

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

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

2 587 564

21 N° d'enregistrement national :

86 06400

51 Int Cl⁴ : H 03 H 12/00; G 01 R 33/20; H 03 B 5/08;
H 03 K 3/80, 5/01 // G 01 N 24/02.

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 2 mai 1986.

30 Priorité : GB, 3 mai 1985, n° 8511354 et 8511382.

43 Date de la mise à disposition du public de la
demande : BOPI « Brevets » n° 12 du 20 mars 1987.

60 Références à d'autres documents nationaux appa-
rentés :

71 Demandeur(s) : Société dite : NATIONAL RESEARCH
DEVELOPMENT CORPORATION. — GB.

72 Inventeur(s) : Reginald Alfred Willard et William Spen-
cer Percival.

73 Titulaire(s) :

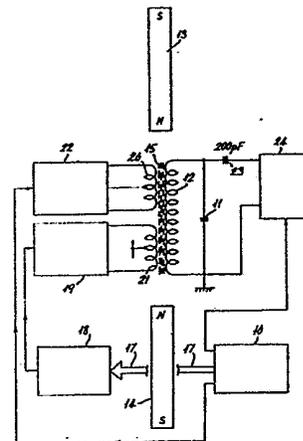
74 Mandataire(s) : Cabinet Simonnot.

54 Appareil de résonance magnétique nucléaire muni d'un atténuateur commuté et circuit résonnant.

57 L'invention concerne les appareils de résonance magné-
tique nucléaire.

Elle se rapporte à un appareil dans lequel une résonance
magnétique nucléaire est excitée à l'aide d'un enroulement 12
qui, avec un condensateur 11, forme un circuit résonnant. Les
signaux peuvent être observés avec l'enroulement 12 lorsque
les impulsions sont atténuées par connexion de résistances
aux bornes d'un enroulement 26 couplé inductivement à l'en-
roulement primaire 12. Cette connexion est réalisée par des
transistors à effet de champ montés dos à dos afin que les
signaux transitoires soient réduits lorsque les transistors ces-
sent de conduire.

Application aux appareils de résonance magnétique nu-
cléaire.



FR 2 587 564 - A1

D

La présente invention concerne un circuit résonnant combiné à un atténuateur commuté qui est mis en fonctionnement lorsqu'une atténuation rapide des oscillations du circuit résonnant est nécessaire. L'invention concerne en particulier, mais non exclusivement, un appareil de résonance magnétique nucléaire.

Comme décrit dans la demande de brevet britannique n° 2 141 236, un type d'étude magnétique nucléaire nécessite l'application d'impulsions de courant à une bobine afin qu'un champ magnétique à haute fréquence soit formé. La même bobine peut aussi être utilisée pour le prélèvement des signaux de résonance magnétique nucléaire, mais, à cet effet, les oscillations perturbatrices dans la bobine doivent être rapidement atténuées. En fait, il faut par exemple une atténuation d'un facteur supérieur à 10^9 dans une période d'environ 500 μ s, et ceci pose un problème considérable étant donné les signaux transitoires créés par une telle atténuation rapide.

Un appareil analogue à celui décrit dans la demande précitée de brevet peut aussi être utilisé dans d'autres types de cavités ou d'orifices, par exemple une version miniaturisée peut être utilisée pour l'étude par résonance magnétique nucléaire NRM du corps humain ou animal.

Dans le présent mémoire, l'expression "dispositif de commutation" désigne un dispositif ayant une électrode de commande et deux autres électrodes, l'application d'un signal convenable de commande à l'électrode de commande faisant passer le dispositif d'un état non conducteur dans lequel l'impédance entre les autres électrodes est pratiquement celle d'un circuit ouvert, à un état conducteur dans lequel cette impédance a une faible valeur.

La présente invention concerne ainsi un appareil de résonance magnétique nucléaire comprenant un premier et un second dispositif générateur de champs magnétiques opposés dans un espace contenant un premier enroulement de solénoïde dont l'axe est aligné sur les champs et

contenant un noyau d'un matériau magnétique, une impédance réactive montée aux bornes du premier enroulement et destinée à former un circuit résonnant, un dispositif destiné à appliquer des salves d'oscillations au circuit résonnant, un dispositif destiné à dériver des signaux représentatifs des signaux induits dans le premier enroulement entre les salves, un second enroulement à prise centrale, couplé par induction au premier enroulement, un premier et un second dispositif de commutation tels que définis précédemment, destinés à assurer, à l'état conducteur, la connexion d'un dispositif résistif aux bornes du second enroulement, la connexion étant telle que les tensions transitoires apparaissant lorsque les dispositifs passent à leur état non conducteur sont en opposition dans les deux moitiés du second enroulement, un dispositif de polarisation des dispositifs de commutation à l'état non conducteur, et un dispositif générateur d'impulsions destiné à appliquer des impulsions de commutation à des électrodes de commande afin que les dispositifs de commutation passent à l'état conducteur lorsque des oscillations présentes dans le circuit résonnant doivent être atténuées, la résistance combinée du dispositif résistif et des dispositifs de commutation lorsqu'ils conduisent, en référence au premier enroulement, étant pratiquement égale à la moitié de la réactance d'une inductance comprenant le premier et le second enroulement et le noyau, en référence aussi au premier enroulement.

