de I106B passe au niveau haut, Q140 conduit. Lorsque Q140 conduit, le signal d'entrée à l'amplificateur de bruit est court-circuité à la masse, le circuit silencieux est alors inhibé.

Q112 amplifie le bruit en provenance du collecteur du détecteur et en limite l'amplitude de telle sorte que les impulsions rapides (SPIKES) seront limitées en amplitude. La sortie de Q112 est couplée à un filtre passe-bande de 8 à 10 kHz, I106A. La sortie de ce filtre est envoyée à I107A. Le signal est comparé à une référence établie par R176. Lorsque le bruit est plus grand que la référence, le comparateur passe à 1 et charge C166. Si C166 est chargé à plus de la moitié de la tension d'alimentation le silencieux coupe l'audio.

CR107A et CR110B activent le silencieux en transmission.

3.1.13 COMMUTATEUR DU SILENCIEUX

Q116, Q117 et leurs composants associés forment la porte du silencieux.. L'audio est en provenance du détecteur à TP108; le détecteur polarise Q116. Lorsque le silencieux est actif, la base de Q117 se retrouve à Vcc et son émetteur suit. Puisque l'émetteur de Q116 et de Q117 sont liés ensemble, Q116 se retrouve en polarisation inverse; atténuant le signal de 70dB.

3.1.14 FILTRE PASSE-BAS AUDIO

La bobine L110 et ses condensateurs associés forment un filtre passe-bas elliptique. Le filtre produit une atténuation d'au moins 20 dB à 4 kHz, l'atténuation chute à plus de 25 dB à 4.5 kHz (NOTCH). Sous les 350 Hz le signal est grandement atténué par les condensateurs de couplage d'entrée et de sortie. Le bruit 60 Hz sera également atténué.

3.1.15 COMPRESSEUR AUDIO

Le signal reçu est couplé à travers C178 vers l'entrée de l'amplificateur compresseur I111A. La sortie est envoyée au contrôle de volume et à I111B. I111B commencera à décharger C179, lorsque l'amplitude à I111B dépassera la référence établie par R210. La baisse de la tension à C179 diminue la résistance drain/source sur Q118. À mesure que la conduction de Q118 augmente, l'amplitude aux bornes de C178 est réduite. Ceci maintient une amplitude constante à la sortie de l'amplificateur compresseur.

3.1.16 AMPLIFICATEUR AUDIO

Le signal audio passe par le contrôle de volume R902 vers l'amplificateur audio I112A. Le signal est amplifié d'approximativement 30 dB et est couplé capacitivement à l'autotransformateur T107 par C187.. La tension et l'impédance sont augmentées pour produire un minimum de 100mW de puissance audio dans 500 ohms; tels les écouteurs ou le panneau audio. En transmission, l'audio retournant aux écouteurs passe par R220, et le signal audio provenant du microphone à travers R218, est également amplifié par l'amplificateur audio.

Un amplificateur optionnel d'une puissance de 4W sur une alimentation de 13.7V alimente une charge de 4 ohms. Voir la plaquette audio pour les détails.

3.2 MAÎTRE OSCILLATEUR STABILISÉ (SMO)

3.2.1 SYNTHÉTISEUR

Le maître oscillateur est construit autour de I103 lequel est programmable en série par le microprocesseur.

Un cristal de 3.975 MHz est relié à l'oscillateur, cette fréquence est divisée par 159 pour produire le 25kHz de référence. La fréquence de l'oscillateur est divisée par un circuit interne et est comparée à l'aide d'un détecteur de phase à la fréquence de référence. Si la fréquence de l'oscillateur divisée par le circuit interne est plus grande que 25 kHz, le détecteur de phase produira des impulsions montantes toutes les 40 μ sec. Dans le cas contraire, le détecteur de phase produira des impulsions descendantes. Plus grand sera l'écart, plus larges seront les impulsions produites.

