

La présente invention concerne les systèmes de communication analogique et numérique, et, plus particulièrement, un circuit d'interface couplant une ligne de communication bidirectionnelle symétrique transmettant des signaux analogiques et numériques à un fil dissymétrique bidirectionnel transmettant des signaux analogiques, et à des fils d'entrée et sortie dissymétriques transmettant des signaux numériques dans un système téléphonique.

Une ligne d'abonné montée en interface entre un poste téléphonique et un système de commutation se composent de deux fils (pointe et nuque). Ces deux fils sont utilisés pour le transfert de tous les signaux téléphoniques classiques: signaux de parole analogiques, signaux d'appel, signaux d'indication d'état tels que tonalités d'occupation ou d'invitation à numérotage, signaux multifréquence ou impulsions de numérotage, et alimentation en courant continu continu du poste téléphonique. Lorsque le système téléphonique est à lignes multiples apparaissant sur les postes, tels que les appareils à six touches, il est prévu deux fils par ligne, plus une paire supplémentaire de fils pour les signaux d'appel. Par suite, le faisceau de fils ou câbles reliant ce type d'appareil au système de commutation est coûteux, encombrant, difficile à agencer et relier.

Mais, un appareil téléphonique ne peut être utilisé que pour une conversation téléphonique à la fois, et une seule paire de fils (ligne téléphonique simple) est donc nécessaire pour le transfert des signaux entre l'appareil à lignes multiples et l'équipement de commutation.

Des signaux de commande numériques peuvent être utilisés pour que le système de commutation ne transfère à la fois qu'un seul signal téléphonique à l'appareil téléphonique, ou pour qu'il valide le fonctionnement d'indicateurs tels que des éléments d'affichage numérique sur cet appareil. On doit donc envisager, entre l'appareil téléphonique et le système de commutation, le transfert de signaux numériques, outre celui des signaux énumérés ci-dessus. Ainsi, en raison des interférences possibles avec et entre signaux (par ex., bruits de commutation), il a semblé jusque là nécessaire de prévoir plus de deux fils pour le transfert des signaux de parole, des signaux de données et d'autres signaux entre le système de commutation et l'appareil téléphonique.

Dans un système connu, les signaux de parole et de données numériques sont transmis sur la boucle d'abonné par l'intermédiaire de points de croisement de commutation du standard automatique. Cependant, les données ne peuvent être transmises que dans une bande
5 de fréquences inférieure à 4 kHz. Au même moment, les deux types de signaux ne se partagent pas réellement les lignes, puisque les signaux de parole peuvent interférer avec les signaux de données, et que ces derniers peuvent interférer avec les signaux de parole, rendant la transmission simultanée inintelligible. Donc, les signaux
10 de parole et de données sont séparés dans le temps, et il n'y a pas réellement utilisation simultanée des lignes.

Dans un autre système connu, on utilise des méthodes de modulation spécialisés, tels que des fonctions de Walsh dont le rôle est d'encapsuler les signaux de données, autrement dit de les séparer des
15 signaux de parole. Mais ces systèmes ne marchent généralement pas, car ils entraînent trop de composantes de bande latérale créées soit à proximité de la bande de parole, soit dans celle-ci, interférant donc avec cette dernière, de sorte qu'il est difficile, voire même impossible de transmettre les données en toute sécurité.

20 Nombre de problèmes se posent pour transmettre simultanément sur une paire de deux fils bidirectionnels des signaux de données numériques et des signaux de parole. La transmission des signaux numériques en haute fréquence entraîne l'émission de rayonnements par les fils, ce qui est légalement interdit par la réglementation
25 puisque cela entraîne alors des interférences avec les autres appareils et avec les paires voisines. Les caractéristiques des paires qui créent des pertes, des réflexions, etc., obligent également à transmettre à la fréquence la plus basse possible pour minimiser ces problèmes. Mais la transmission des signaux numériques à basse fré-
30 quence entraîne l'interférence avec la bande de parole. La transmission à une fréquence proche de la bande de parole entraîne une augmentation importante des coûts de l'installation. Elle rend, par exemple, nécessaire de prévoir des filtres raides à étages multiples dont le réglage est critique. En outre, les signaux de données à
35 modulation par déplacement de fréquence, ne peuvent, dans les systèmes de l'état de la technique, être commutés sans bruit et interfèrent donc avec les signaux de parole.

Comme les caractéristiques des fils bidirectionnels qui composent les lignes d'abonné sont très diverses, il est essentiel que les circuits de séparation et de restitution soient aussi simples et universels que possible, tout en étant fiables. La présente invention
5 concerne un circuit d'interface pour signaux de parole et de données, pouvant être utilisé pour la transmission simultanée de ces signaux entre un appareil téléphonique d'abonné et un standard automatique.

Le circuit conforme à l'invention est utilisé avec un système de transmission dans lequel les fréquences des signaux audio se
10 situent dans une bande de parole prédéterminée, les signaux de données apparaissant simultanément sur la paire symétrique, et dans lequel ces signaux de données modulent une porteuse dont la fréquence est sensiblement plus élevée que la fréquence la plus élevée de la bande de parole. Un tel système est décrit dans la demande de brevet
15 français 83 00794 déposée le 12/01/83 par la demanderesse et intitulée "Système téléphonique de transmission de signaux vocaux et de données entre une installation d'abonné et un autocommutateur".

Si les signaux de données sont transmis à grand débit, on se trouve face aux problèmes évoqués ci-dessus de rayonnements, d'inter-
20 férence et de dégradation du signal. Selon la présente invention, les signaux de parole et de données sont reçus d'une source distante, tel un transmetteur de signaux de parole et de données combinés. Les signaux de données sont transmis à vitesse relativement faible, avec
25 un taux de modulation de 100%, par la source précitée, et la fréquence de la porteuse sensiblement éloignée de la limite supérieure de la bande de parole, est suffisamment faible pour qu'on ne se trouve pas confronté avec des problèmes de rayonnement des fils ou de dégradation sérieuse.

Les signaux de parole et de données combinés, qui sont reçus
30 sur les fils de nuque et de pointe sont transférés à un premier fil dissymétrique, puis à un filtre qui laisse passer les fréquences de la bande de parole et atténue sensiblement les signaux de données, les signaux de parole étant transférés sur un deuxième fil dissymétrique.