L'invention concerne aussi un circuit résonnant destiné à être utilisé lorsqu'une atténuation rapide des oscillations est nécessaire dans le circuit, à la demande, ce circuit comprenant une inductance ayant un premier enroulement, un second enroulement comprenant deux moitiés séparées par une prise centrale, une impédance réactive montée aux bornes du premier enroulement afin qu'un circuit résonnant soit formé, un premier et un second dispositif de commutation tels que spécifiés précédemment et montés de manière que, lorsqu'ils sont à l'état conduc-

teur, ils connectent un dispositif résistif aux bornes du second enroulement, la connexion étant telle que les tensions transitoires apparaissant lorsque les dispositifs de commutation passent à l'état non conducteur soient en opposition dans les deux moitiés du second enroulement, un dispositif de polarisation des dispositifs de commutation à l'état non conducteur, et un dispositif générateur d'impulsions destiné à appliquer des impulsions de commutation aux électrodes de commande afin que les dispositifs de commutation passent à l'état conducteur lorsque des oscillations doivent être atténuées dans le circuit résonnant, la résistance combinée du dispositif résistif et des dispositifs de commutation lorsqu'ils conduisent, par rapport au premier enroulement, étant pratiquement égale à la moitié de la réactance de l'inductance, en référence aussi au premier enroulement.

Les dispositifs de commutation peuvent être des transistors à effet de champ à appauvrissement de type métal-oxyde-silicium qui, lorsqu'ils sont à l'état conducteur, présentent une impédance d'un ou deux ohms ou moins entre les bornes de source et de drain.

Le dispositif résistif est de préférence formé par une première résistance et une seconde résistance, correspondant respectivement au premier et au second dispositif de commutation, chacune des deux résistances étant montée entre une extrémité respective du second enroulement et l'une des autres électrodes du dispositif correspondant de commutation.

Le dispositif de polarisation peut comprendre un dispositif d'égalisation des signaux de polarisation au niveau des électrodes de commande lorsque les dispositifs de commutation sont à l'état non conducteur.

Lorsque les dispositifs de commutation sont des transistors à effet de champ de type MOS, les électrodes de source ou de drain peuvent être connectées l'une à l'autre et à la prise centrale par l'intermédiaire d'une résistance. La prise centrale et une première électrode

d'un condensateur formant l'impédance réactive peuvent être connectées à une borne commune, par exemple à la masse du circuit.

La plus grande partie de l'atténuation indiquée précédemment peut être obtenue par connexion du dispositif résistif aux bornes de l'inductance et une atténuation plus importante, lorsqu'elle est nécessaire, peut être obtenue par utilisation d'une forme d'onde particulière (telle que décrite dans la suite) destinée à exciter le premier enroulement. La technique d'atténuation rapide par connexion d'une résistance aux bornes de l'inductance complète d'un circuit résonnant dans lequel la résistance a une valeur égale à la moitié de la réactance de l'inductance est connue, mais le problème posé par les signaux transitoires résultants reste posé.

En général, tout processus de commutation crée des signaux parasites transitoires et, lorsque la commutation est suffisamment rapide, les signaux transitoires peuvent contenir des composantes parasites dans une largeur de bande intéressante. Dans le cas des études de résonance magnétique nucléaire, une largeur de bande intéressante est comprise entre 2 et 5 kHz et est centrée sur 41,5 kHz. Lors de l'utilisation du circuit selon l'invention, comme les signaux parasites transitoires sont en opposition dans les deux moitiés du second enroulement, les signaux parasites dans le premier enroulement sont réduits de manière très importante.

Le dispositif de polarisation comporte de préférence un dispositif destiné à appliquer une tension réglable de polarisation aux électrodes de commande afin que les signaux transitoires soient réduits au minimum dans une bande intéressante.

Selon une autre caractéristique de l'invention, le générateur d'impulsions comporte un dispositif de conformation des impulsions de commutation appliqué aux électrodes de déclenchement afin que les impulsions aient un flanc antérieur relativement abrupt et un flanc postérieur exponentiel.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention ressortiront mieux de la description qui va suivre, faite en référence aux dessins annexés sur lesquels :

5 la figure 1 est un diagramme synoptique d'un appareil de résonance magnétique nucléaire RMN selon l'invention ;

la figure 2 représente des impulsions créées par le générateur de forme d'onde de la figure 1 ;

10 la figure 3 représente des impulsions obtenues dans un circuit résonnant à facteur élevé de qualité Q, à la suite des impulsions de la figure 2 ;

la figure 4 représente plus en détail l'une des impulsions de la figure 2 ;

15 la figure 5 est un schéma du générateur de forme d'onde de la figure 1 ;

la figure 6 est un schéma d'un circuit selon l'invention, pouvant être utilisé comme atténuateur commuté de la figure 1 ; et

20 la figure 7 représente la forme d'onde d'une impulsion de commutation utilisée dans le circuit de la figure 6.

On décrit d'abord un appareil de résonance magnétique nucléaire mettant en oeuvre l'invention. Sur la
25 figure 1, un condensateur 11, un enroulement 12 sous forme d'un solénoïde, deux aimants permanents 13 et 14 et un noyau 15 (destiné à l'enroulement 12) formés d'un matériau ferrimagnétique de perméabilité élevée, sont disposés afin qu'ils travaillent de la manière décrite
30 dans la demande précitée de brevet britannique n° 2 141 236. Cependant, comme indiqué précédemment, l'appareil, éventuellement avec d'autres dimensions, peut être utilisé dans d'autres applications de RMN. Les aimants, l'enroulement 12 et son noyau et la plus grande
35 partie ou la totalité du circuit électronique représenté sur la figure 1 sont placés dans un boîtier cylindrique non représenté qui, lors de l'utilisation, est par exemple

descendu dans un sondage ou introduit dans une cavité d'un corps.