Q133, R137, et C135 intègrent les impulsions pour produire le signal de détection au microprocesseur . L'oscillateur de référence est couplé légèrement à Q132, lequel amplifie le 3.975 MHz pour le microprocesseur et I705 sur la plaquette du microprocesseur. L'horloge, les données et le STROBE sont contrôlés par le microprocesseur..

3.2.2 TRADUCTEUR DE NIVEAU DE TENSION

Q134, Q135, Q136, Q137 et leurs composants associés transforment la tension. Le traducteur transforme les impulsions de 5 volts en impulsions de 9 volts et inverse la logique des impulsions. Les impulsions du détecteur de phase sont envoyées à l'émetteur de Q134 et Q135. Les bases de Q134 et Q135 sont polarisées à environ 2 volts, de telle sorte que lorsque le détecteur de phase est dans l'état trois états (placé hors circuit par le contrôle), Q134 et Q135 seront bloqués. Si le détecteur de phase donne des impulsions basses, Q134 entre en conduction, ce qui place Q136 en conduction et des impulsions de 9 volts apparaissent à la sortie du traducteur, TP110. Si les impulsions du détecteur de phase sont hautes, Q135 conduit, forçant Q137 en conduction et ramène la sortie à 0.

3.2.3 FILTRE PASSE-BAS

Le filtre passe-bas est un réseau à avance et retard de phase, avec un filtre passe-bas elliptique ajusté à 2.5 kHz avec une bande de réjection à 25kHz. C235 et C236 forment le filtre elliptique. R279, R280, R281, et C237 forment le réseau à avance et à retard. La largeur de bande de ce filtre sera de 300 Hz, le rejet à 25kHz se fera à 130 dB. La tension de contrôle est envoyée au présélecteur à travers R136 et au VCO à travers L132.

3.2.4 OSCILLATEUR CONTRÔLÉ EN TENSION (VCO)

Q108 et ses composants associés forment un oscillateur modifié Hartley..Le varactor CR10IE fait partie d'un groupe identique (MATCHED) composé de 5 varactors, le présélecteur suivra donc le VCO. C149 détermine la plage de la tension de syntonisation, plus petit sera le condensateur, plus grande sera la tension nécessaire pour maintenir la même plage de fréquence. C249 et R299 participent à la stabilité. La tension de stabilisation à 118.00 MHz est de 2.5V et elle sera de 8.0V à 151.375 MHz.

3.2.5 TAMPON VCO

Q109 et ses composants associés forment le tampon du VCO. Le tampon fournit l'isolation du transmetteur et du mélangeur tout en fournissant un gain amenant le signal à environ +7dBm au mélangeur.

3.2.6 TAMPON DIGITAL

Q106, Q107 et leurs composants associés forment le tampon. Le VCO est couplé légèrement au tampon digital à travers C147, pour empêcher le bruit du diviseur de fréquence d'influencer le VCO. Le signal est couplé au diviseur à travers C140 à un niveau d'environ 500mV.

3.2.7 TAMPON DE TRANSMISSION

Le tampon de transmission contient deux étages d'amplification. Le signal RF est couplé à travers C155 vers Q110 et amplifié. C157 couple le collecteur de Q110 à Q126. Q126 amplifie le signal à environ 24dBm. Le signal est alors couplé à travers CR117 et C228 pour former le signal de transmission. Le niveau du signal est ajusté pour les différents transmetteur par la résistance R1006. Q111 et Q139 sont bloqués en mode réception permettant à Q110 et Q126 d'être polarisés inverse. Q127 est également bloqué en mode réception pour empêcher CR117 d'entrer en conduction. En réception le signal RF est atténué de 50 dB.

3.3 MODULATEUR

3.3.1 CIRCUIT D'ENTRÉE DU MICROPHONE

Le microphone est branché à la broche K du connecteur arrière. La polarisation pour le micro est produite par R114 et R223. Le signal passe à travers C191 puis au contrôle de gain. Q119 entre en conduction en transmission pour permettre au signal de passer au compresseur modulateur.

