

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
COURBEVOIE

①1 N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

**3 070 100**

②1 N° d'enregistrement national : **17 57679**

⑤1 Int Cl<sup>8</sup> : *H 03 F 1/02 (2018.01), H 03 F 1/30*

⑫

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

②2 Date de dépôt : 14.08.17.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public de la  
demande : 15.02.19 Bulletin 19/07.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

○ Demande(s) d'extension :

⑦1 Demandeur(s) : *MACOM TECHNOLOGY SOLU-  
TIONS HOLDINGS, INC. — US.*

⑦2 Inventeur(s) : PHAM BI et BOUISSE GERARD.

⑦3 Titulaire(s) : *MACOM TECHNOLOGY SOLUTIONS  
HOLDINGS, INC..*

⑦4 Mandataire(s) : CABINET BEAUMONT.

⑤4 **ARCHITECTURE D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SANS MODULATION, A LARGE BANDE ET A HAUT RENDEMENT.**

⑤7 Des dispositifs et des procédés sont décrits pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge. Un amplificateur de puissance sans modulation de charge peut comprendre de multiples amplificateurs connectés en parallèle pour amplifier un signal qui a été divisé en des chemins de circuits parallèles. L'un des amplificateurs peut fonctionner comme amplificateur principal dans une première classe d'amplification et les amplificateurs restants peuvent fonctionner comme amplificateurs de crête dans une deuxième classe d'amplification. L'amplificateur principal peut ne voir aucune modulation de sa charge entre les états complètement en marche et complètement en retrait de l'amplificateur de puissance. Des améliorations de la largeur de bande et du rendement de drain sont obtenues par rapport à des amplificateurs Doherty conventionnels.

**FR 3 070 100 - A1**



**ARCHITECTURE D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE SANS MODULATION, A  
LARGE BANDE ET A HAUT RENDEMENT**

ARRIERE PLAN

Domaine technique

5           La technologie concerne des amplificateurs à forte  
puissance, à haute vitesse et efficaces et qui peuvent être  
construits à partir de multiples transistors fonctionnant dans  
des chemins de circuits parallèles et qui sont constitués de  
matériaux semi-conducteurs tels que, mais sans être limité à cela,  
10 le nitrure de gallium.

Exposé de l'art antérieur

Les amplificateurs de puissance à haute vitesse formés  
à partir de matériaux semi-conducteurs ont diverses applications  
utiles, tels que les communications radiofréquences (RF), les  
15 radars, les applications de conversion d'énergie et de puissance  
RF, et les applications micro-ondes. Le matériau semi-conducteur  
nitrure de gallium a particulièrement attiré l'attention ces  
dernières années en raison de ses propriétés électroniques et  
électro-optiques souhaitables. En raison de son large intervalle  
20 de bande interdite, le GaN est plus résistant à des claquages par  
avalanche et peut maintenir des performances électriques à des

températures supérieures à celles d'autres semi-conducteurs, comme le silicium. Le GaN a aussi une vitesse de saturation de porteurs plus élevée et peut soutenir des densités de puissance supérieures par rapport au silicium. De plus, le GaN a une structure de cristal wurtzite, est un matériau très stable et très dur, a une forte conductivité thermique et a un point de fusion nettement plus élevé que d'autres semi-conducteurs conventionnels tels que le silicium, le germanium et l'arséniure de gallium. En conséquence, le GaN est utile pour des applications à haute vitesse, à haute tension et à haute puissance.

Les applications supportant des communications mobiles et un accès Internet sans fil selon les normes de communication actuelles et proposées, comme WiMax, 4G et 5G, peuvent avoir de très fortes demandes de performances pour des amplificateurs à haute vitesse conçus à partir de transistors semi-conducteurs. Les amplificateurs peuvent devoir répondre à des spécifications de performances en ce qui concerne la puissance de sortie, la linéarité du signal, le gain du signal, la largeur de bande et le rendement.

## 20 RÉSUMÉ

On décrit ici des dispositifs et des procédés d'amplification de signaux radiofréquences. Un amplificateur de puissance à classes multiples peut inclure plusieurs amplificateurs fonctionnant en parallèle dans différentes classes d'amplification et fournissant des signaux amplifiés à une sortie commune. Un amplificateur principal peut amplifier des signaux à de faibles niveaux de signal et de hauts niveaux de signal. Des amplificateurs secondaires peuvent être au repos (sans amplification) aux faibles niveaux de signal et devenir actifs (amplification) lorsque les niveaux de signal augmentent. L'amplificateur principal peut voir une même impédance à sa sortie indépendamment du fait que les amplificateurs secondaires soient au repos ou actifs, évitant par cela une modulation de charge de l'amplificateur principal qui est typique avec des amplificateurs Doherty conventionnels.

Certains modes de réalisation concernent un amplificateur de puissance comprenant une première branche de circuit contenant un premier amplificateur et un deuxième amplificateur connectés en parallèle, le premier amplificateur étant agencé pour fonctionner en classe AB et le deuxième amplificateur étant agencé pour fonctionner dans une classe différente, et une deuxième branche de circuit connectée en parallèle avec la première branche de circuit, la deuxième branche de circuit contenant un troisième amplificateur agencé pour fonctionner dans la classe différente.

5 L'amplificateur de puissance peut en outre inclure un premier nœud agencé pour recevoir des signaux de sortie à partir du premier amplificateur et du deuxième amplificateur, un deuxième nœud agencé pour recevoir un signal de sortie à partir du troisième amplificateur, un premier inverseur d'impédance connecté entre le premier nœud et un nœud de combinaison, un deuxième inverseur d'impédance connecté entre le deuxième nœud et le nœud de combinaison, et un port de sortie connecté au nœud de combinaison et agencé pour se connecter à une charge ayant une valeur d'impédance R.

20 Certains modes de réalisation concernent un procédé d'amplification d'un signal. Le procédé peut comprendre des étapes consistant à recevoir un premier signal au niveau d'un premier amplificateur qui fonctionne en classe AB ; recevoir une première copie du premier signal au niveau d'un deuxième amplificateur connecté en parallèle avec le premier amplificateur, le deuxième amplificateur fonctionnant dans une classe différente ; recevoir une deuxième copie du premier signal au niveau d'un troisième amplificateur qui fonctionne dans une classe différente ; combiner une sortie provenant du premier amplificateur avec une sortie

25 provenant du deuxième amplificateur pour produire une première sortie ; fournir la première sortie à un premier inverseur d'impédance ; fournir une deuxième sortie provenant du troisième amplificateur à un deuxième inverseur d'impédance ; et combiner les sorties du premier inverseur d'impédance et du deuxième

30 inverseur d'impédance pour produire une sortie combinée.

35

Les modes de réalisation de dispositif et de procédé susmentionnés peuvent être mis en œuvre selon toute combinaison appropriée d'aspects, d'éléments clés et d'étapes décrits précédemment ou plus en détail ci-après. Ces aspects, modes de réalisation et éléments clés, et d'autres, de la présente description peuvent être mieux compris à partir des explications suivantes lues conjointement avec les dessins joints.

#### BRÈVE DESCRIPTION DES DESSINS

L'homme de l'art comprendra que les figures décrites ici ont un but uniquement illustratif. On notera que dans certains cas divers aspects des modes de réalisation peuvent être présentés exagérés ou agrandis pour faciliter la compréhension des modes de réalisation. Les dessins ne sont pas nécessairement à l'échelle, l'accent étant plutôt mis sur l'illustration des principes de la description. Dans les dessins, de mêmes références désignent de façon générale des éléments similaires, des fonctionnalités similaires et/ou des éléments structurellement similaires dans les diverses figures. Là où les dessins concernent des circuits micro-fabriqués, un seul dispositif et/ou circuit peut être représenté pour simplifier les dessins. En pratique, un grand nombre de dispositifs ou de circuits peuvent être fabriqués en parallèle sur une grande surface d'un substrat ou sur la totalité du substrat. De plus, un dispositif ou un circuit décrit peut être intégré dans un circuit plus grand.

Dans les références aux dessins dans la description détaillée suivante, des références spatiales comme "haut", "bas", "supérieur", "inférieur", "vertical", "horizontal" et similaire peuvent être utilisées. De telles références sont utilisées dans un but d'explication, et ne sont pas destinées à être des références absolues pour les dispositifs incorporés. Un dispositif incorporé peut-être orienté spatialement de toute manière appropriée qui peut être différente de l'orientation présentée dans les dessins. Les dessins ne sont pas destinés à limiter la portée des présentes descriptions de quelque façon que ce soit.

La figure 1 décrit un agencement d'un amplificateur Doherty ;

la figure 2A décrit un modèle de circuit pour un amplificateur Doherty symétrique lorsqu'un amplificateur principal et un amplificateur de crête sont entièrement actifs ;

la figure 2B décrit un modèle de circuit pour un amplificateur Doherty symétrique lorsqu'un amplificateur principal est actif et un amplificateur de crête est au repos (non amplificateur) ;

la figure 3 illustre le gain en fonction de la puissance de sortie pour un amplificateur Doherty ;

la figure 4 illustre le rendement d'un amplificateur Doherty en fonction de la puissance de sortie ;

la figure 5A décrit un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation, et représente des valeurs d'impédance lorsque l'amplificateur est complètement actif, selon certains modes de réalisation ;

la figure 5B représente le fonctionnement d'un amplificateur principal dans un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation lorsque les amplificateurs de crête sont au repos et non amplificateurs, selon certains modes de réalisation ;

la figure 6 illustre des courbes de rendement pour différentes configurations d'un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation, selon certains modes de réalisation ;

la figure 7 représente une variante de configuration d'un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation, selon certains modes de réalisation ;

la figure 8 est un graphique de gain et de modulation amplitude-phase en fonction de la puissance de sortie pour un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation, selon certains modes de réalisation ;

la figure 9 compare des capacités d'impédance de charge et des rendements de drain d'un amplificateur de puissance à haut

rendement, à large bande, sans modulation et d'un amplificateur Doherty selon certains modes de réalisation ;

la figure 10 compare des capacités de bande passante vidéo d'un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation et d'un amplificateur Doherty, selon certains modes de réalisation ;

la figure 11 représente un mode de réalisation d'un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation qui inclut des composants d'adaptation d'impédance dans le circuit amplificateur, selon certains modes de réalisation ;

la figure 12 illustre une structure qui peut être utilisée pour construire un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation sur une carte de circuit ou un circuit intégré micro-onde monolithique (MMIC), selon certains modes de réalisation ;

la figure 13 décrit un amplificateur de puissance à haut rendement, à large bande, sans modulation dans lequel un coupleur hybride est utilisé pour combiner des signaux provenant de l'amplificateur principal et des amplificateurs de crête, selon certains modes de réalisation ;

la figure 14 décrit un mode de réalisation d'un coupleur hybride ;

la figure 15 décrit un autre mode de réalisation d'un coupleur hybride ; et

la figure 16 est un tracé de pertes de retour d'amplificateurs principal et de crête pour deux amplificateurs de puissance sans modulation de charge, l'un utilisant un combinateur à jonction en T classique et l'autre utilisant un coupleur hybride.