35 L'impédance nominale, vis à vis des signaux de parole, des fils de transfert des signaux combinés est normalisée à 600 ou 900 ohms en Amérique du Nord. Ces fils ont des impédances de ligne plus faibles

que l'impédance précitée vis à vis de signaux dont la fréquence est sensiblement plus élevée que la fréquence la plus élevée de la bande de parole. Par exemple, les fils de nuque et de pointe présentent une impédance nominale de 135 ohms vis à vis d'un signal porteur de 32 5 kHz. Par suite, le circuit qui reçoit les signaux de parole et les signaux de données modulant le signal porteur doit avoir des impédances d'entrée adaptées aux impédances nominales des fils de transfert aux fréquences prédéterminées requises.

Selon l'invention, on obtient ces impédances d'entrée adaptées 10 grâce à un circuit de réaction original qui, simultanément, facilite la séparation ou la combinaison des signaux de parole et de données, et qui élimine les inconvénients des systèmes antérieurs décrits ci-dessus, ce circuit étant décrit en détail ci-après.

D'une manière générale, l'invention concerne un circuit d'inter- 15 face comportant un dispositif de réception d'un premier signal et d'un deuxième signal dont les fréquences sont différentes, transférés par une ligne qui présente une première impédance nominale prédéterminée vis à vis du premier signal et une deuxième impédance prédéterminée vis à vis du deuxième signal. L'impédance d'entrée du disposi- 20 tif de réception est intermédiaire entre les première et deuxième impédances de ligne. Le circuit d'interface comporte également un dispositif de transfert du premier signal en phase et du deuxième signal en opposition de phase vers son entrée, de sorte que l'impédance d'entrée est accrue pour être adaptée, au moins approximative- 25 ment, à la première impédance nominale de ligne vis à vis du premier signal, et réduite pour être adaptée, au moins approximativement, à la deuxième impédance nominale de ligne vis à vis du deuxième signal.

L'invention concerne également un circuit d'interface pour si- 30 gnaux de parole et de données comportant des circuits de réception d'un signal analogique et d'un signal numérique transférés par une ligne bidirectionnelle symétrique. Cette ligne présente une première impédance nominale vis à vis du signal analogique, et une deuxième impédance nominale vis à vis du signal numérique. La première impédance nominale est supérieure à la deuxième impédance nominale. Le 35 circuit d'interface comporte également des circuits pour transmettre au moins le signal numérique reçu sur une première ligne dissymétrique, et des résistances d'alimentation définissant un trajet de

faible résistance relié à la ligne symétrique pour le transfert d'un courant continu. Les résistances d'alimentation donnent au circuit une impédance d'entrée qui est plus faible que la première impédance nominale de ligne, mais plus élevée que la deuxième impédance de
5 ligne. Sont également prévus des circuits d'atténuation et d'inversion du signal numérique reçu et de transfert du signal analogique reçu, ainsi que des circuits de transmission du signal analogique sur un deuxième fil dissymétrique présentant une troisième impédance nominale, le circuit comportant en outre des circuits de réaction
10 pour transmettre le signal analogique en phase et le signal numérique, atténué et inversé, en opposition de phase avec les signaux analogique et numérique, respectivement, reçus depuis la ligne symétrique par l'intermédiaire des résistances d'alimentation, de sorte que l'impédance d'entrée est accrue pour être adaptée approximative-
15 ment à la première impédance nominale de la ligne vis à vis du signal analogique, et réduite pour être adaptée approximativement à la deuxième impédance nominale de la ligne vis à vis du signal numérique.

Plus particulièrement, l'invention concerne un circuit d'interface pour signaux de parole et de données, comportant des bornes de
20 pointe et de nuque prévues pour être reliées à une ligne bifilaire bidirectionnelle symétrique, laquelle présente une première impédance nominale de ligne vis à vis d'un premier signal analogique de largeur de bande prédéterminée et une seconde impédance nominale de ligne vis à vis d'une porteuse, la première impédance nominale de ligne étant
25 supérieure à la seconde, des résistances d'alimentation étant reliées aux bornes de pointe et de nuque pour former un trajet de courant continu à faible résistance pour la ligne symétrique, ces résistances définissant, entre les bornes précitées, une impédance qui est inférieure à la première impédance nominale de ligne et supérieure à la
30 seconde. Le circuit comporte, en outre, des circuits de réception, depuis la ligne symétrique, d'un premier signal analogique et d'un premier signal numérique, le signal numérique modulant en amplitude la porteuse, avec une borne de sortie de données dissymétrique reliée aux circuits de réception pour transmettre au moins le premier signal
35 numérique à un standard automatique ou un central. Sont également prévus des circuits d'atténuation pour laisser passer le premier signal analogique reçu tout en inversant et en atténuant sensiblement

le premier signal numérique reçu, une borne bidirectionnelle dissymétrique reliée aux circuits d'atténuation pour transmettre le premier signal analogique passé au standard ou au central et en recevoir de ce dernier un second signal analogique, une borne d'entrée de données
5 dissymétrique recevant un second signal numérique du standard ou du central, des circuits reliés aux résistances d'alimentation pour combiner et appliquer les seconds signaux analogique et numérique reçus aux bornes de pointe et de nuque et des circuits d'annulation reliés aux circuits de combinaison pour éviter que les signaux
10 combinés ne soient pas appliqués aux circuits de réception. Selon l'invention, on prévoit encore un circuit de réaction pour appliquer aux circuits de combinaison le premier signal analogique passé et le premier signal numérique inversé et sensiblement atténué, le premier signal analogique passé ayant une première amplitude prédéterminée et
15 le premier signal numérique inversé et atténué ayant une seconde amplitude prédéterminée inférieure à la première amplitude prédéterminée, ainsi que pour appliquer le signal combiné aux bornes de pointe et de nuque de telle sorte que le premier signal analogique passé est appliqué en phase avec les premiers signaux à la ligne
20 symétrique, alors que le premier signal numérique inversé et atténué est appliqué en opposition de phase avec eux, de manière à augmenter l'impédance entre les bornes de pointe et de nuque jusqu'à égaler approximativement la première impédance nominale de ligne pour le premier signal analogique, et à la réduire jusqu'à égaler approximati-
25 vement la seconde impédance nominale de ligne pour la porteuse.