3.3.2 COMPRESSEUR MODULATEUR

Le signal audio est couplé à l'entrée de l'amplificateur compresseur I113A à travers C230,. La sortie est envoyée à l'amplificateur modulateur. I113B commence à décharger C198 lorsque la sortie du modulateur dépasse la tension aux bornes de R267. La décharge de C198 abaisse la tension grille source de Q120, ce qui réduit la résistance drain/source de Q120. À mesure que Q120 augmente sa conduction, l'amplitude sur C230 est réduite. Ceci maintient une amplitude constante à la sortie de amplificateur compresseur. R267 établit le niveau de modulation. Le réseau de polarisation R257 et R267 est dérivé de la tension de polarisation de la modulation, de telle sorte que si la tension de polarisation baisse, le taux de modulation sera réduit, afin de réduire la distorsion.

3.3.3 AMPLIFICATEUR DE MODULATION

La sortie de l'amplificateur modulateur compresseur est couplée à l'amplificateur modulateur à travers C194. La sortie est couplée au modulateur à travers C196 et T108.

3.3.4 POLARISATION DU MODULATEUR

La polarisation du modulateur (mod bias) régule la tension juste sous la moitié de la tension d'alimentation. Q123 est le transistor chargé de la régulation et sur la version 28 volts Q122 est utilisé comme tampon vers le transistor de régulation. Sur le KY 96A la tension de polarisation est abaissée d'un autre 6.2 volts à l'aide de CR123, R251, R254, et R256. R256 est ajustable. CR115 empêche les problèmes de surtension. RT101, R250, et R252 établissent la réduction de la puissance en fonction de la température. Lorsque RT101 devient chaud, la résistance augmente réduisant la tension à E113, causant la conduction de CR114, ce qui abaisse la polarisation sur Q123.

3.3.5 MODULATEUR (14 VOLTS KY97A)

Le signal audio est appliqué au primaire de T108, lequel possède un rapport de bobine de 4:1. Ceci cause une augmentation de la tension crête à crête sur les transistors de modulation Q124 et Q125, suffisamment pour produire une tension allant de 0 à 12V sur l'étage final de transmission. Cette sortie est également retournée au modulateur compresseur. La polarisation de modulation est envoyée au secondaire de T108 fournissant la polarisation à Q125, R247 étant la résistance limitatrice de courant.

3.3.6 MODULATEUR (28 VOLTS KY96A)

Le signal audio est appliqué au primaire de T108, lequel possède un rapport de bobine de 4:1. Ceci cause une augmentation de la tension crête à crête sur les transistors de modulation Q124 et Q130 suffisamment pour produire une tension allant de 1 à 12V sur l'étage final de transmission. Cette sortie est également retournée au modulateur compresseur. La polarisation de modulation est envoyée au secondaire de T108 fournissant la polarisation à Q124 et Q130, R247 étant la résistance limitatrice de courant..

3.4 TRANSMETTEUR

3.4.1 AMPLIFICATEUR RF

Le RF est envoyé au tampon de l'amplificateur RF, sur la plaquette du transmetteur à l'aide d'un câble coaxial miniature 50 ohms. Le niveau est d'environ 15 dBm. En réception le signal RF est atténué lorsque la ligne (non) TX est au niveau haut, Q404 conduit et court-circuite à la masse le signal, retire la polarisation de la diode CR403 pour ouvrir l'entrée de Q401. Durant la transmission, le courant de base fourni à travers R401 et CR403 permet l'opération en classe A de Q401. Le transformateur T401 est syntonisé à large bande et abaisse l'impédance à l'impédance d'entrée du circuit pilote.

3.4.2 PILOTE, Q402

Le signal RF passe à travers C412 et C437 vers le pilote, Q402. Le pilote est opéré en classe C et le collecteur est modulé à l'aide du transformateur T402. Le collecteur est syntonisé à large bande et est couplé à l'étage final par T402.