Un générateur 16 de synchronisation crée une séquence d'impulsions le long d'une ligne commune 17 afin qu'un générateur 18 de forme d'onde forme une série d'impulsions ayant la forme représentée sur la figure 2 et constituant des signaux d'entrée d'un amplificateur équilibré 19 de pilotage qui alimente un enroulement 21 formé autour de l'enroulement 12. L'enroulement 21 induit des impulsions dans l'enroulement 12, provoquant l'excitation de la résonance magnétique nucléaire dans un fluide (par exemple de l'eau ou du pétrole) dans une formation géologique entourant un sondage ou dans un tissu d'un corps entourant une cavité. Le générateur de forme d'onde est décrit plus en détail dans la suite. La forme d'onde induite dans le circuit résonnant formé par l'enroulement 12 et le condensateur 11 est telle que représentée sur la figure 3 et, à la fin de chaque salve d'oscillations formant une impulsion, la tension résiduelle est atténuée par un atténuateur commuté 22 couplé à un enroulement 26 formé autour de l'enroulement 12. L'atténuateur 22 est décrit plus en détail dans la suite. Dans les intervalles séparant les salves d'oscillation, lorsque la tension d'excitation a diminué et a été suffisamment atténuée, des signaux de RMN sont prélevés par l'enroulement 12 et transmis par un condensateur 23 à un amplificateur 24 à faible bruit. Des diodes de limitation, non représentées, sont connectées à l'entrée de l'amplificateur afin qu'elles réduisent la tension de pilotage pendant les salves d'oscillations de la figure 3. Un ou plusieurs commutateurs de mise en court-circuit sous forme de transistors à effet de champ (non représentés) peuvent aussi être incorporés à l'amplificateur et commandés par le générateur 16 de synchronisation afin qu'ils soient fermés lorsque la tension de pilotage est présente.

Les impulsions (formées par des salves d'oscil-

lations) représentées sur la figure 3 ont la forme générale de la séquence de Carr-Purcell qui est connue pour son utilisation en résonance magnétique nucléaire (RMN). Cependant, les impulsions représentées diffèrent de la séquence normale de Carr-Purcell en ce qu'elles présentent un déphasage de 180° au centre de chaque impulsion. De manière classique, la séquence commence par une impulsion de demi-amplitude appelée $\pi/2$ et elle est suivie par des impulsions de pleine amplitude ayant des phases qui alternent, en commençant par une impulsion de phase opposée à celle de l'impulsion $\pi/2$. Etant donné le changement de phase au début de chaque impulsions, les impulsions suivantes sont appelées impulsions $-\pi$ et π en alternance. Les impulsions π et $-\pi$ sont séparées, dans cet exemple, par des intervalles d'environ 4 ms (entre deux débuts) alors que l'intervalle initial entre l'impulsion $\pi/2$ et la première impulsion $-\pi$ est d'environ 2 ms (entre les deux débuts). Chaque impulsion $\pi/2$, $-\pi$ et π a une durée d'environ 500 μ s.

Lorsque la première moitié de l'une des impulsions de la figure 2 est appliquée à un circuit résonnant à facteur élevé de qualité Q tel qu'un circuit utilisé dans un dispositif d'étude de sondage par résonance magnétique nucléaire du type indiqué précédemment dans lequel le circuit résonnant comporte un solénoïde placé entre deux aimants permanents, le résultat est une croissance linéaire de l'amplitude des oscillations dans le solénoïde, pourvu que la fréquence de la forme d'onde sinusoïdale soit égale à la fréquence de résonance du circuit résonnant ou proche de celle-ci. La croissance linéaire d'amplitude est suivie d'une décroissance linéaire commençant lorsque le changement de phase de 180° apparaît. Ces impulsions dans un circuit résonnant sont représentées sur la figure 3.

A la partie maximale de l'enveloppe de la figure 3 dans une impulsion π ou $-\pi$, l'amplitude de la forme d'onde de tension est de l'ordre de 250 V et il faut que

l'enveloppe diminue linéairement jusqu'à 0 V. Ceci est réalisé par formation de chaque impulsion π ou $-\pi$ avec la configuration indiquée sur la figure 4 dans laquelle la première partie a une durée constante et une amplitude constante, mais la seconde partie a une durée et une amplitude réglables. Lors de la préparation de l'appareil, la forme d'onde aux bornes du circuit résonnant est observée, par exemple avec un oscilloscope, et la seconde moitié de chaque impulsion est réglée afin qu'elle donne la décroissance linéaire nécessaire jusqu'à zéro. Ainsi, une partie peut être avancée (comme représenté) ou retardée par rapport à la position dans laquelle le signal se termine au point de passage à zéro si bien que la seconde moitié de chaque impulsion peut être réalisée, grâce au réglage d'amplitude, d'une manière telle qu'elle annule chaque première moitié aussi exactement que possible, si bien que la forme d'onde sinusoïdale de chaque impulsion se termine à une valeur aussi proche de zéro que possible. La première moitié de chaque impulsion de la figure 6 est constituée de cinq à dix oscillations sinusoïdales, de même que la seconde moitié.