L'invention concerne également un procédé définissant une interface pour signaux de parole et de données, lequel consiste à recevoir un signal analogique et un signal numérique provenant d'une ligne bifilaire bidirectionnelle symétrique qui présente une première impé-
30 dance nominale de ligne pour le signal analogique et une seconde impédance nominale de ligne pour le signal numérique, la première impédance étant supérieure à la seconde, et à appliquer au moins le signal numérique à un fil de sortie dissymétrique. Le procédé consiste également à alimenter en courant continu la ligne bifilaire
35 symétrique par une résistance de faible valeur, la résistance constituant, dans le circuit ainsi établi, une impédance d'entrée inférieure à la première impédance nominale de ligne, mais supérieur à la

seconde impédance nominale de ligne,; à atténuer le signal numérique reçu; et à appliquer le signal analogique reçu à un fil bidirectionnel dissymétrique. Le procédé consiste encore à renvoyer, sur la ligne bifilaire symétrique et par la résistance, le signal analogique reçu en phase avec le signal analogique, de sorte que l'impédance d'entrée augmente jusqu'à égaler la première impédance nominale de ligne pour le signal analogique, et à renvoyer, sur la ligne bifilaire symétrique et par la résistance, le signal numérique atténué en opposition de phase avec le signal numérique, de sorte que l'impédance d'entrée est réduite jusqu'à égaler la seconde impédance nominale de ligne pour le signal numérique.

L'invention concerne encore un procédé définissant une interface pour signaux de parole et de données, lequel consiste à former un trajet de courant continu à impédance d'entrée prédéterminée vers la ligne; à recevoir un premier et un second signal ayant respectivement une première et une seconde fréquence, en provenance de la ligne qui présente une première impédance nominale prédéterminée pour le premier signal et une seconde impédance nominale prédéterminée pour le second signal. La seconde impédance nominale de ligne prédéterminée est inférieure à la première. Le procédé consiste, en outre, à appliquer le premier signal en phase avec lui-même sur la ligne, et à appliquer le second signal en opposition de phase avec lui-même sur la ligne, de sorte que l'impédance d'entrée augmente jusqu'à égaler au moins approximativement la première impédance nominale de ligne pour le premier signal, et à la réduire jusqu'à égaler au moins approximativement la seconde pour le second signal.

L'invention concerne donc un agencement pour recevoir des signaux de parole et de données depuis une ligne bifilaire symétrique, pour amplifier ces signaux de parole et de données, le gain d'amplification étant plus grand pour les signaux de données que pour les signaux de parole, pour appliquer les signaux de parole et de données à une borne de sortie dissymétrique DATA RX, pour filtrer ces signaux de telle sorte que les signaux de données soient fortement atténués et inversés en phase, et pour appliquer les signaux de parole à une borne JNC reliée à un fil entrée/sortie dissymétrique, bidirectionnel, d'un standard automatique. L'invention concerne également des circuits pour adapter l'impédance d'entrée présentée à des signaux de bande de parole à l'impédance nominale que présente une

ligne à deux fils de pointe et de nuque aux signaux de parole, et pour adapter l'impédance d'entrée présentée à des signaux de bande de données à l'impédance caractéristique que présente la même ligne à des signaux de la fréquence de la porteuse. L'invention concerne également un trajet de courant continu à faible résistance permettant d'appliquer un courant de fonctionnement suffisant sur des boucles d'abonné de grande longueur. L'invention concerne en outre des circuits pour recevoir des signaux de données en provenance d'une borne d'entrée de données dissymétrique DATA TX, et des signaux de parole en provenance d'une borne JNC, pour combiner et amplifier ces signaux de données et de parole, pour appliquer les signaux combinés à la ligne bifilaire symétrique, tout en empêchant le renvoi de ces signaux combinés sur la borne de sortie de données dissymétrique DATA RX et sur le fil entrée/sortie bidirectionnel, dissymétrique, relié à la borne JNC.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres apparaîtront plus clairement à la lecture de la description d'un exemple de réalisation, ladite description étant faite en relation avec les dessins joints, parmi lesquels:

la Fig. 1 est un bloc-diagramme du système suivant l'invention, sous sa forme la plus simple,

la Fig. 2, est le schéma d'un bloc-diagramme d'une réalisation recommandée, suivant l'invention.

Les bornes de pointe T et de nuque R représentées Fig. 1 sont reliées à des résistances d'alimentation R1 et R5 (de même valeur) pour constituer un trajet de courant continu de faible résistance entre ces bornes et une source d'alimentation continue (-48 V). Les bornes T et R peuvent être reliées aux deux fils d'une ligne bifilaire symétrique bidirectionnelle formant une ligne d'abonné.

Les bornes T et R sont également reliées à un récepteur 2 de signaux de parole et de données provenant d'une ligne bifilaire symétrique bidirectionnelle. Le récepteur 2 présente une impédance d'entrée prédéterminée et a donc un gain prédéterminé correspondant.

Les signaux de parole occupent une largeur de bande prédéterminée, en pratique de 4 kHz, et les signaux de données modulent en amplitude une porteuse dont la fréquence est égale à au moins deux fois la fréquence la plus élevée de la bande de parole. La bande latérale la plus faible de la porteuse modulée est donc au-dessus de

la limite supérieure de la bande de parole. Dans un prototype réalisé conformément à l'invention et fonctionnant parfaitement, la porteuse est un signal sinusoïdal à 32 kHz modulée 100%.

5 La sortie du récepteur 2 est reliée à une borne DATA RX qui peut être reliée au fil de réception de données dissymétrique d'un standard automatique, ainsi qu'à l'entrée d'un filtre passe-bas 3. Ce dernier a sa sortie reliée à une borne JNC pouvant elle-même être reliée à un fil entrée/sortie bidirectionnel, dissymétrique qui, dans une réalisation préférée, est un fil de jonction d'un autocommutateur.