3.4.3 ÉTAGE FINAL

Les condensateurs C415, C416, et C440, forment un réseau d'entrée adapté pour l'étage final de puissance de sortie, Q403. L'étage final est opéré en classe C et est modulé au collecteur. La basse impédance de sortie du collecteur est augmentée jusqu'à environ 50 ohms par le transformateur T403.

3.4.4 FILTRE PASSE-BAS

Trois sections de filtres elliptiques sont placées entre l'étage final et la sortie à l'antenne, afin d'atténuer les harmoniques qui pourraient être générées par le transmetteur. En transmission, les diodes T/R, CR401 et CR402 sont polarisées inverses pour protéger l'étage de réception de la puissance de 5W.

3.5 MICROPROCESSEUR

3.5.1 COMMUNICATION AU SYNTHÉTISEUR PLL, I702

À la broche 32 le μP , envoie deux mots de 24 bits en série vers le synthétiseur PLL IC (I103) sur la plaquette principale. Seulement les 20 derniers bits sont utilisés par le synthétiseur PLL IC. La première série fournit le taux de division pour le cristal, la seconde fournit la fréquence à être divisée. Chaque bit est synchronisé à partir de la broche 33 du μP . À la fin de chaque groupe de bits, une impulsion (STROBE) 1 est envoyée vers la broche 21 du μP pour verrouiller les 20 derniers bits dans le circuit intégré du synthétiseur PLL IC.

Lorsque le synthétiseur est verrouillé, la broche 25 (Lock Detect) du μP est placée à 1 par le synthétiseur PLL IC I103. Si la broche 29 (Mic-key) du μP est à un niveau 0, la broche 22(TX) du μP est envoyée à 1 pour mettre en marche le transmetteur lorsque le synthétiseur est verrouillé. La grille du transistor Q701 doit être placée à 0 pour que le μP place la ligne TX à 1. Le signal TX est alors inversé pour mettre en marche le transmetteur.

3.5.2 COMMUNICATION AVEC LA MÉMOIRE NON-VOLATILE

Lorsque la mémoire non-volatile (I704) est adressée, la broche 24 du μP est à 1. Lorsqu'une lecture de la mémoire est faite, un code d'adresse série de 16 bits est envoyé sur la broche 32 du μP , puis une série de 16 bits associés à cette adresse est lue à la broche 31 du μP . Lorsqu'on écrit dans la mémoire, une série de 16 bits, le code

d'adresse, suivie de 16 bits de données associées à l'adresse sont envoyés sur la broche 32 du μ P. Seulement les 9 derniers bits des 16 bits du code d'adresse sont utilisés par la mémoire. Chaque bit du code d'adresse et des données sont synchronisés par la broche 33 du μ P.

3.5.3 COMMUNICATION AVEC LE CONVERTISSEUR ANALOGUE À DIGITAL

Lorsque le convertisseur A/D (I706) est adressé, la broche 23 du μ P est au niveau bas. Une adresse série de 8 bits est envoyée au convertisseur par la broche 32 du μ P, effectuant ainsi une demande de conversion. Simultanément une série de 8 bits, résultat de la conversion précédente est envoyée à la broche 31 du microprocesseur. Ceci compose une communication FULL DUPLEX. Seulement les quatre premiers bits de l'adresse sont utilisés par le convertisseur. Chaque bit de l'adresse et des données est synchronisé à partir de la broche 33 du μ P.

Le convertisseur utilise une horloge pour cadencer sa conversion. Le 496.875 kHz est généré par I705 un compteur binaire. Le signal de 3.975 MHz (synthétiseur PLL IC) sur la broche 1 du I705 est divisé par 8 puis envoyé à la broche 9 de I705.