Les caractéristiques et avantages des modes de réalisation illustrés apparaîtront clairement avec la description détaillée suivante lue conjointement avec les dessins.

#### DESCRIPTION DÉTAILLÉE

Une approche pour amplifier des signaux à des forts niveaux de puissance pour des communications consiste à utiliser

un amplificateur Doherty, amplificateur qui est représenté schématiquement en figure 1. Pour faciliter la compréhension de la présente technologie, on va donner un bref résumé de l'amplification Doherty.

5 Un amplificateur Doherty 100 peut comprendre un amplificateur de puissance principal 132 et un amplificateur de puissance de crête 138 qui fonctionnent en parallèle sur un signal divisé en branches de circuits parallèles. L'amplificateur de crête 138 est typiquement au repos (non amplificateur) à de  
10 faibles niveaux de signal, et se met en marche lorsque l'amplificateur principal 132 commence à saturer. Les sorties des deux amplificateurs sont ensuite combinées en une seule sortie RF.

Plus en détail, un coupleur de puissance à 90 degrés 110  
15 sépare un signal RF reçu en deux sorties qui sont connectées à l'amplificateur principal 132 et à l'amplificateur de crête 138. Le coupleur de puissance 110 retarde aussi (d'environ 90 degrés) la phase du signal fourni à l'amplificateur de crête par rapport à la phase du signal fourni à l'amplificateur principal. Des  
20 composants d'adaptation d'impédance 122, 124 peuvent être placés devant l'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138. Ces composants adaptation d'impédance peuvent transformer une impédance de façon à adapter les impédances d'entrée des deux amplificateurs 132, 138 aux impédances des lignes de transmission  
25 connectées aux entrées des amplificateurs ou aux impédances de sortie du coupleur à 90 degrés 110. Une telle adaptation d'impédance peut réduire les effets indésirables de réflexions de signal à partir des amplificateurs.

Des composants d'adaptation d'impédance additionnels  
30 142, 144 peuvent être situés à la sortie de l'amplificateur principal 132 et de l'amplificateur de crête 138 pour adapter les impédances entre la sortie de l'amplificateur principal 132 et l'entrée d'un inverseur d'impédance 150 (qui peut être de 50 ohms par construction) et entre la sortie de l'amplificateur de crête  
35 138 et une impédance au niveau du nœud de combinaison 155 (qui

peut aussi être de 50 ohms). L'inverseur d'impédance 150 fait tourner la phase du signal reçu de l'amplificateur principal 132 d'environ 90 degrés, de sorte que les signaux provenant de l'amplificateur principal et de l'amplificateur de crête vont être  
5 sensiblement en phase au niveau du noeud de combinaison 155. Un élément d'adaptation d'impédance de sortie 160 peut être utilisé entre le noeud de combinaison 155 et la sortie RF de l'amplificateur Doherty pour adapter l'impédance de sortie de l'amplificateur Doherty 100 à l'impédance d'une charge (non représentée).

10 Dans un amplificateur Doherty symétrique, l'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138 peuvent être des dispositifs semi-conducteurs très similaires ou identiques. Par exemple, ils peuvent être agencés pour prendre en charge une même quantité de puissance de signal et amplifier un  
15 signal au même niveau de puissance lorsque les deux amplificateurs sont complètement activés et amplifient à leur limite supérieure. Puisque le signal d'entrée est réparti également vers les deux amplificateurs, les signaux allant vers l'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête sont typiquement atténués de 3 dB  
20 au niveau de chaque port de sortie du coupleur 110 par rapport au signal d'entrée RF. Les valeurs de signal exprimées en "dB" font référence à des niveaux de puissance relatifs.

Des aspects fonctionnels d'un amplificateur Doherty sont illustrés plus en détail dans les figures 2A à 4. La figure 2A  
25 est un modèle de circuit simplifié pour un amplificateur Doherty lorsque l'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138 sont tous les deux complètement actifs (amplifient leurs signaux respectifs aux valeurs de puissance maximum). L'amplificateur principal 132 fonctionnant dans un mode de classe AB et son composant adaptation d'impédance de sortie 142 peuvent être  
30 modélisés par une source de courant  $CS_m$  ayant une impédance interne  $R$  et n'assurant aucun retard de phase au signal amplifié. L'amplificateur de crête 138 fonctionnant en mode classe C, son composant d'adaptation d'impédance de sortie 144 et le retard de  
35 phase du coupleur 110 peuvent être modélisés par une deuxième

source de courant  $CS_p$  ayant une impédance interne  $R$ , mais assurant un retard de phase de 90 degrés à des signaux amplifiés. L'inverseur d'impédance 150 peut être modélisé par une ligne de transmission ayant une impédance caractéristique  $R$  et assurant un retard de phase de 90 degrés. Selon certains modes de réalisation, une charge pilotée par l'amplificateur Doherty peut avoir une impédance  $R/2$ .

Les retards de phase décrits ici sont des retards pour une onde porteuse d'un signal radiofréquence qui est modulée de manière à coder des informations sur l'onde porteuse. Par exemple, une onde porteuse peut osciller à une fréquence ayant une valeur comprise entre 0,7 gigahertz (GHz) et 7 GHz, en fonction du protocole de communication qui est utilisé (par exemple 2G, 3G, 4G, etc.). L'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138 peuvent être conçus pour une fréquence porteuse particulière et pour un protocole de communication particulier. À titre d'exemple non limitatif, un amplificateur agencé pour gérer des signaux pour des communications 4G peut être conçu pour une fréquence porteuse de 2,6 GHz selon un premier protocole, et les retards de phase spécifiés des composants de l'amplificateur sont relatifs à 2,6 GHz. Dans un autre exemple non limitatif, un amplificateur agencé pour gérer des signaux pour des communications 4G peut être conçu pour une fréquence porteuse de 1,9 GHz selon un autre protocole, et les retards de phase spécifiés des composants de l'amplificateur sont relatifs à 1,9 GHz.

Lorsqu'à la fois l'amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138 sont actifs et pilotent une charge de  $R/2$  avec des quantités de courant  $I$  approximativement égales, comme cela est décrit en figure 2A, des calculs simples montrent que l'amplificateur principal 132 voit une impédance  $R$  au niveau de sa sortie, comme cela est indiqué par le symbole en chevron en figure 2A. Cela est appelé une condition de "charge 1:1" pour l'amplificateur Doherty. Cette valeur d'impédance peut être calculée dans un processus à deux étapes. Premièrement, l'impédance vue en regardant dans le nœud de combinaison 155 à

partir de l'inverseur d'impédance 150 est calculée. Deuxièmement, l'impédance en regardant dans le nœud de combinaison est transformée selon la propriété de l'inverseur d'impédance quart d'onde 150 pour trouver une impédance (dans ce cas R) regardant dans l'inverseur d'impédance 150.

La figure 2B représente un modèle de circuit pour un état de fonctionnement de l'amplificateur Doherty lorsque l'amplificateur de crête 138 est au repos (non amplificateur). Lorsqu'un signal RF d'entrée à amplifier par l'amplificateur Doherty descend en dessous d'une valeur de seuil, l'amplificateur de crête 138 passe au repos (non amplificateur) et est modélisé essentiellement comme un circuit ouvert. Pour ce modèle, l'impédance de l'amplificateur de crête passe de R à une valeur infinie dans un état de repos. Le re-calcul des impédances en regardant dans le nœud de combinaison 155 et en regardant dans l'inverseur d'impédance 150 à partir de l'amplificateur principal montre que la valeur d'impédance vue en regardant dans l'inverseur d'impédance 150 monte à  $2R$ . Cette condition de fonctionnement est appelée condition de "charge 2:1" de l'amplificateur Doherty. Dans ce cas, l'impédance R de l'amplificateur principal n'est plus correctement adaptée à l'impédance qu'il essaie de piloter. Une telle désadaptation peut conduire à des réflexions du signal et à un fonctionnement non efficace de l'amplificateur Doherty.

La variation de l'impédance vue par l'amplificateur principal 132 qui dépend de l'état de l'amplificateur de crête 138 (qui est déterminé par le niveau du signal RF d'entrée) est appelée "modulation de charge". La modulation de charge affecte nécessairement négativement les capacités de prise en charge de puissance de l'amplificateur et la largeur de bande fractionnaire RF de l'amplificateur. Par exemple, des désadaptations d'impédance provoquent des réflexions de puissance, et de telles réflexions vers l'amplificateur principal peuvent contraindre la limite fonctionnelle de sécurité de l'amplificateur de puissance à rester notablement en dessous d'un niveau de puissance qu'il pourrait autrement assurer s'il n'y avait pas de réflexion de puissance.

La quantité de puissance réfléchiée peut en outre dépendre de la fréquence, et les changements dans la puissance réfléchiée en fonction de la fréquence peuvent faire sortir un amplificateur de ses spécifications plus rapidement (ce qui entraîne une largeur  
5 de bande plus étroite) que s'il n'y avait pas de puissance réfléchiée.

Des détails supplémentaires du gain d'un amplificateur Doherty et de la dynamique de rendement sont illustrés en figure 3 et en figure 4. En figure 3, une première courbe de gain 210  
10 (en pointillés) représente le gain d'un amplificateur principal 132 en fonction de la puissance de sortie  $P_{out}$  lorsque l'amplificateur de crête 138 est au repos (non amplificateur). La courbe 210 correspond à ce qu'on appelle la condition de charge 2:1. L'amplificateur de crête est typiquement au repos à de  
15 faibles niveaux de puissance du signal d'entrée, par exemple, des niveaux de signal d'entrée qui ne vont pas commencer à saturer l'amplificateur principal 132. Ces faibles niveaux de signal d'entrée correspondent à des niveaux de puissance de sortie qui sont jusqu'à 6 dB en dessous d'un niveau de puissance de sortie  
20 crête de l'amplificateur Doherty. Ces signaux de faible puissance peuvent être pris en charge seulement par l'amplificateur principal 132. À des niveaux de signal supérieurs, le gain de l'amplificateur principal 132 va commencer à saturer et passer dans une "compression", qui commence à un point de compression de  
25 puissance  $P_c$  et est indiquée par la région de chute 212 en figure 3. À ce point, l'amplificateur principal 132 commence à amplifier de manière non linéaire, et autrement provoquerait une distorsion du signal RF d'entrée. Le point de compression de puissance pour l'amplificateur principal 132 va dépendre de sa conception (par  
30 exemple, de la taille de régions actives dans les transistors de l'amplificateur), et pourrait avoir toute valeur comprise entre 1 Watt (30 dBm) et 100 Watt (50 dBm) pour un amplificateur utilisé dans un système de communication. Des valeurs plus petites ou plus  
35 grandes du point de compression de puissance peuvent survenir dans certains modes de réalisation.