10 La sortie du filtre passe-bas 3 est également relié à un circuit de réaction 4 qui applique les signaux reçus du récepteur 2 et filtrés dans le filtre 3 à la résistance d'alimentation R1, par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel 17 et d'un transistor 6, et appliquent ces mêmes signaux ces signaux en opposition de phase
15 à la résistance d'alimentation R5, par l'intermédiaire de l'amplificateur opérationnel 23 et du transistor 5. Au collecteur du transistor 6 est appliquée une tension de référence VT. A l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel 23 est appliquée une tension de référence VREF, et à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17 est appliquée la tension de référence VREF par l'intermédiaire d'une résistance 19.

Les signaux de parole et de données reçus sur les bornes T et R sont amplifiés dans le récepteur 2, puis appliqués à la borne DATA RX et au filtre passe-bas 3. Le filtre passe-bas 3 atténue fortement et
25 déphase de 180° les signaux dont la fréquence est supérieure à environ 8 kHz, alors qu'il laisse passer, sans atténuation sensible, ni déphasage, les signaux dont la fréquence est inférieure à environ 8 kHz. Les signaux filtrés sont appliqués au circuit de réaction 4 dont la sortie commande l'amplificateur opérationnel 17 commandant
30 lui-même le transistor 6.

L'émetteur du transistor 6 est relié à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 23, par l'intermédiaire d'une résistance 20 (Fig. 2). Une tension croissante sur l'émetteur du transistor 6 entraîne une chute de tension au collecteur du transistor 5.

35 En fonctionnement, les signaux sont filtrés dans le filtre 3 comme décrit ci-dessus, et sont appliqués à la borne entrée/sortie JNC, ainsi qu'au circuit de réaction 4. Une partie prédéterminée des

signaux de parole est renvoyée en phase sur les bornes T et R, par l'intermédiaire respectivement des résistances R1 et R5, des transistors 6 et 5 et des amplificateurs opérationnels 17 et 23. On désignera par "a" cette partie prédéterminée, "a" étant supérieur ou égal à 0 et inférieur ou égal à 1, et dépendant du gain prédéterminé du récepteur 2.

Une partie prédéterminée du signal de données est appliquée en opposition de phase aux bornes T et R, par l'intermédiaire respectivement des résistances R1 et R5 (de mêmes valeurs), des transistors 6 et 5 et des amplificateurs opérationnels 17 et 23. On désignera par "b" cette partie prédéterminée, "b" étant supérieur ou égal à 0, inférieur ou égal à 1, et dépendant du gain de l'amplificateur 2 et de l'atténuation dans le filtre passe-bas 3.

L'impédance d'entrée Z_{INV} du circuit, pour les signaux de parole, mesurée entre les bornes T et R, est donnée par la différence de tension entre ces bornes divisée par le courant traversant le circuit. La tension sur la borne R étant égale et opposée à la tension sur la borne T, l'impédance d'entrée Z_{INV} , mesurée entre les bornes T et R, est égale à deux fois la tension sur la borne T divisée par le courant traversant le circuit.

La résistance d'entrée de l'amplificateur d'entrée du récepteur 2 est très élevée, et, par suite, la plus grande partie du courant traversant le circuit passe par les résistances R1 et R5.

Donc, pour les signaux de parole, on peut démontrer que le circuit présente une impédance d'entrée Z_{INV} de l'ordre de:

$$Z_{INV} = 2R1/(1-a), \text{ avec "a" compris entre 0 inclus et 1 inclus.}$$

Les fils de pointe et de nuque présentent une première impédance nominale de ligne de 600 ou 900 ohms vis à vis des signaux de parole. L'impédance d'entrée Z_{INV} entre les bornes T et R peut, vis à vis des signaux de parole, être amenée à la valeur de cette première impédance nominale de ligne, en faisant varier la partie "a" du signal de parole renvoyée aux bornes T et R.

Par exemple, l'impédance d'entrée Z_{INV} peut théoriquement être abaissée à une valeur aussi faible que la résistance formée par les résistances R1 et R5 (si $a = 0$), ou élevée à une valeur infinie ou de circuit ouvert (si $a = 1$). Mais, pratiquement, la gamme d'impédances réalisable est plus limitée.

Les signaux de données apparaissant sur les bornes T et R sont amplifiés dans le récepteur 2, fortement atténués et inversés dans le filtre passe-bas 3, et renvoyés en opposition de phase avec les signaux reçus, sur les bornes T et R, par l'intermédiaire respectivement des résistances R1 et R5.

On peut donc démontrer que, pour les signaux de données, le circuit présente une impédance d'entrée Z_{IND} de l'ordre de:

$$Z_{IND} = 2R1/(1+b), \text{ avec "b" compris entre 0 inclus et 1 inclus.}$$

Les fils de pointe et de nuque présentent une seconde impédance nominale de ligne, vis à vis de la porteuse, c'est-à-dire une impédance de l'ordre de 135 ohms pour une porteuse de 32 kHz. La résistance formée par les résistances R1 et R5 est supérieure à la seconde impédance nominale de ligne, mais de beaucoup inférieure à la première. Par suite, l'impédance d'entrée Z_{IND} vis à vis des signaux de données peut être ramenée à la valeur de la seconde impédance nominale de ligne en faisant varier la partie "b" du signal de données en opposition de phase qui est renvoyée aux bornes T et R. Cette variation est obtenue en réglant, d'une manière connue, l'atténuation dans le filtre passe-bas 3.

Théoriquement, l'impédance d'entrée Z_{IND} peut être élevée la valeur de la résistance formée par les deux résistances R1 et R5 (si $b = 0$), ou être abaissée à la valeur de la résistance de R1 ou R5 (si $b = 1$).

On a représenté, à la Fig. 2, le schéma d'un exemple de réalisation préféré du circuit d'interface pour signaux de parole et de données, ces signaux étant reçus sur les bornes T et R et appliqués, par des résistances d'entrée de valeur élevée 11 et 12, aux entrées non-inverseuse et inverseuse d'un amplificateur opérationnel 10. La sortie de l'amplificateur opérationnel 10 est couplée capacitivement, par le condensateur 13, à la borne DATA RX, d'une part, et à la masse, d'autre part, par une résistance de dérivation 14. Le condensateur 13 et la résistance 14 forment un filtre passe-haut qui élimine les bruits et les signaux alternatifs de ligne d'alimentation inférieurs à environ 200 Hz. La sortie de l'amplificateur 10 est reliée à son entrée inverseuse, d'une manière connue, par une résistance de réaction Rf1.