3.5.4 CIRCUIT DE MISE À ZÉRO DU MICROPROCESSEUR

En fonctionnement normal, la broche 13 de I701A est à 5 volts DC. La tension de 5 volts DC sur la broche 40(V_{dd}) du μ P, est produite par le régulateur 108 sur la plaquette principale. Au démarrage, le 9 volts sur la broche d'entrée de I108 doit atteindre 7.3 volts DC avant que la tension 5 volts DC puisse être produite par I108. Aussi à la mise en marche, le μ P (broche 1) est maintenue en mise à 0 jusqu'à ce que la tension de 9 volts atteigne 7.9 volts DC. La broche 11 du I701A doit atteindre 6.2 volts DC pour y arriver. À l'arrêt, la tension de 9 volts doit tomber sous les 7.5 volts DC avant que le μ P n'entre en mise à zéro.

3.5.5 AFFICHAGE

Il s'agit d'un affichage à cristal liquide, comportant trois sections : " USE", " STBY", et " CHAN". La fréquence "USE", qui est la fréquence active est affichée en tout temps. La fréquence en attente qui peut être échangée avec la fréquence "USE" est affichée dans la fenêtre "STBY" lorsqu'en mode attente. En mode canal (Channel) ou en mode programme (Program), la fréquence du canal est affichée dans la fenêtre "STBY" et le numéro du canal est affiché dans la fenêtre "CHAN". Lorsque nous sommes en mode canal, les lettres "CH" sont affichées entre les fenêtres "CHAN" et "STBY"; lorsqu'en mode programme, les lettres "PG" sont affichées à gauche de la fenêtre "STBY". Les lettres "TX" sont affichées à la droite de la fenêtre "USE" pendant la transmission.

Le microprocesseur μ P I702 envoie une série de 112 bits en série par la broche 10 vers la broche 1 de I801(LCD driver) de la plaquette d'affichage. La série de bits

comprend des informations concernant le BACKPLANE et des segments de l'affichage. Chaque bit est synchronisé par la broche 11 du μP I702.

L'angle de vision de l'affichage est contrôlé par la polarisation fournie par I801. La tension de sortie du diviseur de tension composé de R755, R801 et R802 est appliquée à la base de Q803. Le collecteur de Q803 est banché au 5 volts, et l'émetteur est branché sur la broche 12 de I801, ce qui donne une tension de référence à I801, qui établit le niveau de polarisation appliquée à l'affichage par I801.

La brillance de l'affichage est contrôlée de trois façons: à pleine ou demi-brillance en tout temps ou par le variateur d'intensité réalisé par le BUS d'éclairage de l'aéronef 14 ou 28 Volts

Lorsque le variateur 14 V(DC) de l'aéronef est sélectionné, les broches 7 et 9 de I702 sont au niveau bas et la broche 8 de I702 est au niveau haut. Ceci amorce Q704 amenant E705 à un niveau bas, ce qui fournit une masse à la broche 3 des 6 ampoules de l'éclairage arrière de l'affichage. Q705 est bloqué, permettant à la tension d'éclairage de passer CR703 vers E704, fournissant du +14VDC à deux ensembles de trois ampoules en série pour fournir l'éclairage arrière de l'affichage.

Lorsque l'option d'éclairage maximum sur le 14VDC est sélectionnée, la broche 9 de I702 est à niveau bas et les broches 7 et 8 de I702 sont à niveau haut. Q704 et Q705 sont alors en conduction, plaçant E704 à la masse et E704 à 14 VDC.

Lorsque le BUS d'éclairage de 28 VDC est sélectionné, les broches 7, 8 et 9 de I702 sont à niveau bas. Ceci entraîne Q709 en conduction, plaçant E705 à +28VDC.

Lorsque l'éclairage maximum du BUS 28 VDC est sélectionné, les broches 7 et 8 de I702 sont à un niveau bas et la broche 9 de I702 est à niveau haut. Ceci amène Q702 et Q709 en conduction, amenant la ligne E705 à +28VDC.