Pour un amplificateur Doherty, l'amplificateur de crête 138 commence à amplifier le signal RF d'entrée et contribue à la sortie de l'amplificateur Doherty au point de compression de puissance  $P_C$ . Un exemple de courbe de gain 230 pour l'amplificateur de crête 138 est aussi représenté en figure 3. L'amplificateur de crête 138 pallie à la saturation de l'amplificateur principal 132 à des puissances élevées jusqu'à ce que l'amplificateur de crête commence à saturer, passe en compression, et chute, comme cela est indiqué dans le dessin. L'action de l'amplificateur de crête 138 peut étendre l'amplification linéaire de l'amplificateur Doherty sur une plage de puissances élevées se trouvant au-delà des capacités de l'amplificateur principal 132 tout seul, jusqu'à ce que l'amplificateur de crête commence à saturer.

La figure 3 comprend une deuxième courbe de gain 220 pour l'amplificateur principal 132 lorsque l'amplificateur de crête 138 est actif (amplificateur). La courbe 220 correspond à la condition de charge 1:1. Lorsque l'amplificateur de crête 138 est actif, il ajoute effectivement une impédance de charge à l'amplificateur principal 132 (réduisant effectivement le gain de l'amplificateur principal d'environ 3 dB) mais aussi aide à amplifier les niveaux à forte puissance (étendant la compression du Doherty vers des puissances supérieures). La figure 3 représente aussi une courbe de gain 310 (courbe en trait plein) en fonction de la puissance de sortie pour l'amplificateur Doherty. La courbe de gain Doherty 310 est le résultat des actions combinées de l'amplificateur principal 132 et de l'amplificateur de crête 138 comme cela a été décrit précédemment.

Une courbe de rendement 410 pour un amplificateur Doherty est illustrée en figure 4. Le rendement du Doherty monte jusqu'à un rendement crête  $E_p$  qui survient approximativement lorsque le gain de l'amplificateur de crête 138 a atteint sa valeur la plus haute. Idéalement, dans un amplificateur Doherty, le rendement crête  $E_p$  devrait survenir à environ 6 dB en dessous de la puissance de sortie maximale  $P_{max}$ , dans une région appelée "retrait de puissance de sortie" (OBO, parfois noté OPO). Le

rendement descend en dessous de la valeur de crête  $E_p$  pour des niveaux de puissance de sortie inférieurs au point OBO à 6 dB dans une région où l'amplificateur de crête passe de niveaux de gain faibles (où l'amplificateur de crête charge principalement l'amplificateur principal) à son gain maximum (voir la figure 3).

En réalité, le rendement crête pour un Doherty ne survient pas au point OBO à 6 dB, en raison de plusieurs effets présents dans les amplificateurs Doherty conventionnels. Un premier effet concerne l'isolation de l'amplificateur de crête 138 dans un retrait de puissance. Bien que l'amplificateur de crête soit modélisé comme mentionné précédemment comme ayant une impédance infinie (circuit ouvert) en retrait de puissance, dans des applications pratiques l'impédance est finie au point OBO à 6 dB. En outre, l'inverseur d'impédance 150 et/ou les éléments d'adaptation de sortie 142, 144 peuvent présenter des pertes qui peuvent ne pas être négligeables. En outre, amplificateur principal 132 et l'amplificateur de crête 138 ont typiquement des courbes I-V non idéales et/ou des tensions de coude. Tous ces effets peuvent amener le rendement crête à se trouver à une valeur qui est inférieure au point OBO à 6 dB (par exemple environ OBO à 5 dB ou moins), ce qui à son tour provoque une réduction du rendement de l'amplificateur Doherty au-delà de ce qui est représenté en figure 4 dans une région d'environ 8 dB OBO à environ 9 dB OBO.

Les inventeurs ont remarqué et noté que la modulation de charge dans un amplificateur Doherty peut affecter négativement les capacités de puissance et de largeur de bande d'un amplificateur Doherty. Les inventeurs ont aussi remarqué et noté que les amplificateurs Doherty conventionnels présentent un rendement crête dans une région comprise entre environ 5 dB OBO et environ 6 dB OBO. Les inventeurs ont en outre remarqué et noté que des protocoles de signal actuellement développés peuvent augmenter le rapport entre puissance crête et puissance moyenne (PAPR) dans des signaux de communication de 7 dB ou plus pour assurer de grands débits de données avec un grand rendement

spectral. Il en résulte que pour préserver la linéarité de l'amplificateur, un amplificateur Doherty peut être actionné dans une région correspondante (7dB OBO ou plus) pour une grande partie de son temps de fonctionnement, qui est une région dans laquelle le rendement de l'amplificateur Doherty conventionnel se réduit.

Les inventeurs ont conçu un amplificateur de puissance à classes multiples, sans modulation de charge, à rendement amélioré et à large bande qui peut présenter un rendement crête à des retraits de puissance de 6 dB ou plus. L'amplificateur principal est essentiellement exempt d'effets de modulation de charge provoqués par des transitions de l'état "marche" vers l'état "repos" des amplificateurs de crête. Un exemple d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 est décrit en figure 5A.

Un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 peut comprendre une pluralité d'amplificateurs M, P1, P2, P3 fonctionnant sur des portions d'un signal reçu, par exemple un signal RF reçu qui est divisé dans des branches de circuits parallèles. Le signal reçu au niveau d'un port d'entrée de l'amplificateur peut être divisé en des branches de circuits parallèles par un circuit de séparation de signaux 510 et fourni à la pluralité d'amplificateurs M, P1, P2, P3. Les sorties des amplificateurs peuvent être combinées au niveau d'un nœud de combinaison 155 et ensuite fournies à un port de sortie de l'amplificateur de puissance sans modulation de charge. Le port de sortie peut être connecté à une charge (ayant une valeur d'impédance R dans l'exemple illustré). Les branches de circuits parallèles peuvent inclure un premier inverseur d'impédance quart d'onde 522 et un deuxième inverseur d'impédance quart d'onde 524 connectés comme cela est représenté. L'impédance caractéristique des premier et deuxième inverseurs d'impédance 522, 524 peut être la même (R dans l'exemple de réalisation) ou peut être différente dans d'autres modes de réalisation.

Un premier amplificateur M de la pluralité d'amplificateurs peut être agencé pour fonctionner comme amplificateur

principal dans une première classe d'amplification. Par exemple, la première classe d'amplification peut être la classe A, la classe B ou la classe AB. Les amplificateurs restants P1, P2, P3 peuvent être agencés pour fonctionner comme amplificateurs de crête dans une deuxième classe (par exemple la classe C). Selon certains modes de réalisation, une première portion M, P1 de la pluralité d'amplificateurs peut fonctionner sur des portions du signal reçu à amplifier, les portions du signal reçu ayant une première phase. Une deuxième portion P2, P3 de la pluralité d'amplificateurs peut fonctionner sur des portions du signal reçu qui ont une deuxième différence de phase par rapport à la première phase. La deuxième phase peut être retardée entre  $80^\circ$  et  $100^\circ$  par rapport à la première phase, dans certains modes de réalisation. Dans certains modes de réalisation, la deuxième phase peut ne pas être retardée par rapport à la première phase, ou peut être retardée d'un multiple entier de  $360^\circ$ . Lorsqu'il y a un retard de phase (autre qu'un multiple entier d'environ  $360^\circ$ ) entre les signaux fournis à la première portion M, P1 des amplificateurs par rapport aux signaux fournis à la deuxième portion P2, P3 des amplificateurs, alors un ou plusieurs retards de phases de compensation peuvent être connectés à des sorties d'au moins certains de la pluralité d'amplificateurs afin que les signaux se combinent au niveau du nœud de combinaison 155 en phase ou environ en phase.

Un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 peut inclure des circuits de division de signal 510 qui peuvent comprendre tout séparateur et/ou coupleur de puissance approprié agencé en un réseau qui divise le signal d'entrée en des chemins de signal différents. Dans certains cas, le signal d'entrée peut être divisé en des niveaux de puissance approximativement égaux (une configuration symétrique) qui sont fournis à la pluralité d'amplificateurs. Dans d'autres cas, le signal d'entrée peut être divisé en des niveaux de puissance non égaux (une configuration asymétrique) qui sont fournis à la pluralité d'amplificateurs. Dans certains modes de réalisation, le circuit de division de

signal 510 peut inclure des composants d'adaptation d'impédance qui adaptent les impédances d'entrée de la pluralité des amplificateurs M, P1, P2, P3 à des composants en amont. Pour simplifier les dessins, le circuit de division de signal 510 peut ne pas être représenté dans des variantes de réalisation d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge.

Dans certains modes de réalisation, chacun des amplificateurs M, P1, P2, P3 peut être intégré sous forme d'un circuit intégré comprenant un ou plusieurs transistors. Dans certains cas, les transistors peuvent être formés à partir d'un matériau en GaN sous forme de transistors à effet de champ, de transistors bipolaires ou de transistors à haute mobilité électronique (HEMT), bien que d'autres types de transistors puissent être utilisés dans certains modes de réalisation. Par exemple, un amplificateur principal M peut être micro-fabriqués sur une tranche qui est découpée pour donner au moins une puce qui inclut un réseau de dispositifs HEMT en GaN. La puce peut être fixée à une carte de circuit ou à un circuit intégré monolithique micro-ondes (MMIC) qui comprend aussi les amplificateurs de crête P1, P2, P3, le circuit de division de signal 510, et les inverseurs d'impédance 522, 524, dans certains modes de réalisation. Chacun des amplificateurs de crête peut être fabriqué sur une tranche semiconductrice qui est découpée pour former une puce individuelle. Des éléments de circuit additionnels (par exemple, des composants d'adaptation d'impédance, des éléments de retard de phase, des lignes de transmission en microbandes, etc.) peuvent être inclus sur la carte de circuit ou sur le MMIC.

Les valeurs d'impédance vues par la pluralité d'amplificateurs M, P1, P2, P3 peuvent être calculées pour deux cas de fonctionnement d'amplificateur : (1) complètement en marche (représenté en figure 5A), et (2) complètement en retrait avec les amplificateurs de crête au repos (représenté en figure 5B). Les calculs sont basés en partie sur l'impédance de charge (R dans cet exemple) et les impédances caractéristiques des inverseurs d'impédance 522, 524 (R dans cet exemple). Le calcul pour cet

exemple considère que tous les amplificateurs M, P1, P2, P3 ont une capacité de puissance égale (par exemple qu'ils produisent une même quantité de courant lorsqu'ils sont complètement en marche). Les calculs supposent aussi que lorsque les amplificateurs de crête sont au repos, ils présentent sensiblement une impédance infinie au niveau de leurs sorties.