Sur la figure 2, la forme d'onde de la figure 4 apparaît à une borne 110 de sortie de la figure 5 et est formée par commutation d'une forme d'onde sinusoïdale appliquée à une borne d'entrée 111 sans inversion et aussi par l'intermédiaire d'un amplificateur 119 d'inversion. Lors de l'étude par résonance magnétique nucléaire, la forme d'onde appliquée à la borne 111 est à la fréquence de Larmor qui dépend du champ magnétique créé et du matériau soumis au champ. Dans un exemple, la fréquence de Larmor est prise comme étant égale à 41,5 kHz. La borne 111 d'entrée, lorsque la première moitié des salves π et la seconde moitié des salves $-\pi$ doivent être créées, est connectée par les contacts 112 et 113 de commutateurs analogiques doubles 114 et 115 et par résistances 120 et 130 respectivement à l'entrée d'un amplificateur 118 d'addition. Une résistance variable 125 est connectée

entre la résistance 130 et l'amplificateur 118. La seconde moitié de chaque salve π et la première moitié de chaque salve $-\pi$ sont obtenues par connexion de la sortie d'un amplificateur d'inversion 119, connecté à la borne d'entrée 111 par des contacts 121 et 122 et des résistances 123 et 124, à l'amplificateur d'addition 118. Une résistance variable 125 est connectée entre la résistance 123 et l'amplificateur d'addition 118.

Des connexions analogues sont formées afin que les salves $\pi/2$ soient créées, avec un commutateur analogique double 127 ayant des contacts 128 et 129, de résistances 131 et 132 et d'une résistance variable 133. Cependant, un amplificateur 134 à gain variable ainsi que des résistances fixe et variable 135 et 136 et une résistance 137 de sortie sont montés à l'entrée de l'amplificateur d'addition 118.

Lors du fonctionnement, une impulsion 139 de déclenchement est d'abord appliquée à une borne 140 créant la première moitié de l'impulsion $\pi/2$ par fermeture des contacts 128 et transmission du signal à 41,5 kHz à l'amplificateur 118 et ainsi à la borne de sortie 110. La seconde moitié est obtenue par lancement d'une impulsion de déclenchement 141 simultanément à la fin de l'impulsion 139 afin qu'une impulsion analogue mais inversée du signal à 41,5 kHz soit transmise à l'amplificateur 118 par l'intermédiaire des contacts 129. Ainsi, le changement nécessaire de phase est obtenu au milieu des impulsions $\pi/2$. La résistance variable 136 est utilisée pour le réglage de l'amplitude des impulsions $\pi/2$ et la résistance variable 133 est utilisée pour le réglage de l'amplitude de la seconde moitié de ces impulsions. Chaque impulsion 139 et 141 a une durée de 250 μ s environ.

Après un intervalle de 1,5 μ s environ, une impulsion 142 de déclenchement est appliquée à une borne 144, et elle est immédiatement suivie d'une impulsion 143 de déclenchement appliquée à une borne 145. Des cycles inversé et non inversé du signal à 41,5 kHz at-

teignent la borne de sortie 110 par l'intermédiaire des contacts 122 et 113 respectivement et donnent les impulsions $-\pi$. La résistance variable 126 permet un réglage de l'amplitude des cycles non inversés comme indiqué sur la figure 3. Chaque impulsion 142 et 143 a aussi une durée d'environ 250 μ s, comme les impulsions ultérieures 146 et 147.

Après un intervalle de 3,5 ms environ, des impulsions 146 et 147 de déclenchement apparaissent et commutent les contacts 112 et 121 successivement avec création des impulsions π , l'amplitude de la partie inversée étant réglable à l'aide de la résistance variable 125.

Des paires d'impulsions 142, 143 et 146, 147 sont maintenant créées en alternance à des intervalles de 4 ms environ jusqu'à la fin de la séquence des impulsions d'excitation. La séquence $\pi/2, -\pi, \pi$ est alors répétée après un intervalle prédéterminé.

Les impulsions de déclenchement 139, 142 et 146 sont formées dans le générateur 16 de synchronisation par division à partir d'un oscillateur maître de type piézoélectrique (non représenté) et les impulsions de cet oscillateur déclenchent aussi des circuits monostables respectifs non représentés qui transmettent des impulsions 140, 143 et 147. Les circuits monostables sont réglables afin qu'ils assurent le réglage de la durée des secondes moitiés des impulsions $\pi, -\pi$ et $\pi/2$. Les impulsions de déclenchement atteignent le générateur 18 de forme d'onde par la ligne commune 17.

La borne 110, à la sortie du circuit de la figure 5, est connectée par l'amplificateur 19 à l'enroulement 21 qui a un faible facteur Q. L'enroulement 12 a un enroulement secondaire de facteur élevé de qualité Q et forme, avec le condensateur 11, le circuit résonnant (dans cet exemple qui résonne à 41,5 kHz) dans lequel la forme d'onde de la figure 3 apparaît.

L'atténuateur commuté 22 représenté sur la figure 6 est maintenant décrit. Lorsque les oscillations

de la figure 3, dans le circuit résonnant (le condensateur 11 et l'enroulement 12) diminuent, elles sont en outre rapidement atténuées par l'atténuateur commuté 22 connecté à l'enroulement 26. L'atténuateur 22 comprend deux transistors à effet de champ MOS 214 et 215 de type appauvri (canal n ou p), ayant chacun une électrode de source connectée à une prise centrale 216 de l'enroulement 26 par l'intermédiaire d'une résistance 229 ayant par exemple une valeur de 10 k Ω . Des résistances 217 et 218 sont montées entre les extrémités opposées de l'enroulement 26 et les bornes de drain des transistors 214 et 215 respectivement. Les résistances 217 et 218 ont ensemble une résistance qui, lorsqu'elle est ajoutée aux résistances des transistors à effet de champ (qui sont souvent d'environ 1 ohm chacune) et par rapport à l'enroulement 12, est égale à la réactance de l'inductance formée par les enroulements 12, 21 et 26 et le noyau 15, en référence à l'enroulement 12. De manière connue, la connexion d'une résistance de cette valeur aux bornes de l'inductance d'un circuit résonnant provoque une atténuation des oscillations dans le circuit à la plus grande vitesse possible. Dans de nombreuses applications, les transistors à effet de champ MOS 214 et 215 peuvent être du type IRF 830 de International Rectifier ou analogue, qui, à l'état conducteur, ont une résistance d'environ 1 ohm, et les résistances 217 et 218 peuvent alors être des résistances de 1,5 ohm, dans l'hypothèse où la réactance de l'inductance indiquée précédemment comme étant l'enroulement 26 est de 5 ohms.