Les signaux filtrés sont alors appliqués à un filtre passe-bas

15, du type Sallen & Key, qui atténue fortement et déphase de 180° les signaux se situant au dessus de 8 kHz environ. Les signaux modulés par les données et les bandes latérales correspondantes sont donc atténués et déphasés, alors que les signaux de parole passent
5 pratiquement sans atténuation ou déphasage. Les signaux de sortie filtrés sont appliqués à la borne entrée/sortie dissymétrique JNC, par une résistance d'adaptation d'impédance de jonction 16. La borne JNC peut être reliée au fil de jonction d'un système de commutation d'un autocommutateur par exemple.

10 Les signaux de parole et de données sont, à la sortie du condensateur 13, également appliqués à la borne DATA RX, pour être transmis sur une voie de données ou autre de l'autocommutateur.

Une borne d'entrée DATA TX est reliée à la masse par une résistance chûtrice Rpd. 0 cette borne est reçue, par un fil d'entrée
15 dissymétrique relié à l'autocommutateur, une porteuse de 32 kHz modulée par des signaux de données. La porteuse modulée est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17, par une résistance d'entrée de valeur élevée 18. Le signal de sortie de l'amplificateur opérationnel 17 est appliqué, par un transistor de
20 puissance 6 et une résistance d'alimentation R1, à la borne T (ou R), ainsi qu'il a été décrit précédemment en se référant à la Fig. 1.

Le point commun à l'émetteur du transistor 6 et à la résistance R1 est relié à l'entrée inverseuse de l'amplificateur 10, par une résistance de valeur élevée 21, et, d'une manière connue, à l'entrée
25 inverseuse de l'amplificateur 17 par une résistance de réaction Rf2.

A l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17 est appliquée, par une résistance 19, une tension de référence VREF.

L'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel 10 est reliée à la borne de fil de nuque R par une résistance de valeur
30 élevée 22 et la résistance d'alimentation R5. Le point commun aux résistances R5 et 22 est relié au collecteur d'un transistor de puissance 5, dont l'émetteur est relié à une source de courant continu -48V, pour l'alimentation des bornes T et R. Le point commun aux résistances R1 et Rf2 est également relié, par la résistance
35 d'entrée 20, à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17, dont l'entrée non-inverseuse est reliée à la source de tension de référence VREF. Dans un prototype conforme à l'invention et fonction-

nant parfaitement, VREF est égal à $-10V$. La sortie de l'amplificateur opérationnel 23 est reliée à la base du transistor 5 par l'intermédiaire d'un détecteur de court-circuit 24. Le collecteur du transistor 5 est reliée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 23 par une résistance de réaction Rf3. La borne T est reliée à la masse par une résistance de valeur élevée 29 et la borne R au détecteur de court-circuit 24 par une résistance de même valeur 30.

Le détecteur de court-circuit 24 mesure le courant qui traverse la résistance 30, et, si ce courant est supérieur à un seuil prédéterminé (de par exemple 100 mA), il bloque le transistor 5 qui, de ce fait, ne transmet plus aucun courant.

La fonction de réaction, comme on l'a mentionné ci-dessus pour le composant 4 de la Fig. 1, est assurée par l'intermédiaire de deux fils 25 et 26. Le fil 25 est relié à la borne JNC et forme avec la résistance 27 un circuit relié à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17. Les résistances 27 et 18 ont des valeurs approximativement égales.

Le fil 26 est relié à la sortie du filtre 15 de type Sallen & Key et forme, avec la résistance 28 qui a approximativement la même valeur que l'une ou l'autre des résistances 27 et 18, un circuit relié à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17.

Les signaux de données reçus de l'autocommutateur, à la borne DATA TX, sont amplifiés dans les amplificateurs 17 et 23, amplifiés en puissance dans les transistors 6 et 5, et appliqués aux bornes T et R par les résistances d'alimentation de faible valeur R1 et R5. Comme les signaux sont renvoyés sur les entrées non-inverseuse et inverseuse de l'amplificateur 10, par les résistances 11 et 12 respectivement, ils sont donc appliqués avec la même phase, par les résistances 21 et 22, sur les entrées inverseuse et non-inverseuse respectivement de l'amplificateur 10. Par suite, les signaux de données provenant de l'autocommutateur, à transmettre sur les bornes T et R, sont pratiquement annulés dans l'amplificateur 10. Il n'en est pas de même pour les signaux reçus aux bornes T et R.

Les résistances d'alimentation R1 et R5 peuvent être de 75 ohms chacune. Par suite, l'impédance d'entrée en courant continu du circuit d'interface est de 150 ohms. Les résistances d'entrée 11 et 12 sont de l'ordre de 200 ohms chacune.

Les points communs à la résistance R1 et l'émetteur du transistor 6, d'une part, à la résistance 55 et l'émetteur du transistor

5, d'autre part, constituent des points d'alimentation. Du fait de la présence du circuit de réaction préalablement décrit, une partie des signaux de la bande de parole, apparaissant sur les bornes T et R, se retrouve sur les points d'alimentation. La tension instantanée sur ces points, qui est due aux signaux de parole, suit en fait la tension de signal sur les fils de pointe et de nuque. Donc, on a moins de courant dans les résistance R1 et R5 en présence du circuit de réaction, et l'impédance d'entrée apparente vis à vis des signaux de parole est amenée à environ 600 ohms.

10 En fonctionnement, les signaux de parole et de données apparaissant sur les bornes T et R sont amplifiés de manière différentielle dans l'amplificateur 10, traversent le filtre passe-haut constitué du condensateur 13 et de la résistance 14, puis sont appliqués à la borne DATA RX et au filtre passe-bas 15. Comme on l'a dit
15 précédemment, les signaux de parole traversent ce filtre sans modification sensible, alors que les signaux de données sont atténués et inversés en phase.

L'amplitude du signal de parole apparaissant sur la borne entrée/sortie JNC est réduite de moitié par rapport au signal de
20 sortie du filtre 15, du fait de la chute de tension dans la résistance 16. Le signal de parole et le signal de données, atténué et déphasé, sont respectivement appliqués aux entrées non-inverseuse et inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17, par les résistances 28 et 27 qui ont même valeur.