Dans les conditions du paragraphe précédent, dans l'état complètement en marche de l'amplificateur de puissance sans modulation 500, l'impédance vue par l'amplificateur principal M est calculée comme égale à R. Cette valeur d'impédance est la même valeur que celle vue lorsque les amplificateurs de crête P1, P2, P3 sont au repos, ce qui peut être compris d'après le diagramme de la figure 5B (le circuit de division du signal d'entrée et les amplificateurs de crête ne sont pas représentés). Puisque les amplificateurs de crête P1, P2, P3 sont au repos et présentent des circuits ouverts, ils ne contribuent pas à la sortie et ne sont pas représentés en figure 5B. En conséquence, il n'y a pas de modulation de charge pour l'amplificateur principal M dans l'amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 entre les états complètement en marche et complètement en retrait (amplificateurs de crête au repos).

Des courbes de rendement pour des modes de réalisation d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 sont illustrées en figure 6. L'emplacement du rendement de retrait crête ( $P_{\text{backoff}}$ ) peut dépendre en partie de la symétrie de l'amplificateur de puissance sans modulation de charge 500. Un amplificateur de puissance sans modulation de charge symétrique est un amplificateur dans lequel chacun des amplificateurs M, P1, P2, P3 a une même capacité de puissance. Un amplificateur de puissance sans modulation de charge asymétrique est un amplificateur dans lequel deux ou plusieurs des amplificateurs M, P1, P2, P3 ont des capacités de puissance différentes. Par exemple et en faisant référence à la figure 5A, les quantités de courant  $I_m$ ,  $I_{p1}$ ,  $I_{p2}$ ,  $I_{p3}$  fournies par chaque amplificateur dans un état complètement en marche peuvent être différentes.

Le comportement en rendement entre les états complètement en marche et complètement en retrait peut dépendre d'une configuration de mise en marche des amplificateurs de crête P1, P2, P3. Si les amplificateurs de crête sont agencés pour se mettre en marche simultanément de la même manière, alors le comportement en rendement entre les états complètement en marche et complètement en retrait peut apparaître comme représenté par la courbe noire inférieure en figure 6 entre les niveaux de puissance  $P_{backoff}$  et  $P_{max}$  de l'amplificateur. Si les amplificateurs de crête sont agencés pour se mettre en marche à des niveaux différents de puissance de signal d'entrée, alors le comportement en rendement entre les états complètement en marche et complètement en retrait peut apparaître comme représenté par la courbe grise supérieure en figure 6. Le fait d'avoir un démarrage séquentiel des amplificateurs de crête peut améliorer le rendement global d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 dans la plage de retrait de l'amplificateur.

Un amplificateur de puissance sans modulation de charge asymétrique 500 peut être caractérisé par le rapport suivant entre dispositifs  $R_{dev}$  :

$$R_{dev} = 1 : r_1 : r_2 : r_3$$

où  $r_i = I_{pi}/I_m$  représente les quantités relatives de courant fournies par les amplificateurs de crête P1, P2, P3 dans l'état complètement en marche. Pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge asymétrique 500, une équation de contrainte pour les quantités de courant relatives peut être obtenue en résolvant l'impédance vue par l'amplificateur principal M dans l'état complètement en marche de l'amplificateur de puissance 500. L'impédance  $Z_m$  vue par l'amplificateur principal M, pour une impédance de charge de R et des inverseurs d'impédance ayant des impédances caractéristiques R comme cela est illustré en figure 5A, peut être représentée par l'expression suivante :

$$Z_m = \frac{(1 + r_1)^2}{(1 + r_1 + r_2 + r_3)} R$$

Cette équation peut être réécrite de la manière suivante :

$$Z_m = \beta R$$

Pour éviter ou réduire la modulation de charge, la valeur de  $\beta$  est mise égale ou approximativement égale à l'unité. Dans certains cas,  $\beta$  peut être mis égal à une valeur comprise entre 1 et 2 ou entre 0 et 1 pour améliorer les performances d'un amplificateur de puissance 500 en permettant une certaine quantité de modulation de charge.

On peut aussi montrer que l'emplacement relatif du rendement de retrait crête ( $P_{\text{backoff}}$ ) par rapport à la puissance de sortie maximum ( $P_{\text{max}}$ ), appelé OBO, est donné par l'équation suivante pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge asymétrique 500.

$$OBO = 10 \log \left( \frac{\beta}{\beta + r_1 + r_2 + r_3} \right)$$

Lorsque  $\beta$  est égal à 1, la valeur de OBO est déterminée par les valeurs de courant relatives  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ . Pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge symétrique 500,  $r_1 \approx r_2 \approx r_3 \approx 1$  et le OBO est d'environ -6 dB. Le tableau ci-dessous représente des valeurs OBO et des impédances vues par les amplificateurs M, P1, P2, P3 pour d'autres valeurs de courant relatives.

Tableau 1 : Valeurs OBO pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge asymétrique

OBO	$Z_m$	$Z_{p1}$	$Z_{p2}, Z_{p3}$	$r_1$	$r_2, r_3$
-8	50	33.3	60.1	1.5	1.8
-9.5	50	25	66.7	2	3

Comme on peut le remarquer, les rapports de courant relatifs  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$  assurent une souplesse de conception pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge. Pour une mise en œuvre asymétrique, l'un des rapports de courant (par exemple  $r_1$ ) peut être sélectionné pour affecter principalement le

OBO des amplificateurs de puissance et les rapports de courant restants peuvent être sélectionnés de manière à supprimer ou éliminer la modulation de charge de l'amplificateur principal M.

D'autres configurations d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge sont possibles. La figure 7 représente un mode de réalisation d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 700 dans lequel deux amplificateurs de crête séparés P2, P3 sont remplacés par un seul amplificateur de crête plus grand P2, et l'un des inverseurs d'impédance 524 est remplacé par un inverseur d'impédance 724 ayant une impédance caractéristique  $\partial R$ , où  $\partial$  est une valeur à déterminer. Selon certains modes de réalisation, P2 peut avoir une capacité de prise en charge de puissance qui est environ le double de celle de l'amplificateur de crête P1. L'amplificateur de puissance sans modulation de charge 700 peut être agencé sous forme d'un amplificateur de puissance symétrique ou asymétrique. Une configuration symétrique serait une configuration dans laquelle l'amplificateur principal M et le premier amplificateur de crête P1 ont une même capacité de prise en charge de puissance et le deuxième amplificateur de crête P2 a une capacité de prise en charge de puissance qui est le double de celle du premier amplificateur de crête P1.

Pour des configurations asymétriques de l'amplificateur de puissance sans modulation de charge 700 représenté en figure 7, une valeur de  $\partial$  peut être déterminée en mettant l'impédance  $Z_{p2}$  vue par le deuxième amplificateur de crête à une valeur souhaitée (par exemple, l'impédance de charge R ou toute autre valeur souhaitée). L'impédance  $Z_{p2}$  peut être représentée par l'équation suivante

$$Z_{p2} = \frac{\partial^2 r_2}{1 + r_1 + r_2} R$$

où  $r_1$  et  $r_2$  sont les rapports de courant relatifs pour les premier et deuxième amplificateurs de crête, respectivement. En mettant  $Z_{p2} = R$  on obtient l'expression suivante pour  $\partial$  :

$$\theta = \sqrt{\frac{1 + r_1 + r_2}{r_2}}$$

Les valeurs de  $r_1$  et  $r_2$  peuvent être sélectionnés par un concepteur pour obtenir une impédance souhaitée  $Z_{p2}$  pour le deuxième amplificateur de crête.

5 La figure 8 est un tracé de performances de gain et de distorsion de modulation d'amplitude/modulation de phase (AM/PM) pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge symétrique 700 construit selon le mode de réalisation représenté en figure 7. Les valeurs de gain et AM/PM sont tracées en fonction  
10 de la puissance de sortie pour trois fréquences différentes. L'amplificateur présente une bonne uniformité du gain et des performances AM/PM jusqu'à 44 dBm de puissance de sortie.

La figure 9 est un tracé de comparaison d'impédance de sortie d'amplificateur et de rendement de drain entre un  
15 amplificateur de puissance sans modulation de charge 700 et un amplificateur Doherty conventionnel conçu pour une même spécification de puissance. Les valeurs de rendement de drain sont tracées sous forme de nombres sur les contours d'impédance. L'amplificateur de puissance sans modulation de charge 700  
20 présente une augmentation d'environ 10 % du rendement de drain pour des impédances de charge qui sont jusqu'à trois fois supérieures aux impédances de charges qui peuvent être prises en charge par l'amplificateur Doherty. Il faut aussi noter que les exigences de puissance pour l'amplificateur principal et le  
25 premier amplificateur de crête sont chacune d'environ la moitié des exigences de puissance d'un amplificateur principal Doherty pour une même spécification globale d'amplificateur de puissance, puisque qu'il y a deux amplificateurs (M, P1) dans l'amplificateur de puissance sans modulation de charge qui assurent la puissance  
30 d'un seul amplificateur principal dans le Doherty dans l'état complètement en marche.

La figure 10 est un tracé comparant des valeurs d'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de bande de base entre un amplificateur de puissance sans modulation de charge 700

et un amplificateur Doherty conventionnel. Les courbes tracées reflètent des caractéristiques de résonance simulées des entrées à des fréquences de bande de base. Ces résonances sont déterminées principalement par un circuit LC parallèle qui comprend des inductances L connectées entre les grilles de l'amplificateur principal et un nœud de polarisation, par exemple, et des capacités drain source de l'amplificateur principal. Typiquement, les résonances surviennent à une valeur de fréquence qui est environ le double d'une largeur de bande vidéo (appelée aussi largeur de bande instantanée) du système amplificateur de puissance complet. Ces résultats montrent une amélioration de la largeur de bande vidéo d'environ 32 % pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge. Les résultats de la figure 10 suggèrent qu'une largeur de bande vidéo pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge peut être d'environ 285 MHz, ce qui représente une amélioration significative par rapport à la mise œuvre Doherty (une largeur de bande vidéo d'environ 215 MHz).

En faisant de nouveau référence au tableau 1 et à la figure 5A, on peut construire une version asymétrique d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 500 dans laquelle des amplificateurs différents prennent en charge des quantités de puissance différentes. Selon le tableau 1, les impédances vues par les différents amplificateurs P1, P2, P3 au niveau de leurs sorties peuvent avoir différentes valeurs. Les variations d'impédance vues par les amplificateurs de crête peuvent être non souhaitables puisque les amplificateurs peuvent être construits de manière à piloter une impédance de charge typique (par exemple 50 ohms). Dans certains modes de réalisation, des transformateurs d'impédance 1110, 1120, 1130 peuvent être connectés à des sorties des amplificateurs de crête, comme cela est représenté en figure 11, pour transformer une impédance aval (listée dans le tableau 1) en une impédance souhaitée (par exemple 50 ohms).