En l'absence d'un signal de pilotage, les transistors 214 et 215 sont polarisés à l'état non conducteur par une tension de polarisation dérivée d'une résistance 220 et de résistances variables 221 et 222 connectées à une tension positive d'alimentation. Un condensateur 219 découpe les résistances 220 et 221. La tension transmise par ces résistances est appliquée par un amplificateur opérationnel 223, un transistor bipolaire 224 ayant

une résistance 225 d'émetteur et deux résistances égales 226 et 227, par exemple de 100 ohms, en série avec les électrodes de grille des transistors à effet de champ respectifs. Un réglage fin et un réglage grossier de la tension de polarisation sont obtenus par réglage des résistances 221 et 222 respectivement, et une résistance variable 228, par exemple de 10 k Ω , montée entre la grille du transistor 215 et la masse afin que les électrodes de grille soient équilibrées à la masse dans la région des caractéristiques des transistors à effet de champ dans lesquels la transition entre la résistance faible et la résistance élevée a lieu.

Lorsque les oscillations doivent être atténuées dans le circuit résonnant, une impulsion positive provenant du générateur 16 de synchronisation est appliquée au transistor 224, les deux transistors passant à l'état conducteur. Les transistors conduisent alors ensemble et transmettent un courant alternatif décroissant rapidement, en fonction de la tension aux bornes de l'enroulement 26. Lorsque les transistors sont commutés à l'état non conducteur à la fin de l'impulsion, les tensions transitoires qui apparaissent aux bornes des transistors 214 et 215 sont en opposition au niveau de l'enroulement primaire 26 et s'annulent donc. Un réglage soigneux de la polarisation des électrodes de grille et un équilibrage par rapport à la masse sont nécessaires pour que les signaux parasites produits soient négligeables dans le circuit résonnant dans une largeur donnée de bande qui peut être par exemple comme décrit précédemment.

L'impulsion de commutation nécessaire aux transistors à effet de champ est de plusieurs volts et doit être réduite à bien moins d'un microvolt afin que les fuites dans le circuit résonnant soient évitées. Si l'impulsion utilisée était rectangulaire, des composantes à des tensions considérables apparaîtraient par exemple dans la largeur de bande indiquée précédemment et ces composantes ne pourraient pas être totalement supprimées

par équilibrage. Pour cette raison, l'impulsion de commutation a la forme indiquée sur la figure 7, comprenant un flanc antérieur 40 très abrupt et un flanc postérieur approximativement exponentiel 41 ayant de préférence une vitesse constante de variation qui ne fait pas apparaître des composantes importantes dans une largeur de bande nécessaire. Dans les exemples représentés, une impulsion rectangulaire allant vers les valeurs négatives et ayant une durée d'environ 500 μ s est appliquée à l'entrée de non-inversion d'un amplificateur opérationnel 230, avec une sortie connectée à un circuit conformateur d'impulsions comprenant une résistance de 500 ohms 231, une résistance de 10 k Ω 232, un condensateur de 6800 pF 233 et une diode 234. Le temps de montée de l'impulsion résultante est déterminé par la résistance 231 et la diode 234 et la décroissance exponentielle est déterminée par la résistance 232 et le condensateur 233. Les valeurs de ces composants sont choisies empiriquement mais ne sont pas primordiales. Le signal de sortie du circuit conformateur est transmis par un amplificateur opérationnel 236 formant un amplificateur tampon et une résistance variable 237 qui permet un réglage de l'amplitude des impulsions lorsque cela est nécessaire.

Le couplage capacitif entre les enroulements 21 et 26 et l'enroulement 12 de l'inductance provoque l'apparition d'une composante additive à la suite de la commutation des signaux transitoires, et elle doit donc être éliminée dans la mesure du possible. Dans cet exemple, les enroulements 21 et 26 sont entourés chacun d'un mince câble coaxial, le conducteur externe étant à la masse et un point. En outre, ces enroulements sont formés sur toute la longueur de l'enroulement 12 afin que les fuites du champ magnétique soient réduites.

L'atténuateur commuté selon l'invention peut être utilisé pour l'atténuation des oscillations dans de nombreux circuits résonnants ayant des applications très diverses, en plus de celles du circuit résonnant de l'appareil de résonance magnétique nucléaire décrit précédemment.