25 L'amplitude du signal de parole apparaissant sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel 17 a une valeur double de celle du signal apparaissant sur l'entrée inverseuse. Le signal de parole est donc amplifié dans l'amplificateur 17, et le signal de sortie correspondant de cet amplificateur définit la tension base-
30 émetteur du transistor 6. Le signal de parole est, par suite, encore amplifié dans ce transistor et appliqué, avec la même phase et par R1, à la borne T.

Les signaux de données, fortement atténués et déphasés, apparaissant en sortie du filtre passe-bas 15, sont repris par un circuit
35 de réaction, comme il vient d'être décrit pour les signaux de parole. Mais la réaction créée est de type négatif du fait que ces signaux ont été déphasés de 180° dans le filtre passe-bas. Par suite, lorsqu'augmente la tension instantané des signaux de données entre

les bornes T et R, la tension instantanée aux points d'alimentation diminue, le courant qui traverse les résistances R1 et R5 augmente et l'impédance d'entrée est ramenée à une valeur inférieure à celle de l'impédance d'entrée en courant continu.

5 L'impédance de la ligne symétrique à 32 kHz est en pratique de 135 ohms.

Le circuit de réaction négative, outre qu'il abaisse l'impédance d'entrée, permet un réglage du gain de l'amplificateur 10 en formant, sur les points d'alimentation, un signal de réaction qui est
10 soustrait du signal de ligne. Donc, le gain de l'amplificateur 10 est élevé à la fréquence de la porteuse (c'est-à-dire supérieure à 8 kHz), et l'atténuation est réduite dans le trajet suivi par les signaux de données.

Un prototype a été réalisé conformément à l'invention, dans le-
15 quel l'amplificateur 10 atténue les signaux de parole de 20 dB par octave en raison de la réaction positive et les signaux de données de 12 dB par octave en raison de la réaction négative. Donc, le rapport signal de données/signal de parole est amélioré de 8 dB à la sortie de l'amplificateur 10, avant transmission vers la borne de sortie de
20 données dissymétrique DATA RX.

Il est possible de régler la variation de l'impédance d'entrée, qui est augmentée ou réduite par réaction positive ou négative respectivement, en mélangeant les signaux d'entrée du filtre passe-
bas 15 avec ses signaux de sortie. On peut ainsi établir plusieurs
25 impédances d'entrée apparentes en faisant varier les proportions des signaux de réaction mélangés.

En résumé, dans un prototype construit suivant l'invention, une impédance d'entrée en courant continu de 150 ohms est formée par les
deux résistances R1 et R5 de 75 ohms, ce qui permet d'alimenter avec
30 un courant suffisant des boucles d'abonné de grande longueur. Un circuit de réaction positive permet d'amener à 600 ohms l'impédance d'entrée apparente pour les signaux de parole, cette valeur étant celle de l'impédance nominale de la ligne pour ces signaux. Un circuit de réaction négative permet de ramener à 135 ohms l'impédance
35 d'entrée apparente pour les signaux de données, cette valeur étant celle de l'impédance nominale de la ligne à 32 kHz, fréquence de la

porteuse.

Les résistances R1, R5, 11 et 12 protègent également le circuit des signaux d'alimentation du secteur. Les courants correspondants élevés sont en fait bloqués par les résistances d'équilibrage de 5 valeur élevée 11 et 12, et court-circuitées à la masse par les résistances de faible valeur R1 et R5. Donc, l'entrée de l'amplificateur 10 est protégée de toute tension excessive due aux tensions du secteur.

Les signaux de données entrant par la borne DATA TX et les 10 signaux de parole entrant par la borne JNC sont mélangés et amplifiés dans l'amplificateur 17, puis transmis aux bornes T et R, par les résistances R1 et R5, pour transmission sur les fils de la ligne symétrique. Pour éviter le retour des signaux vers les bornes JNC et DATA RX, les signaux sortants combinés sont également transmis à 15 l'entrée inverseuse de l'amplificateur par la résistance 21, et à son entrée non-inverseuse par la résistance 22, la valeur des résistances 21 et 22 étant de l'ordre de la somme des valeurs des résistances 11 et R1, ou R5 et 12. Les signaux à transmettre sur les bornes T et R apparaissent donc comme des signaux du secteur aux entrées de l'ampli- 20 ficateur 10, et sont pratiquement annulés comme décrit ci-dessus. Mais les signaux entrants en provenance des bornes T et R sont, eux, reçus et amplifiés dans l'amplificateur 10.

Il est entendu que la description qui précède a été faite à titre d'exemple non-limitatif, et que des variantes peuvent être 25 envisagées sans, pour cela, sortir du cadre de l'invention et des revendications annexées.

REVENDEICATIONS

1) Circuit d'interface pour des signaux de fréquences différentes, caractérisé en ce qu'il comporte:

(a) des moyens de réception (2) pour recevoir à partir d'une ligne bifilaire un premier et un second signal sur deux fréquences
5 différentes, ladite ligne bifilaire (T, R) présentant une première impédance nominale au premier signal et une seconde impédance nominale au second signal, la seconde impédance nominale étant inférieure à la première, et les moyens de réception (2) ayant une impédance d'entrée intermédiaire entre la première et la deuxième impédance
10 nominale de ligne, et

(b) des moyens de transmission (3, 4) pour appliquer à la ligne (T, R) le premier signal avec la même phase et le second en opposition de phase, de sorte que l'impédance d'entrée est augmentée jusqu'à égaler au moins approximativement la première impédance nomi-
15 nale de la ligne pour le premier signal, et réduite jusqu'à égaler au moins approximativement la seconde impédance nominale de la ligne pour le deuxième signal.