La figure 12 représente un mode de réalisation de puce d'amplificateur et d'un réseau de sortie pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge qui peut être mis en œuvre sur une carte de circuit de MMIC, par exemple. Par exemple, l'amplificateur principal M et les amplificateurs de crête P1, P2 et P3 peuvent être fixés à une carte de circuit ou un MMIC (non représenté) et se connecter à une première électrode d'un condensateur en barre C via des fils de liaison. Le condensateur peut être connecté entre les fils de liaison et un potentiel de référence, comme la masse. Des fils de liaison additionnels peuvent être connectés entre la première électrode du condensateur et un plot de sortie.

La figure 13 illustre un mode de réalisation d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge 1300 dans lequel un coupleur hybride 1320 est utilisé pour combiner les sorties des amplificateurs M, P1, P2, P3 plutôt qu'une jonction en T conventionnelle, par exemple. Les inventeurs ont remarqué et noté qu'un coupleur hybride peut en outre améliorer notablement les caractéristiques de largeur de bande d'un amplificateur de puissance sans modulation de charge. Des exemples de coupleurs hybrides qui peuvent être utilisés comprennent, mais sans être limité à cela, un coupleur de ligne de dérivation représenté en figure 14, et un coupleur de ligne en quadrature représenté en figure 15. Ces deux coupleurs peuvent être des dispositifs discrets qui sont ajoutés à une carte de circuit ou un MMIC, ou peuvent être imprimés et fabriqués sur et faire partie d'un circuit intégré sur une carte de circuit ou un MMIC. Les inventeurs ont aussi découvert que des coupleurs hybrides comme ceux-ci peuvent être utilisés pour améliorer les performances de largeur de bande dans d'autres configurations d'amplificateur de puissance dans lesquelles des signaux provenant de deux ou plusieurs amplificateurs fonctionnant en parallèle sont combinés, comme les amplificateurs Doherty.

Un coupleur hybride peut offrir une plus petite taille qu'une jonction en T, en particulier aux fréquences inférieures.

Un coupleur hybride peut aussi assurer une meilleure isolation des amplificateurs de crête par rapport à l'amplificateur principal lorsqu'ils sont dans des états de repos. Une meilleure isolation peut réduire les pertes de signal dans un retrait  
5 d'amplificateur. Dans certaines mises en œuvre, un coupleur hybride peut supprimer les produits d'intermodulation qui pourraient autrement contourner un combinateur du type à jonction en T.

Des simulations avec des coupleurs hybrides indiquent  
10 des améliorations de largeur de bande RF fractionnaire à la fréquence porteuse de 25 % ou plus en fonction de la conception de l'amplificateur de puissance. Des résultats provenant d'exemples de simulation sont représentés en figure 16. Les tracés comparent les pertes de retour pour l'amplificateur principal et  
15 l'amplificateur de crête pour deux combinateurs : un combinateur à jonction en T conventionnel (les deux traces en chevauchement supérieures) et un coupleur hybride (les deux traces inférieures). Chacune des simulations a été faite pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge des présents modes de  
20 réalisation. Le tracé indique une augmentation spectaculaire de la largeur de bande RF fractionnaire  $\Delta\omega/\omega_0$  (définie ici comme la largeur de bande entre les points de perte de retour à -20 dB par rapport à la fréquence porteuse  $\omega_0$ ) pour le coupleur hybride. Pour cette simulation, la largeur de bande RF fractionnaire pour le  
25 combinateur à jonction en T est d'environ 17 %. La largeur de bande RF fractionnaire pour le même amplificateur de puissance, mais en utilisant un coupleur hybride pour combiner des signaux est d'environ 73 %.

Des procédés d'actionnement d'un amplificateur de  
30 puissance sans modulation de charge sont aussi envisagés par les inventeurs. Un procédé peut comprendre la division d'un signal en une pluralité de signaux, et la fourniture des portions de signal divisées à de multiples amplificateurs connectés en parallèle. L'un des amplificateurs peut être actionné comme amplificateur  
35 principal dans une première classe d'amplificateur (par exemple

la classe AB). Les amplificateurs restants peuvent être actionnés comme amplificateurs de crête dans d'une deuxième classe d'amplificateur (par exemple la classe C). Les sorties d'une première portion des amplificateurs peuvent être combinées et  
5 fournies à un premier inverseur d'impédance, et les sorties d'une deuxième portion des amplificateurs peuvent être combinées et fournies à un deuxième inverseur d'impédance. Les sorties des inverseurs d'impédance peuvent être combinées et fournies à un port de sortie, qui peut être connecté à une charge ayant une  
10 impédance R. Les impédances caractéristiques des inverseurs d'impédance et les rapports de courant relatifs des amplificateurs de crête peuvent être déterminés comme cela a été décrit précédemment pour obtenir un amplificateur de puissance dans lequel l'amplificateur principal voit peu ou pas de modulation de  
15 charge entre l'état complètement en marche et l'état complètement en retrait.

#### CONCLUSION

Les termes "approximativement" et "environ" peuvent être utilisés pour signifier dans une plage de  $\pm 20\%$  autour d'une  
20 valeur cible dans certains modes de réalisation, une plage de  $\pm 10\%$  autour d'une valeur cible dans certains modes de réalisation, une plage de  $\pm 5\%$  autour d'une valeur cible dans certains modes de réalisation, et encore une plage de  $\pm 2\%$  autour d'une valeur cible dans certains modes de réalisation. Les termes  
25 "approximativement" et "environ" peuvent inclure la valeur cible.

La technologie décrite ici peut être mise en œuvre sous forme d'un procédé, dont au moins certaines des étapes ont été décrites. Les étapes réalisées en tant que partie du procédé peuvent être ordonnées de toute manière appropriée. En  
30 conséquence, on peut concevoir des modes de réalisation dans lesquels des étapes sont réalisées dans un ordre différent de celui décrit, ce qui peut inclure la réalisation de certaines étapes simultanément, même si elles sont décrites sous forme d'étapes séquentielles dans des modes de réalisation illustratifs.  
35 En outre, un procédé peut inclure plus d'étapes que celles

décrites, dans certains modes de réalisation, et moins d'étapes que celles décrites dans d'autres modes de réalisation.

Avec la description ainsi faite d'au moins un mode de réalisation illustratif de l'invention, diverses altérations, modifications et améliorations apparaîtront à l'homme de l'art. Ces altérations, modifications et améliorations sont destinées à rester dans l'esprit et la portée de l'invention. En conséquence, la description précédente est faite seulement à titre d'exemple et n'est pas destinée à être limitative. L'invention n'est limitée que par les revendications suivantes et leurs équivalents.

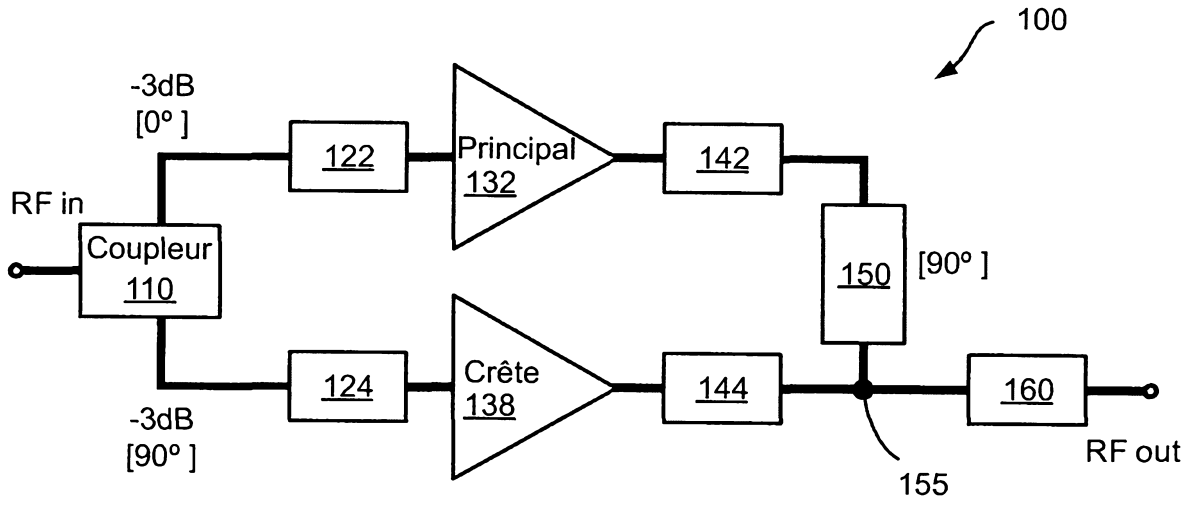
**REVENDICATIONS**

1. Dispositif pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge comprenant de multiples amplificateurs connectés en parallèle pour amplifier un signal qui a été divisé en des chemins de circuits parallèles, l'un des amplificateurs fonctionnant comme amplificateur principal dans une première classe d'amplification et les amplificateurs restants fonctionnant comme amplificateurs de crête dans une deuxième classe d'amplification.

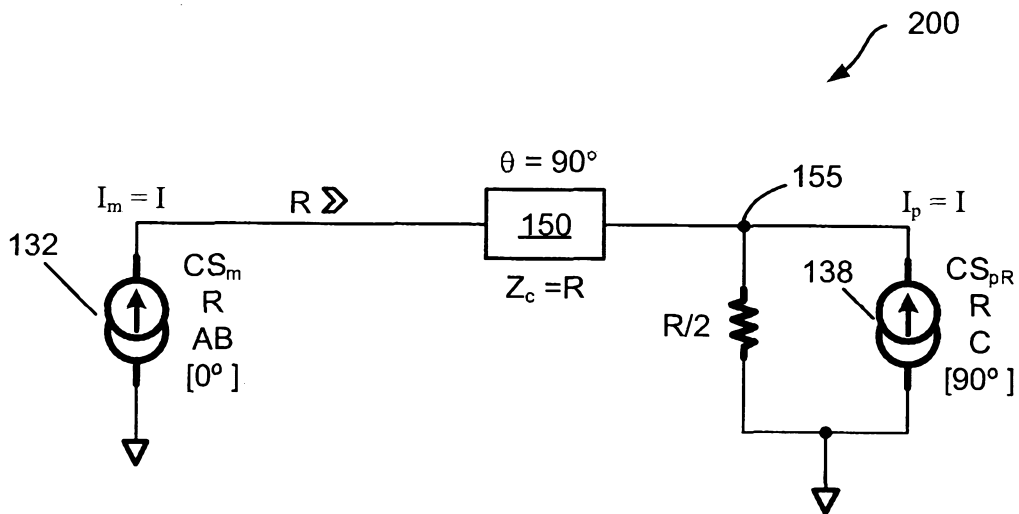
2. Dispositif selon la revendication 1, dans lequel l'amplificateur principal ne voit pas de modulation de sa charge entre les états complètement en marche et complètement en retrait de l'amplificateur de puissance.

3. Procédé pour un amplificateur de puissance sans modulation de charge comprenant de multiples amplificateurs connectés en parallèle pour amplifier un signal qui a été divisé en des chemins de circuits parallèles, l'un des amplificateurs fonctionnant comme amplificateur principal dans une première classe d'amplification et les amplificateurs restants fonctionnant comme amplificateurs de crête dans une deuxième classe d'amplification.