REVENDECATIONS

1. Circuit résonnant destiné à être utilisé lorsqu'une atténuation rapide d'oscillations est nécessaire à la demande dans le circuit, caractérisé en ce qu'il
5 comprend une inductance ayant un premier enroulement (12), un second enroulement (26) formé de deux moitiés délimitées par une prise centrale, une impédance réactive (11) connectée aux bornes du premier enroulement afin qu'un circuit résonnant soit formé, un premier et un second dispositif
10 de commutateur (214, 215) destinés, lorsqu'ils sont à l'état conducteur, à connecter un dispositif résistif (227, 228) entre les bornes du second enroulement, la connexion étant telle que les tensions transitoires apparaissant, lorsque les dispositifs passent à leur
15 état non conducteur sont en opposition dans les deux moitiés du second enroulement, un dispositif de polarisation des dispositifs de commutation à l'état non conducteur, et un générateur d'impulsions (18) destiné à appliquer des impulsions de commutation à des électrodes
20 de commande provoquant le passage des dispositifs de commutation à l'état conducteur lorsque des oscillations dans le circuit résonnant doivent être atténuées, la résistance combinée du dispositif résistif et des dispositifs de commutation, lorsqu'ils conduisent, par rapport
25 au premier enroulement, étant sensiblement égale à la moitié de la réactance de la self, en référence au premier enroulement.

2. Circuit d'appareil de résonance magnétique nucléaire, caractérisé en ce qu'il comprend un premier
30 et un second dispositif générateur de champs magnétiques opposés dans un espace contenant un premier enroulement (12) en forme de solénoïde ayant son axe aligné sur les champs et contenant un noyau de matériau magnétique, une impédance réactive (11) connectée aux bornes du
35 premier enroulement afin qu'un circuit résonnant soit formé, un dispositif (18) destiné à appliquer des salves d'oscillations au circuit résonnant, un dispositif (12) destiné à former des signaux représentatifs des signaux

induits dans le premier enroulement entre les salves, un second enroulement (26) à prise centrale, couplé par induction au premier enroulement, un premier et un second dispositif de commutation (214, 215) destinés, lorsqu'ils sont à l'état conducteur, à connecter un dispositif résistif aux bornes du second enroulement, la connexion étant telle que les tensions transitoires apparaissant lorsque les dispositifs de commutation passent à l'état non conducteur, sont en opposition dans les deux moitiés du second enroulement, un dispositif de polarisation des dispositifs de commutation à l'état non conducteur, et un générateur d'impulsion (18) destiné à appliquer des impulsions de commutation à des électrodes de commande afin que les dispositifs de commutation passent à l'état conducteur lorsque des oscillations doivent être atténuées dans le circuit résonnant, la résistance combinée du dispositif résistif et des dispositifs de commutation, lorsqu'ils conduisent, par rapport au premier enroulement, étant sensiblement égale à la moitié de la réactance d'une inductance comprenant le premier et le second enroulement et le noyau, en référence au premier enroulement.

3. Circuit selon la revendication 2, caractérisé en ce que le premier et le second dispositif générateur de champs magnétiques sont des aimants permanents respectifs (13, 14).

4. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que le premier et le second dispositif de commutation (214, 215) sont des transistors à effet de champ de type métal-oxyde-silicium à appauvrissement, qui, à l'état conducteur, ont une impédance de 1 ou 2 ohms ou moins, entre les bornes de source et de drain.

5. Circuit selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'électrode de source ou l'électrode de drain de l'un des transistors (214, 215) est connectée à l'électrode correspondante de l'autre transistor et à la prise

centrale du second enroulement (26) par l'intermédiaire d'une résistance (229), et la prise centrale et une première électrode d'un condensateur formant l'impédance réactive sont connectées à une borne commune.

5 6. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le dispositif résistif comporte une première et une seconde résistance (226, 227) correspondant au premier et au second dispositif de commutation, chacune des première et seconde
10 résistances étant connectée entre une extrémité respective du second enroulement et l'une des autres électrodes du dispositif correspondant de commutation.

 7. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le dispositif
15 de polarisation comprend un dispositif destiné à égaliser les signaux de polarisation au niveau des électrodes de commande lorsque les dispositifs de commutation sont à l'état non conducteur.

 8. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le dispositif
20 de commutation comporte un dispositif destiné à appliquer une tension réglable de polarisation aux électrodes de commande afin que les signaux transitoires soient minimaux dans une bande intéressante.

25 9. Circuit atténuateur destiné à être connecté à un circuit résonnant, caractérisé en ce qu'il comprend un dispositif destiné à coupler un dispositif résistif aux bornes du circuit résonnant à l'aide d'un premier et d'un second dispositif de commutation (214, 215)
30 lorsque l'atténuation de la tension dans le circuit résonnant est nécessaire, les dispositifs de commutation étant connectés de manière que les tensions transitoires apparaissant lorsque les dispositifs de commutation passent à l'état non conducteur soient en opposition
35 par rapport au circuit résonnant.