2) Circuit d'interface suivant la revendication 1, dans lequel le premier signal est un signal analogique et le second un signal
20 numérique, caractérisé en ce que les moyens de transmission comportent:

(a) des premiers moyens de transmission reliés auxdits moyens de réception (2) pour transmettre au moins le signal numérique à une première ligne dissymétrique (DATA RX),

25 (b) des moyens pour appliquer un courant continu de ligne à la ligne symétrique (T, R), lesquels se composent de résistances d'alimentation (R1, R5) formant un trajet à faible résistance pour le courant continu circulant vers la ligne symétrique (T, R), ces résistances définissant, pour le circuit, une impédance d'entrée qui
30 est inférieure à la première impédance nominale de la ligne et supérieure à la seconde,

(c) des moyens d'atténuation (3 ou 15) reliés aux moyens de réception (2 ou 10) et aux premiers moyens de transmission pour atténuer le signal numérique reçu et en inverser la phase, tout en
35 laissant passer sans modification sensible le signal analogique reçu,

(d) des seconds moyens de transmission reliés aux moyens d'atténuation (3 ou 15) pour appliquer le signal analogique reçu et

non modifié à une seconde ligne bidirectionnelle dissymétrique (JNC) présentant une troisième impédance nominale de ligne, et

(e) des moyens de réaction (4) reliés aux moyens d'atténuation (3) pour appliquer, par l'intermédiaire de résistances, à la ligne symétrique (R, T) le signal analogique reçu et non modifié avec la même phase et le signal numérique reçu et atténué, en opposition de phase, de sorte que l'impédance d'entrée est augmentée jusqu'à égaler approximativement la première impédance nominale de la ligne pour le signal analogique, et réduite jusqu'à égaler approximativement la seconde impédance nominale de la ligne pour le signal numérique.

3) Circuit d'interface selon la revendication 2, caractérisé en ce que les moyens de réception (2) comportent des moyens d'amplification (10) des signaux analogique et numérique.

4) Circuit d'interface selon la revendication 2, caractérisé en ce que les moyens d'atténuation (3) se composent d'un filtre passe-bas (15) qui atténue fortement le signal numérique et en inverse la phase, et laisse passer le signal analogique, les seconds moyens de transmission comportant une résistance d'adaptation d'impédance (16) qui est montée entre le filtre passe-bas et la ligne bidirectionnelle dissymétrique (JNC) pour équilibrer la troisième impédance nominale de la ligne.

5) Circuit d'interface selon la revendication 3 ou 4, caractérisé en ce que les moyens d'amplification (10) sont constitués par un amplificateur différentiel avec un premier gain pour le signal analogique et un deuxième gain pour le signal numérique, le premier gain étant inférieur au second.

6) Circuit d'interface selon la revendication 3 ou 4, caractérisé en ce que les moyens de réaction (4) sont conçus de manière à régler le gain des moyens d'amplification (10), en diminuant ce gain pour le signal analogique lorsque l'impédance d'entrée est augmentée pour ce signal, et en l'augmentant pour le signal numérique lorsque l'impédance d'entrée est réduite pour ce signal.

7) Circuit d'interface pour signaux analogiques et numériques, caractérisé en ce qu'il comporte:

(a) des bornes de pointe (T) et de nuque (R) de fiche bipolaire pour liaison aux deux fils d'une ligne bidirectionnelle symétrique, cette dernière présentant une première impédance nominale pour un premier signal analogique occupant une largeur de bande prédéterminée

et une seconde impédance nominale pour la porteuse du signal numérique, la première impédance nominale de la ligne étant supérieure à la seconde, la fréquence de la porteuse étant beaucoup plus élevée que la fréquence la plus élevée de la bande occupée par le premier
5 signal analogique,

(b) des résistances d'alimentation (R1, R5) reliées aux bornes (T,R) constituant un trajet de faible résistance pour un courant continu de ligne transféré sur la ligne symétrique, ces résistances formant, entre les bornes (T, R) une impédance qui est inférieure à
10 la première impédance nominale de la ligne et supérieure à la seconde,

(c) des moyens de réception (10) reliés aux bornes (T, R) pour recevoir le premier signal analogique et le premier signal numérique en provenance de la ligne symétrique, le signal numérique modulant en amplitude la porteuse,

15 (d) une borne de sortie de données (DATA RX) reliée aux moyens de réception pour transmettre au moins le premier signal numérique à un fil de sortie de données dissymétrique,

(e) des moyens d'atténuation (15) reliés aux moyens de réception, pour laisser passer le premier signal analogique reçu, tout en
20 inversant et atténuant fortement le premier signal numérique reçu,

(f) une borne de jonction (JNC) pour transmettre le premier signal analogique passé à un fil bidirectionnel dissymétrique et pour recevoir un deuxième signal analogique,

(g) une borne d'entrée de données (DATA TX) pour recevoir un
25 second signal numérique d'un fil d'entrée de données dissymétrique (DATA TX),

(h) des moyens de combinaison (27, 28, 17) reliés aux bornes d'entrée de données (DATA TX) et de jonction (JNC) pour combiner et transmettre, par les résistances d'alimentation, les seconds signaux
30 analogique et numérique,

(i) des moyens d'annulation (21, 22, R1 à 11, R5 à 12) pour éviter que les signaux combinés ne soient renvoyés vers les moyens de réception, et

(j) des moyens de réaction 17 à 5 à R1, 23 à 5 à R5) pour
35 transmettre aux moyens de combinaison le premier signal analogique passé et le premier signal numérique atténué et inversé, ce premier signal passé et le premier signal numérique atténué et inversé, ce premier signal non-modifié ayant une première amplitude prédéterminée

et ce premier signal atténué et inversé ayant une seconde amplitude prédéterminée qui est inférieure à la première, le signal combiné étant transmis aux bornes (T, R), de telle sorte que le signal passé a la même phase que le signal analogique de ligne alors que le signal
5 atténué et inversé est en opposition de phase avec le signal numérique de ligne, et que, par suite, l'impédance entre les bornes (T, R) est augmentée jusqu'à égalier approximativement l'impédance nominale de la ligne pour les signaux analogiques, et réduite jusqu'à égalier approximativement l'impédance nominale de la ligne pour la
10 porteuse.

8) Circuit d'interface selon la revendication 7, caractérisé en ce que les moyens de réception sont constitués par des moyens d'amplification (10) des signaux analogique et numérique, les bornes (T, R) étant reliées à la première et à la seconde entrée de ces
15 moyens d'amplification, par l'intermédiaire de résistances d'équilibrage d'entrée de valeurs élevées, sensiblement identiques, (11, 12).