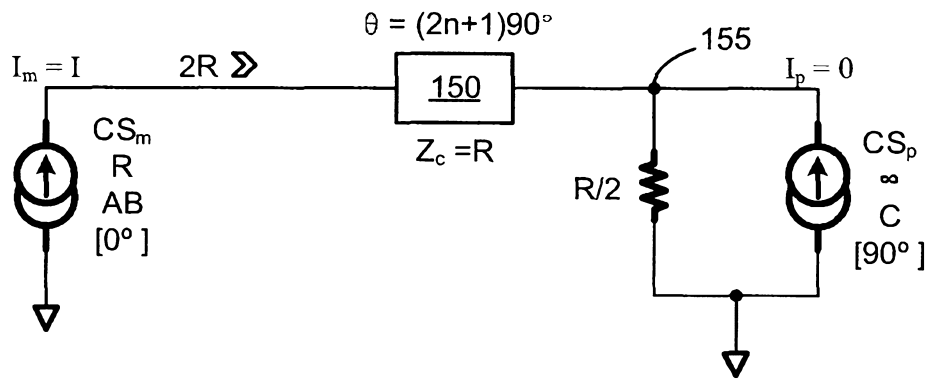
4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel l'amplificateur principal ne voit pas de modulation de sa charge entre les états complètement en marche et complètement en retrait de l'amplificateur de puissance.



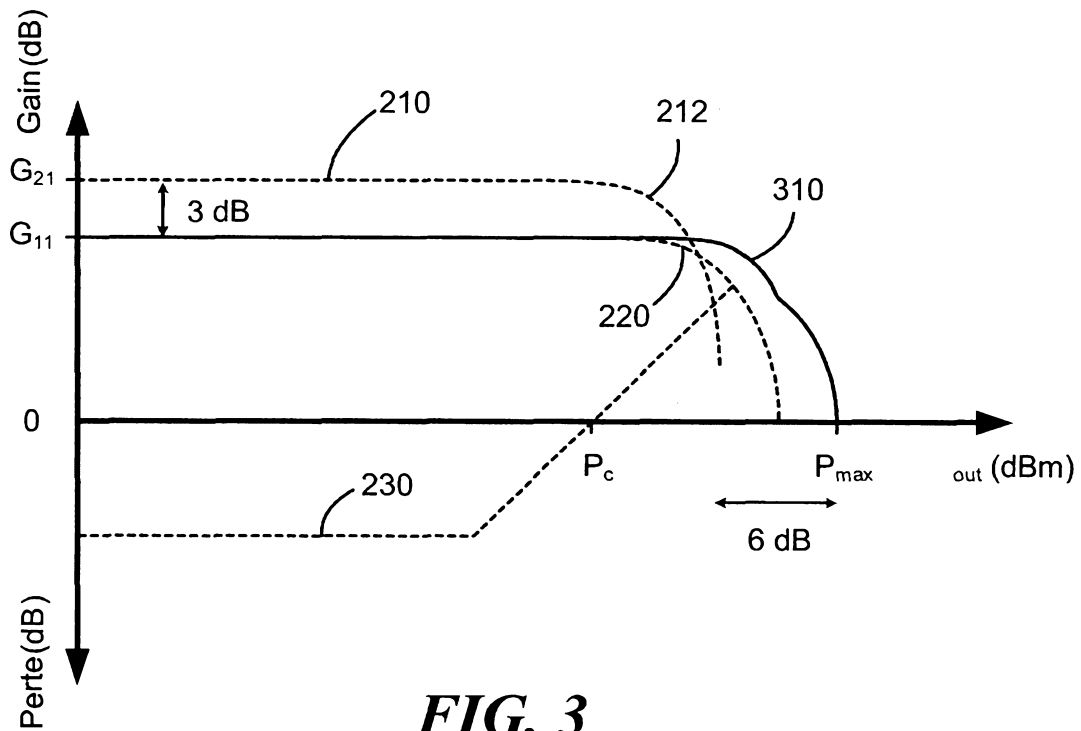
**FIG. 1**  
(Art antérieur)