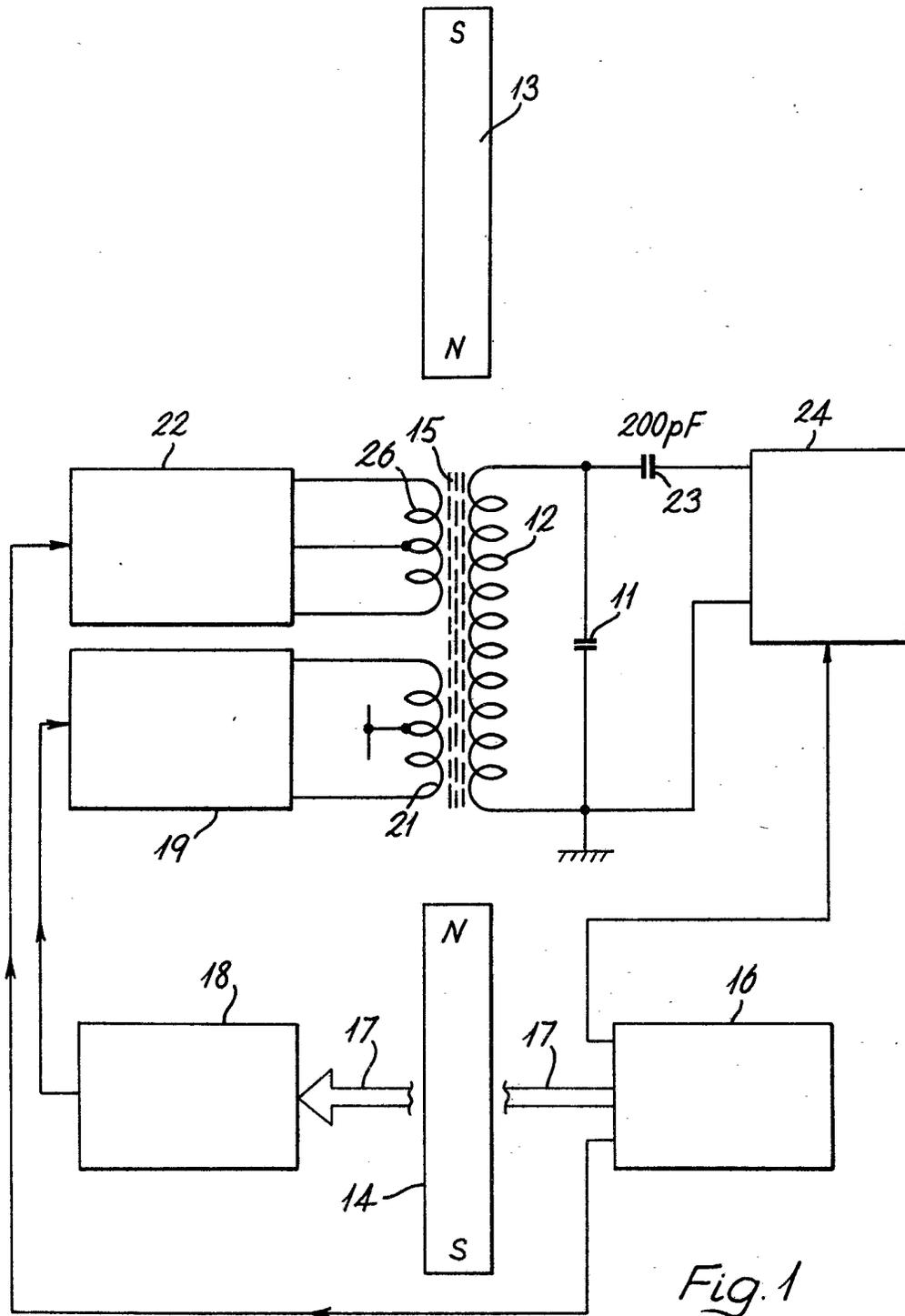


Fig. 1

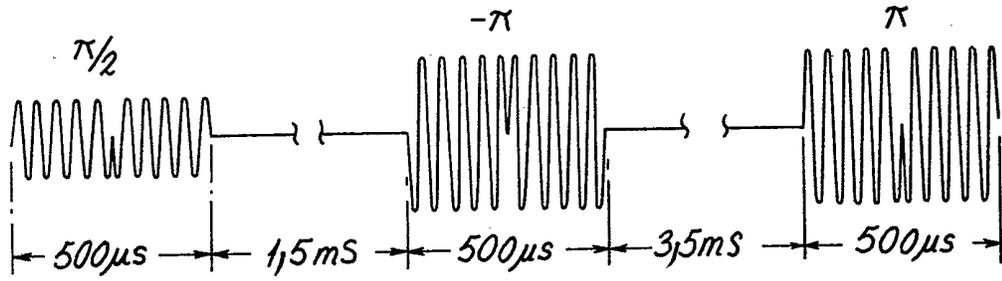


Fig. 2

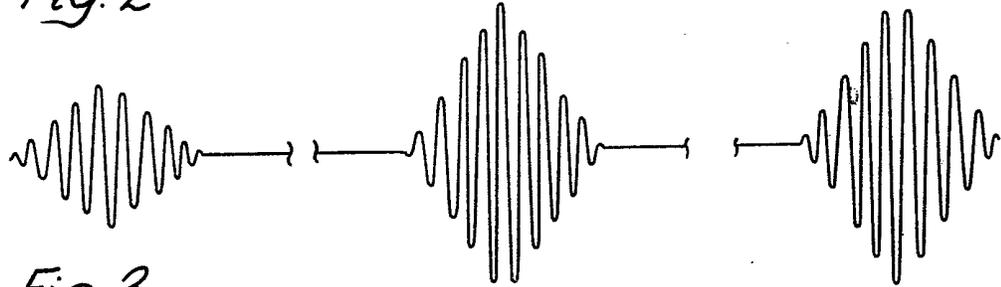