9) Circuit d'interface selon la revendication 7, caractérisé en ce que les moyens de combinaison sont constitués par un amplificateur de sommation (17) dont la sortie est reliée aux résistances d'alimentation (R1, R5), dont une première entrée est reliée à la sortie des
20 moyens d'atténuation (15) et dont une seconde entrée est en circuit avec la borne de jonction (JNC) et la borne d'entrée de données (DATA TX)

10) Circuit d'interface selon la revendication 8 ou 9, caractérisé en ce que les moyens d'amplification sont constitués par un amplificateur différentiel (10) avec un premier gain pour le premier signal analogique et un second gain pour le premier signal numérique, le premier gain étant inférieur au second.

11) Circuit d'interface selon la revendication 8 ou 9, caractérisé en ce que les moyens de réaction (4) sont conçus de manière à
30 régler le gain des moyens d'amplification (10), en diminuant ce gain pour le premier signal analogique lorsque l'impédance d'entrée est augmentée pour ce signal, et en l'augmentant pour le signal numérique lorsque l'impédance d'entrée est réduite pour ce signal.

12) Circuit d'interface selon la revendication 8 ou 9, caractérisé en ce que les moyens d'annulation sont constitués par un circuit monté entre la sortie de l'amplificateur de sommation (17) et l'une
35

des première et seconde entrées des moyens d'amplification (10), lequel circuit comporte une troisième résistance (21) de même valeur que l'une ou l'autre des résistances d'entrée d'équilibrage (11, 12), l'autre entrée étant reliée à la sortie de l'amplificateur de sommation par les résistances d'alimentation, de sorte que les signaux en sortie de cet amplificateur de sommation sont annulés dans des moyens d'amplification.

13) Circuit d'interface selon la revendication 7, 8 ou 9, caractérisé en ce que les signaux analogiques sont des signaux basse fréquence, la fréquence de la porteuse est de l'ordre de 32 kHz, la porteuse étant, de préférence, modulée, en amplitude à 100% par les signaux numériques, et la fréquence de coupure du filtre passe-bas étant de l'ordre de 8 kHz.

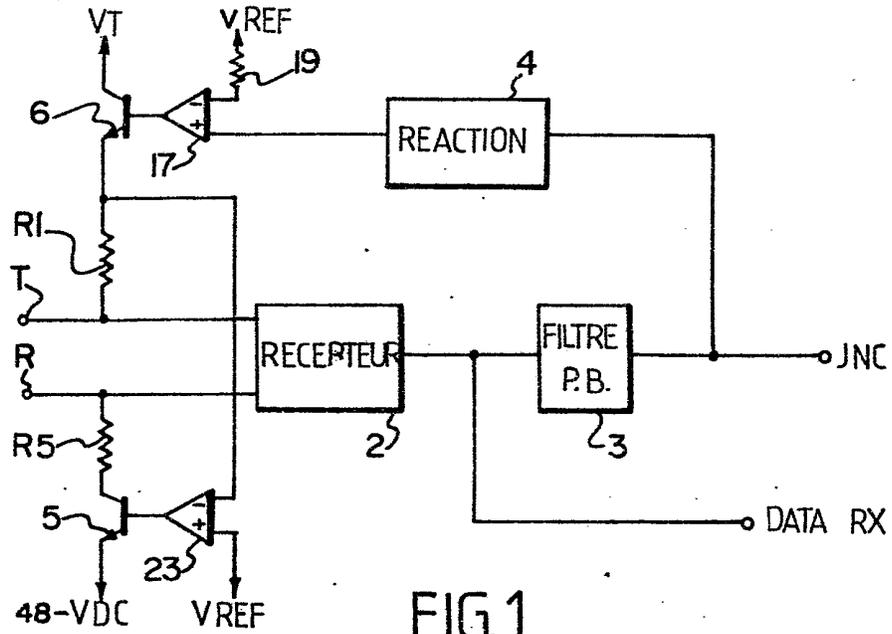


FIG. 1

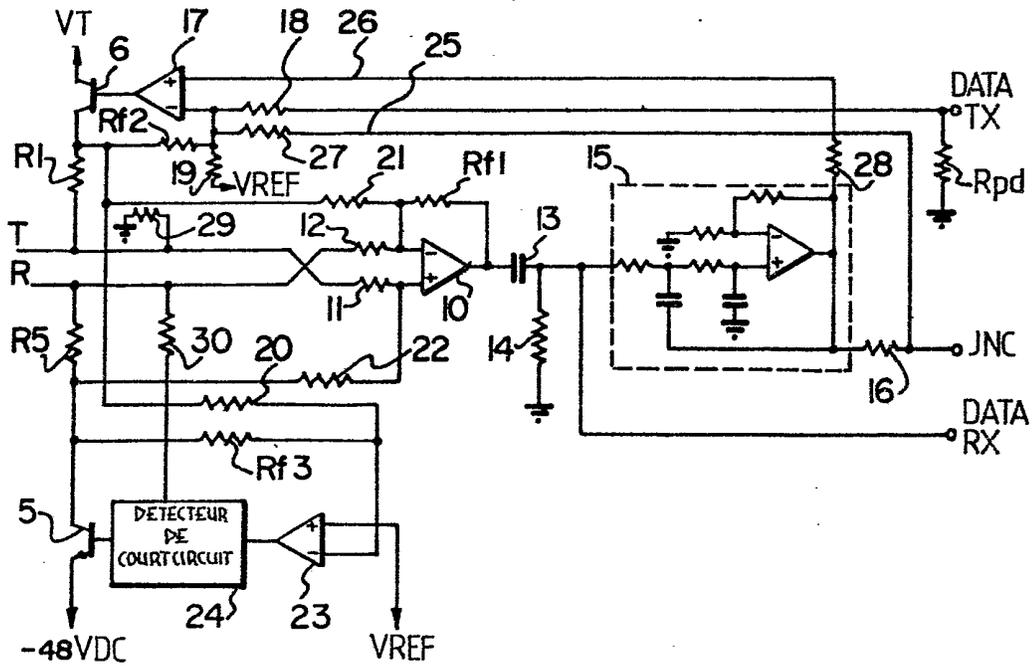


FIG. 2