3.6. PLAQUETTE D'AMPLIFICATEUR AUDIO

La plaquette audio contient un amplificateur additionneur et un amplificateur audio de 4 ou 8W.

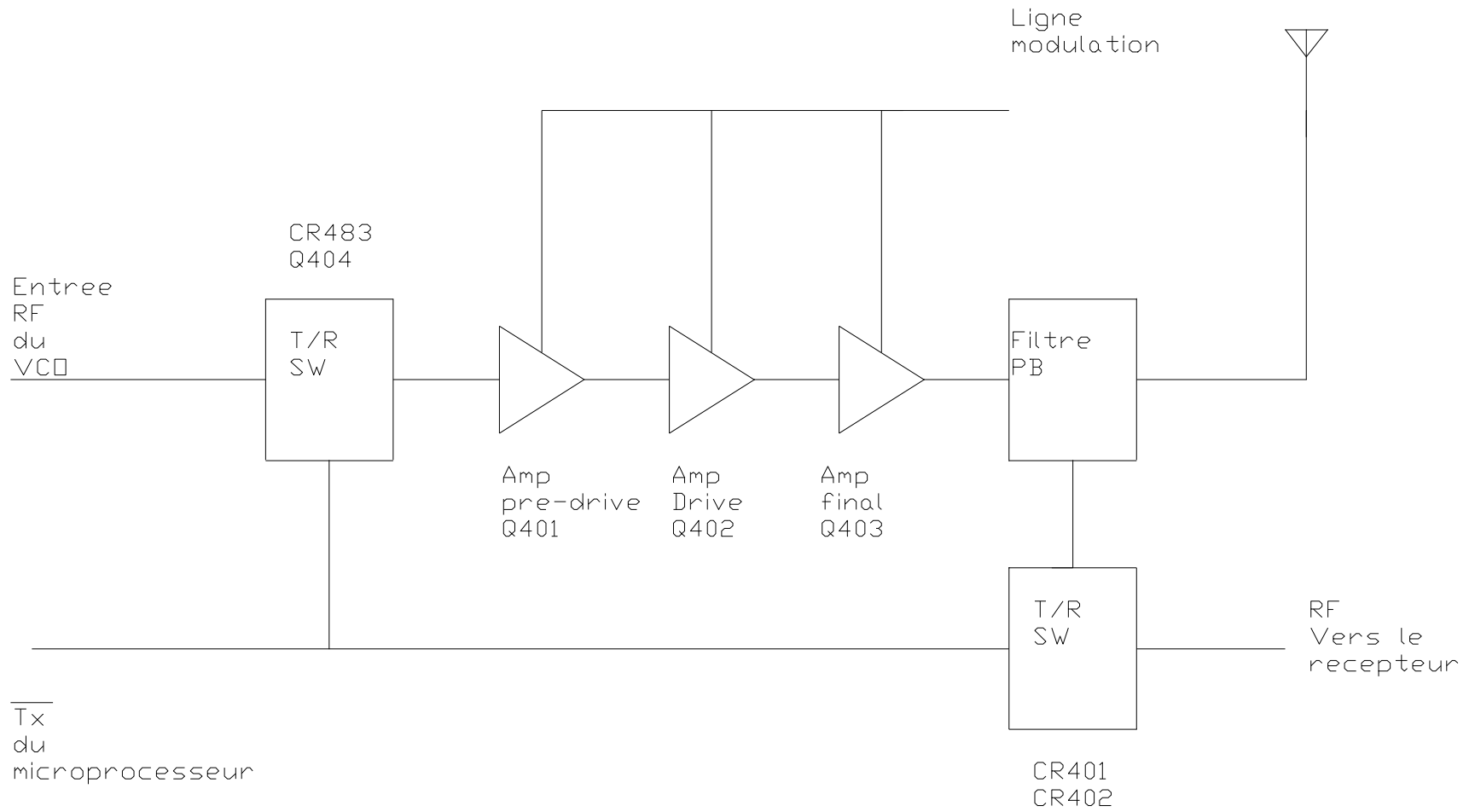
I1201A et ses composants associés forment l'amplificateur additionneur. Trois entrée d'impédance de 500 ohms sont chargées par les résistances R1201, R1202 et R1203. L'amplificateur additionneur ajuste le niveau des entrées auxiliaires à un niveau acceptable par l'entrée MIC INTERCOM. C1207 filtre le bruit hautes fréquences et C1210 filtre le bruit basses fréquences. La sortie de l'amplificateur additionneur est envoyée à l'entrée MIC INTERCOM et revient par la sortie audio COMM AUDIO OUT de la plaquette principale.