**FIG. 2A**  
(Art antérieur)

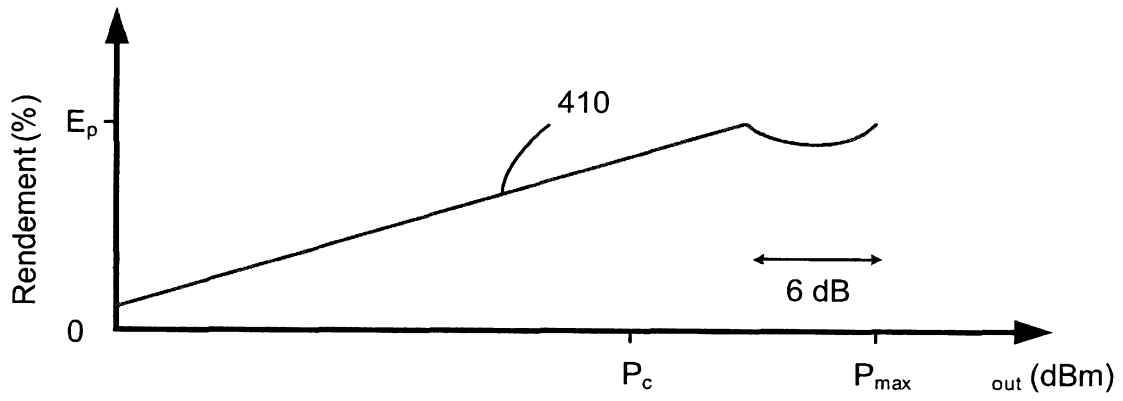


**FIG. 2B**  
(Art antérieur)

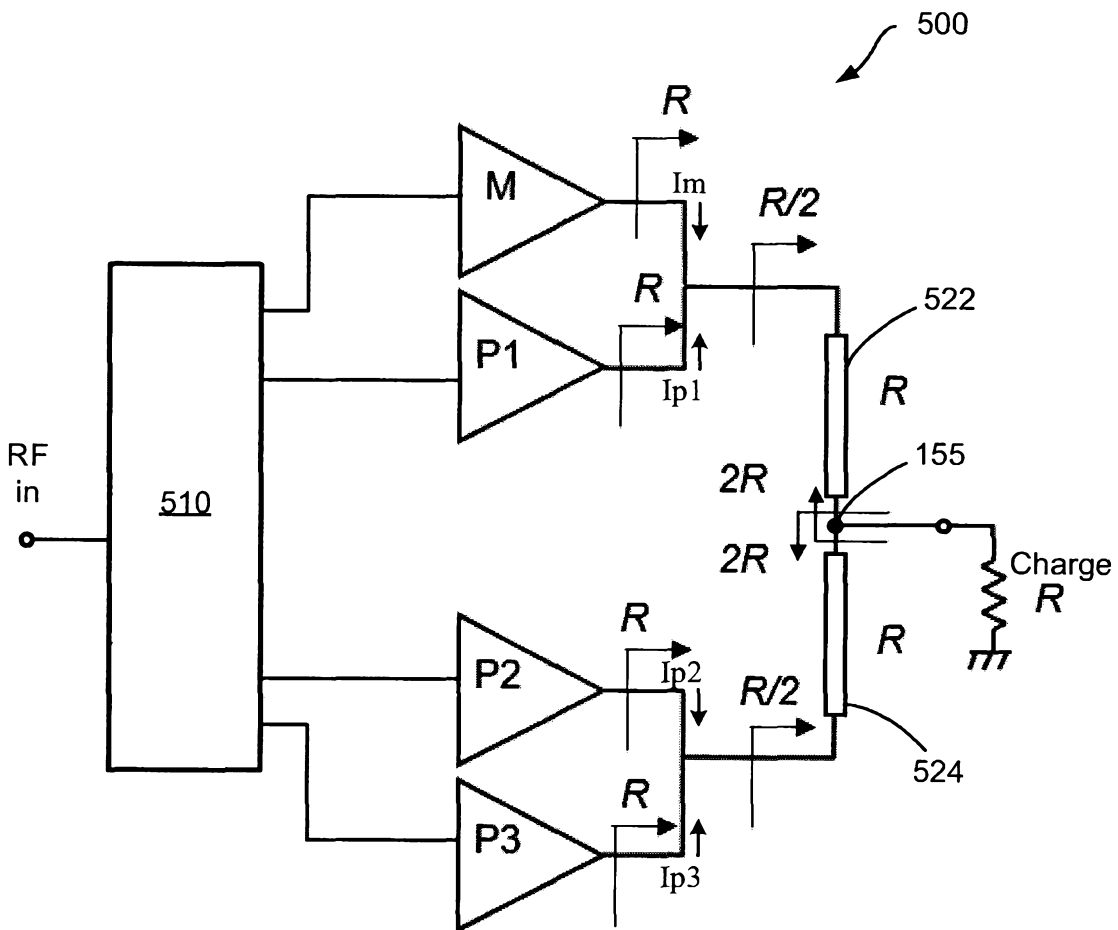


**FIG. 3**  
(Art antérieur)

3/9

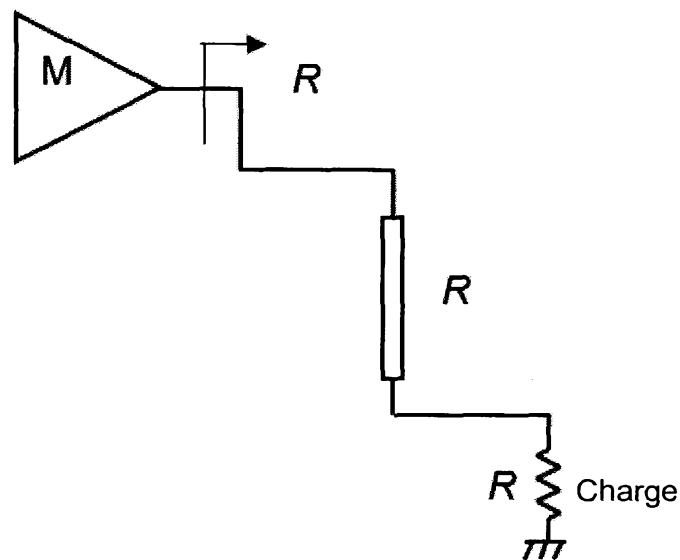


**FIG. 4**  
(Art antérieur)

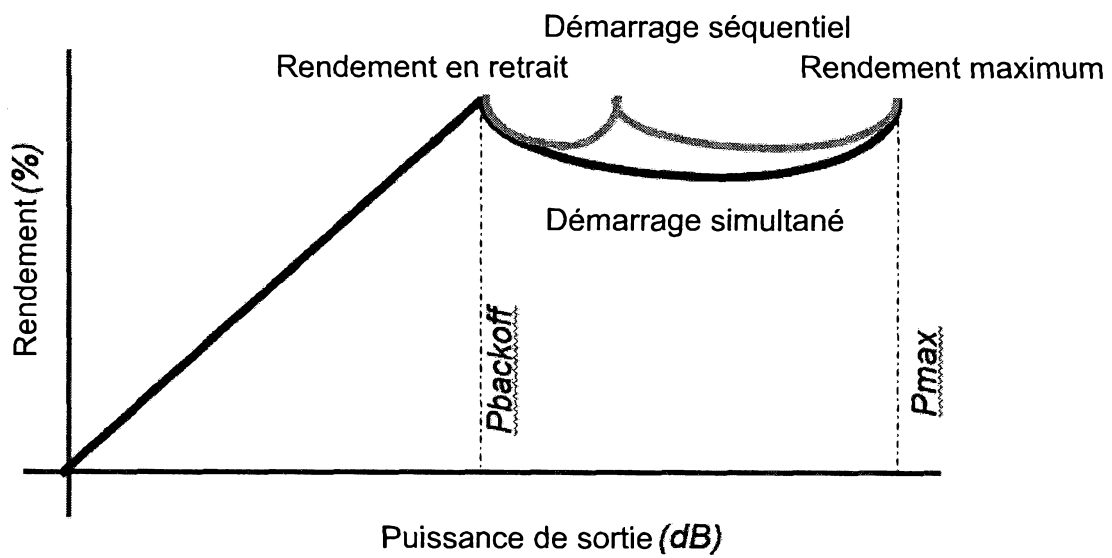


**FIG. 5A**

4/9



**FIG. 5B**



**FIG. 6**

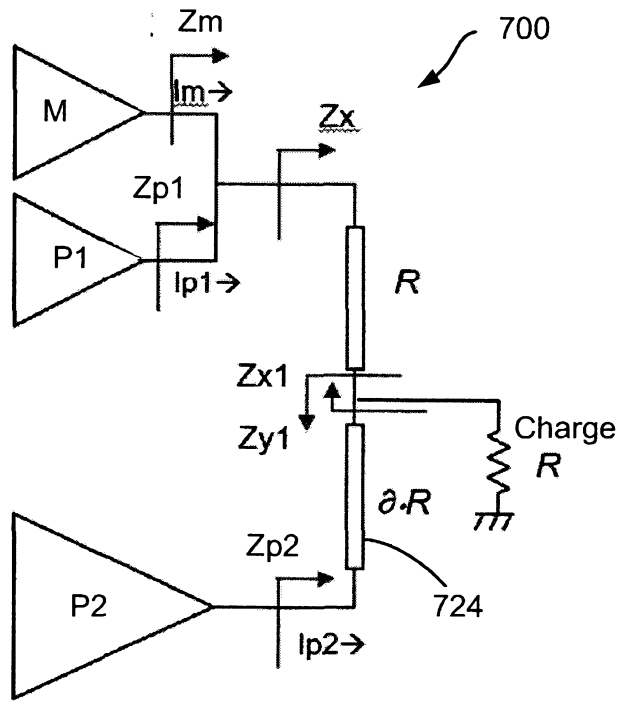


FIG. 7

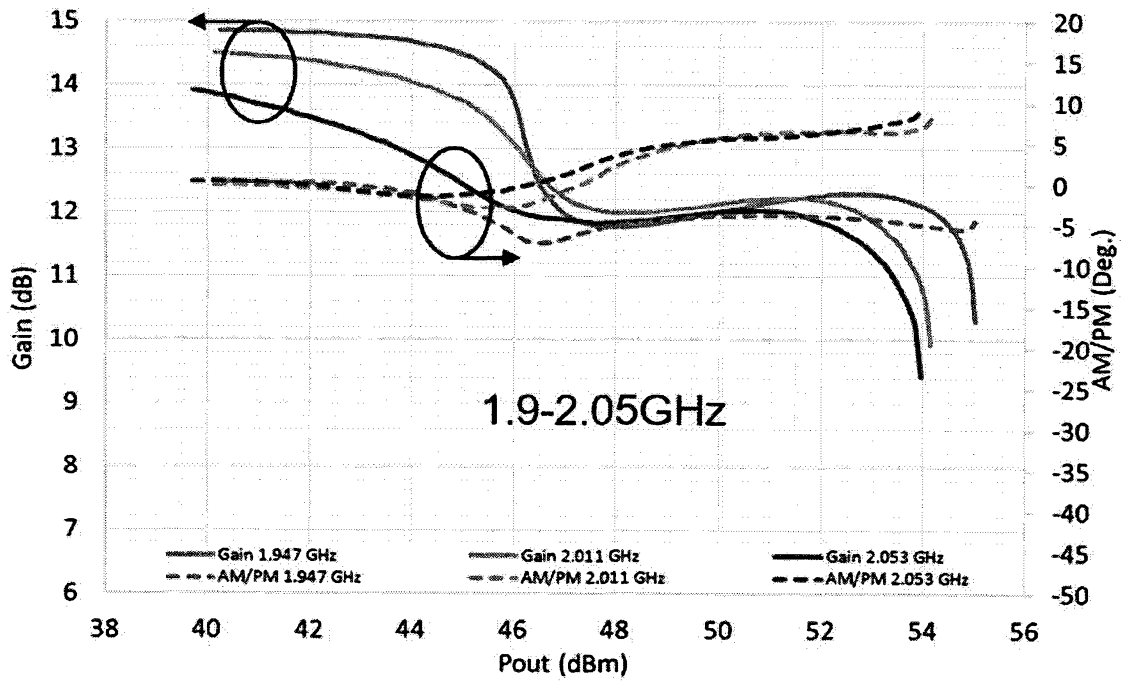


FIG. 8

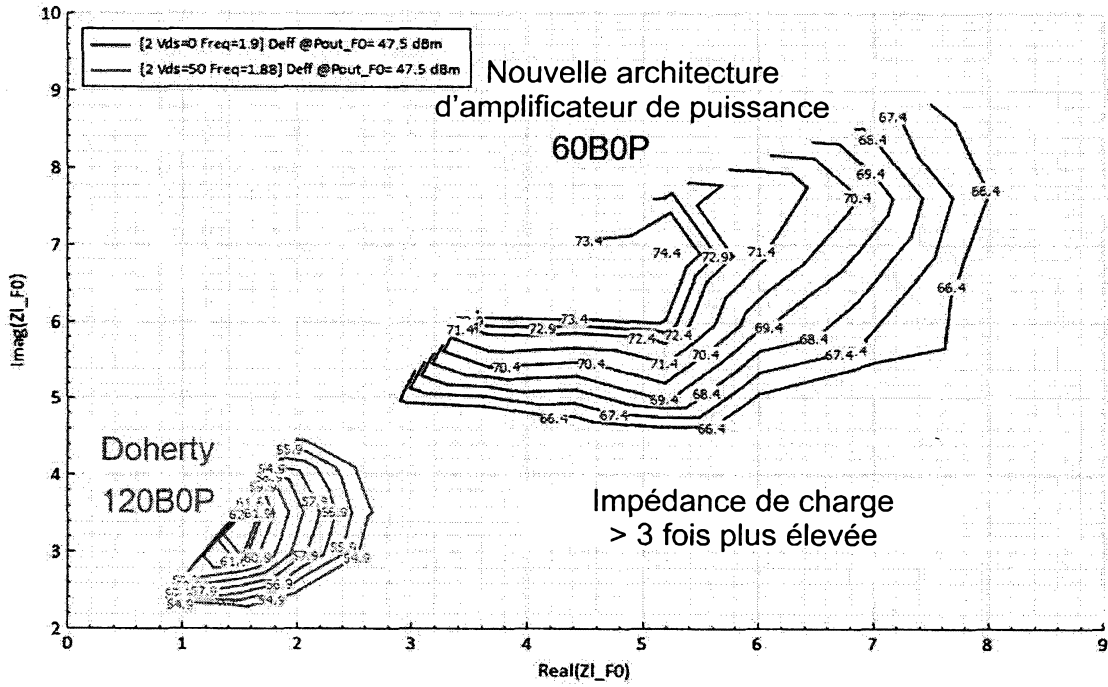


FIG. 9

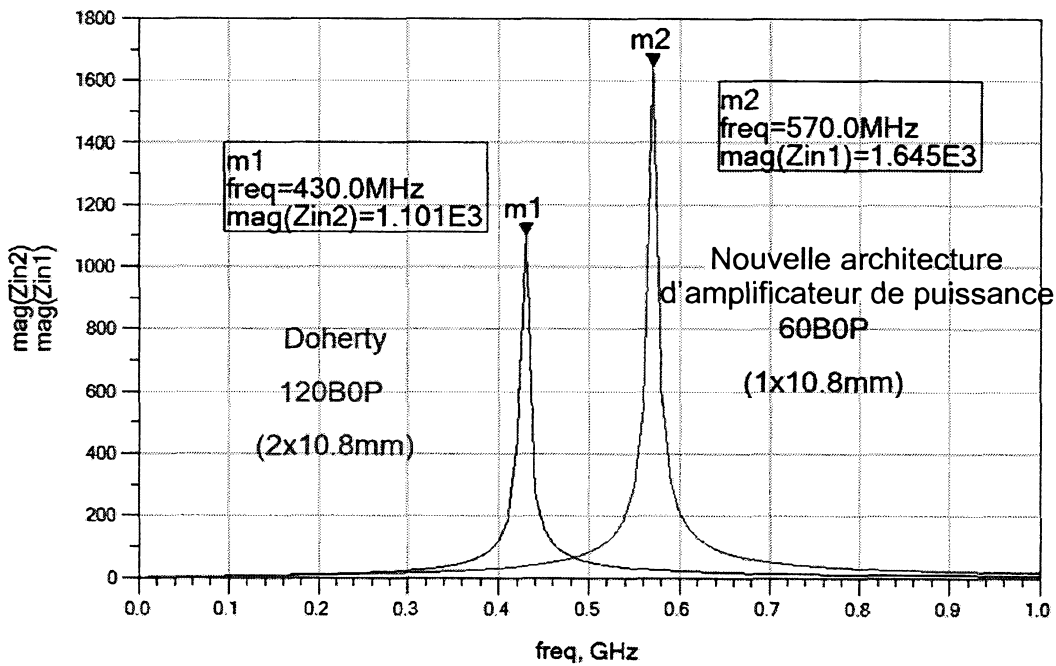
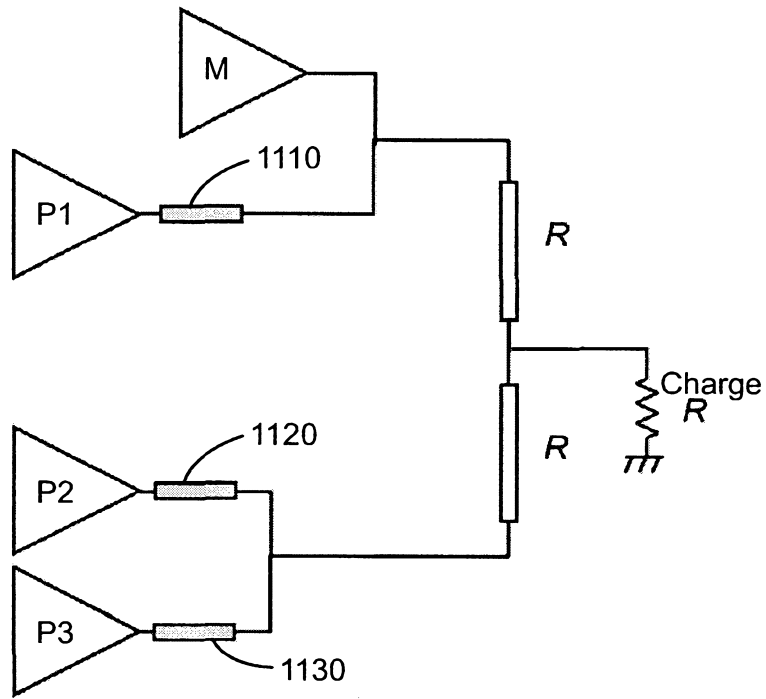
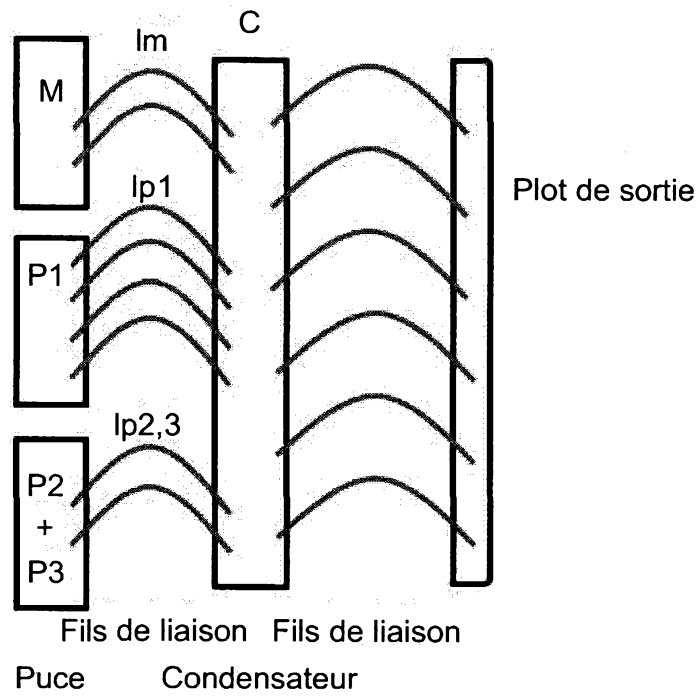


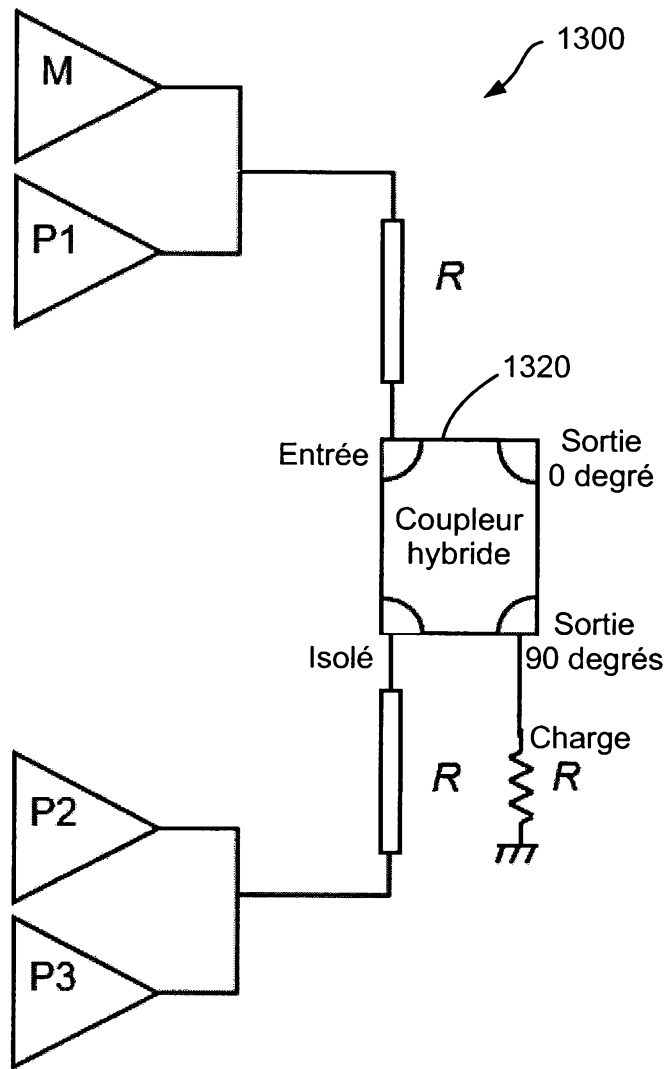
FIG. 10



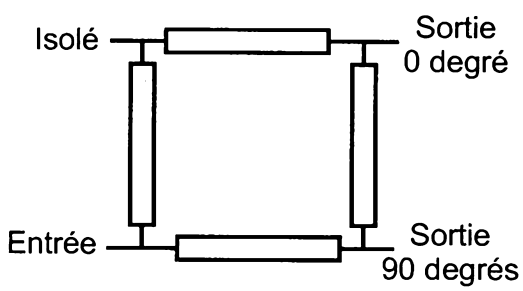
**FIG. 11**



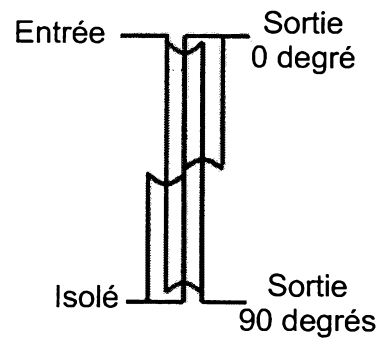
**FIG. 12**



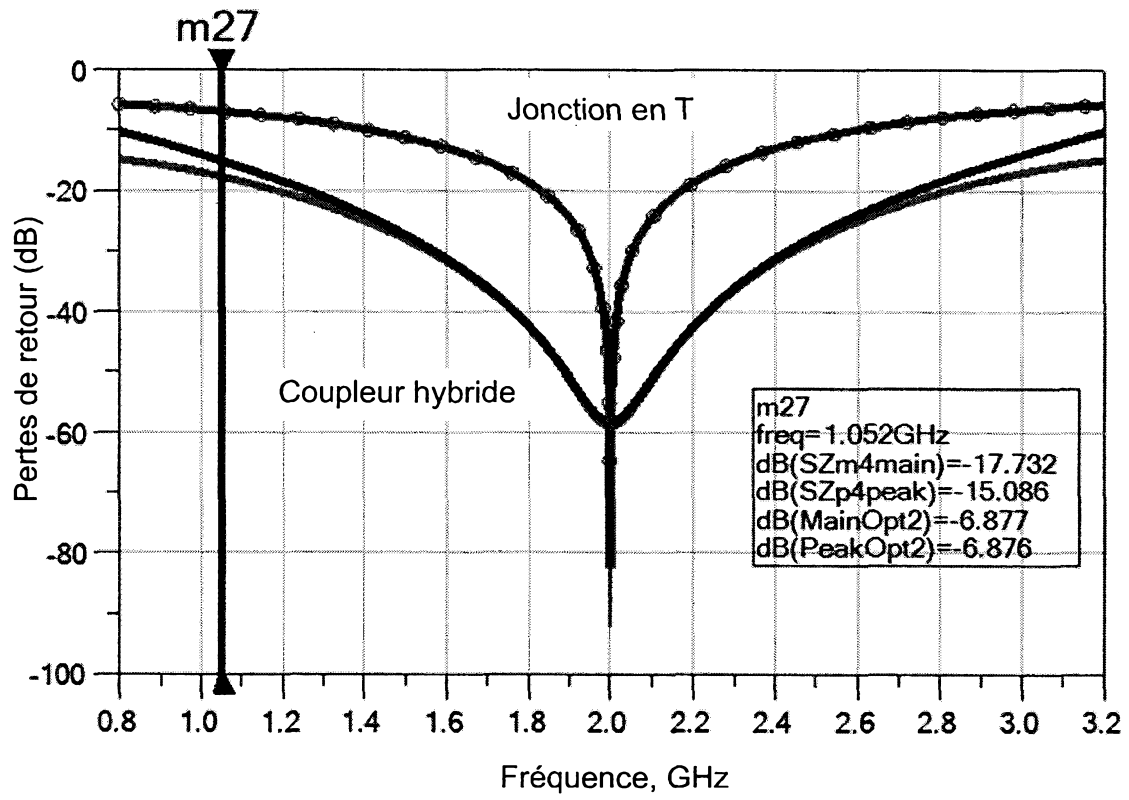
**FIG. 13**



**FIG. 14**



**FIG. 15**

**FIG. 16**

**RAPPORT DE RECHERCHE  
 PRÉLIMINAIRE**

 établi sur la base des dernières revendications  
 déposées avant le commencement de la recherche

 N° d'enregistrement  
 national

 FA 846751  
 FR 1757679

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	US 2016/036398 A1 (LI QIANG [US]) 4 février 2016 (2016-02-04) * figures 3,4 * * alinéa [0013] * * alinéas [0029] - [0003] * -----	1-4	H03F1/02 H03F1/30
X	MERRICK B ET AL: "A wideband Sequential Power Amplifier", 2014 IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM (IMS2014), IEEE, 1 juin 2014 (2014-06-01), pages 1-3, XP032615303, DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848592 [extrait le 2014-07-02] * page 1 * * figure 1 *	1-4	
X	US 2017/070193 A1 (JUANG YING-ZONG [TW] ET AL) 9 mars 2017 (2017-03-09) * figures 1-3 * * alinéa [0002] * * alinéas [0008] - [0013] * -----	1-4	
			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC)
			H03F
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
14 juin 2018		Jespers, Michaël	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention	
X : particulièrement pertinent à lui seul		E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure	
Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie		à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure.	
A : arrière-plan technologique		D : cité dans la demande	
O : divulgation non-écrite		L : cité pour d'autres raisons	
P : document intercalaire		.....	
		& : membre de la même famille, document correspondant	

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1757679 FA 846751**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du **14-06-2018**

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 2016036398 A1	04-02-2016	US 2016036398 A1 US 2017264245 A1	04-02-2016 14-09-2017
-----			
US 2017070193 A1	09-03-2017	TW 201711376 A US 2017070193 A1	16-03-2017 09-03-2017
-----			