Le signal COMM AUDIO OUT passe par R1214 et est diminué par un amplificateur inverseur, I1201B, pour empêcher la distorsion par la transistor FET Q1202. La grille

de Q1202 est placée à un niveau haut par R1219 permettant au signal audio de passer à travers Q1202. Lorsque la ligne TX est à un niveau bas, Q1202 bloque réduisant ainsi le niveau de signal par un gain d'au moins 40 dB.

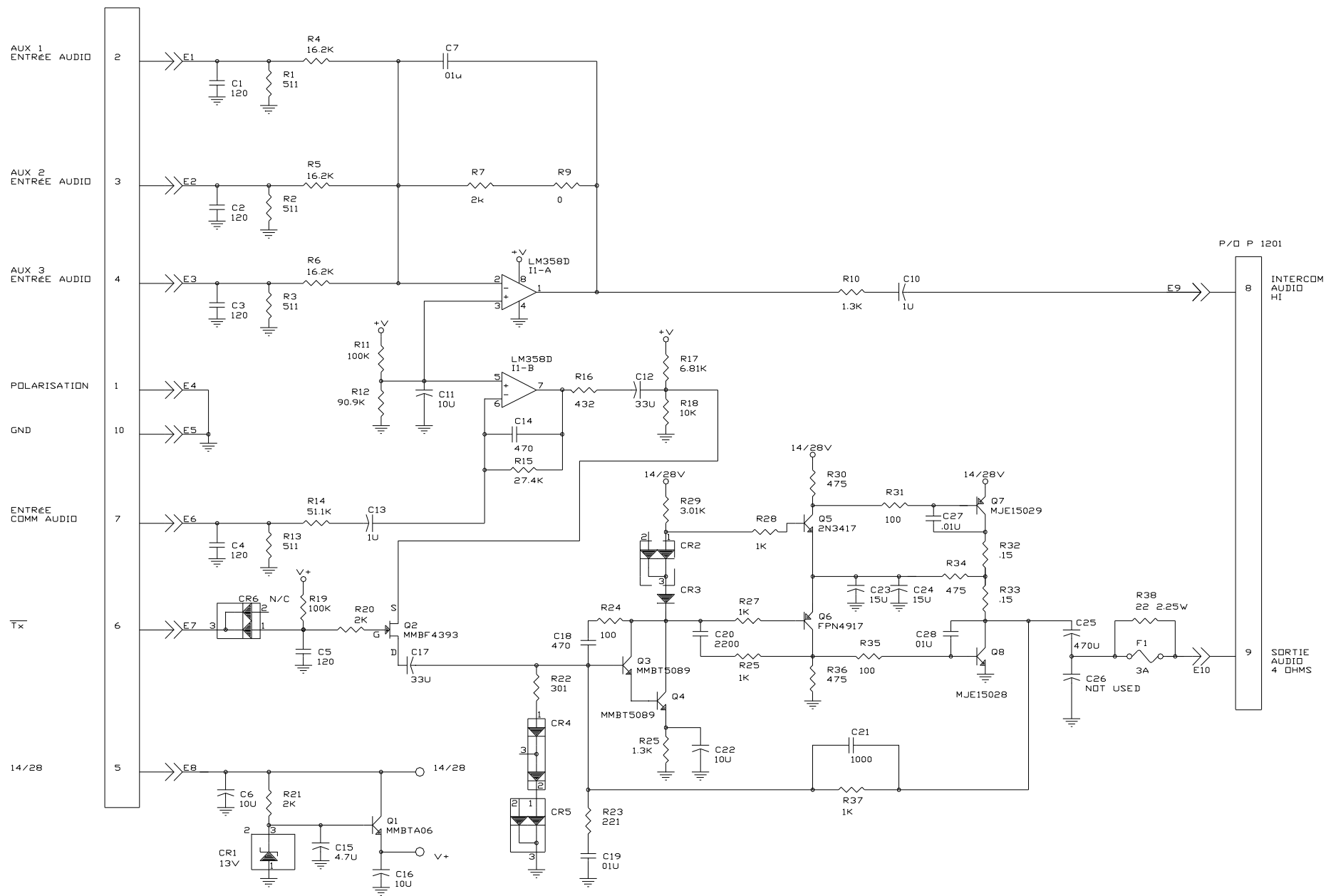
Q1203, Q1204, Q1205, Q1206, Q1207 et Q1208 forment un amplificateur transrésistif, ayant un gain de 18dB. La résistance de contre-réaction, R1237, amène une désensibilisation de l'ordre de 23 dB, afin de stabiliser le gain, en fonction de la température ou des variations dans CR1202 et CR1203. C1219, C1220, C1227, et C1221 réduisent le gain au-delà des fréquences audio pour prévenir l'oscillation. Les transistors audio Q1207 et Q1208, fournissent un maximum de 4 Watts pour la version 13.75V et 8 Watts pour la version 27.5V dans 4 ohms de charge. La sortie est protégée par un fusible, F1201, pour protéger les transistors. R1238 est placée en parallèle avec le fusible afin de laisser un peu d'audio (audio résiduel) lorsque le fusible saute.

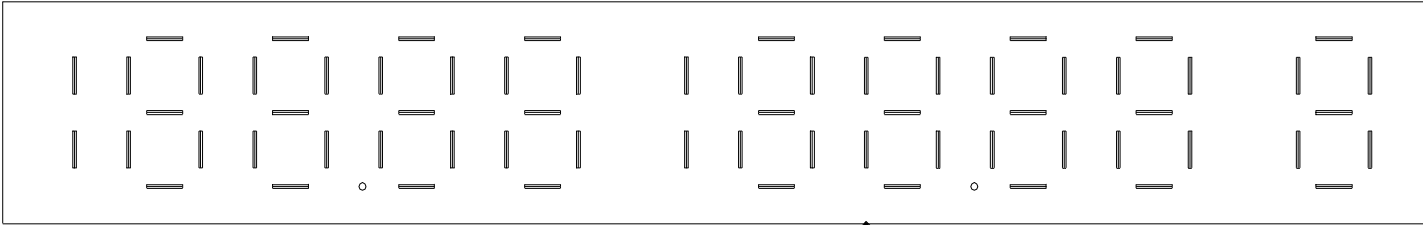
Figure 2



NOTE:

TOUTES LES RÉSISTANCES SONT EN OHMS SAUF SI INDIQUÉES
TOUS LES CONDENSATEURS SONT EN PICO FARADS SAUF SI INDIQUÉS





Télé incrémentation
des canaux

Télé transfert

Cavalier
fréquence
étendues

3.975MHz

I801
Interface

Microprocesseur I702

\overline{CE}

\overline{CE}

I706
Convertisseur A/D

I704
Mémoire non volatile

25/50k
Comm.
canal

Sw
incr/
décr.

Sélection
intensité

Éclairage
14Vcc

I103
Code vers
synthétiseur

Détection
verrouillage

$\overline{Clé}$
micro

\overline{Tx}