Fig. 3

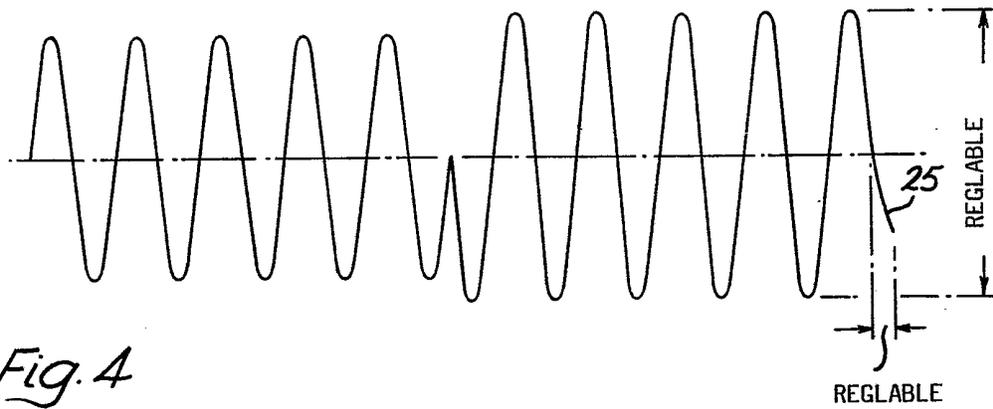


Fig. 4

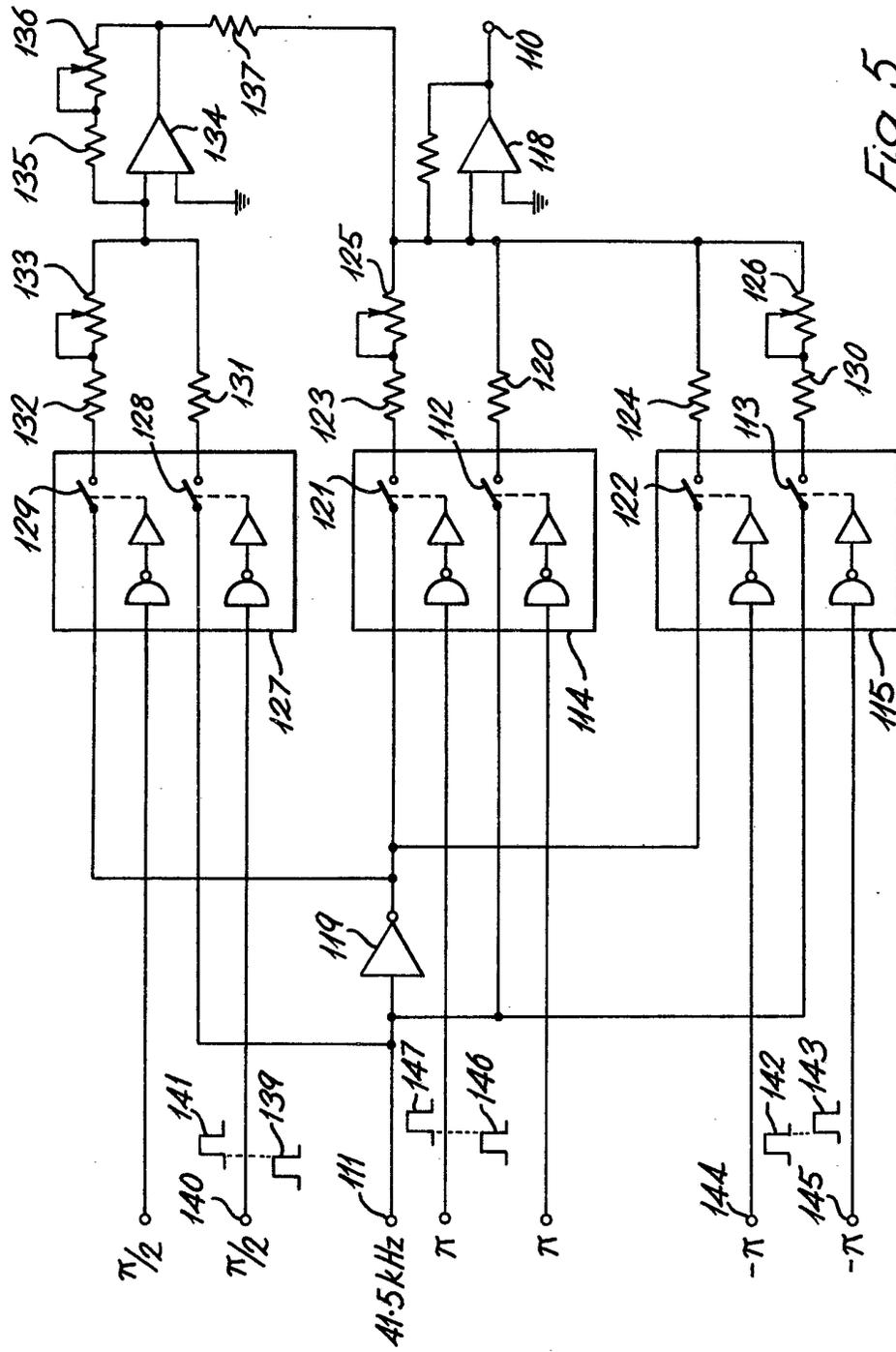


Fig. 5

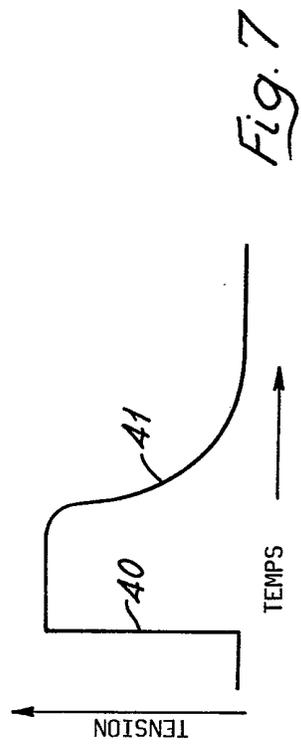
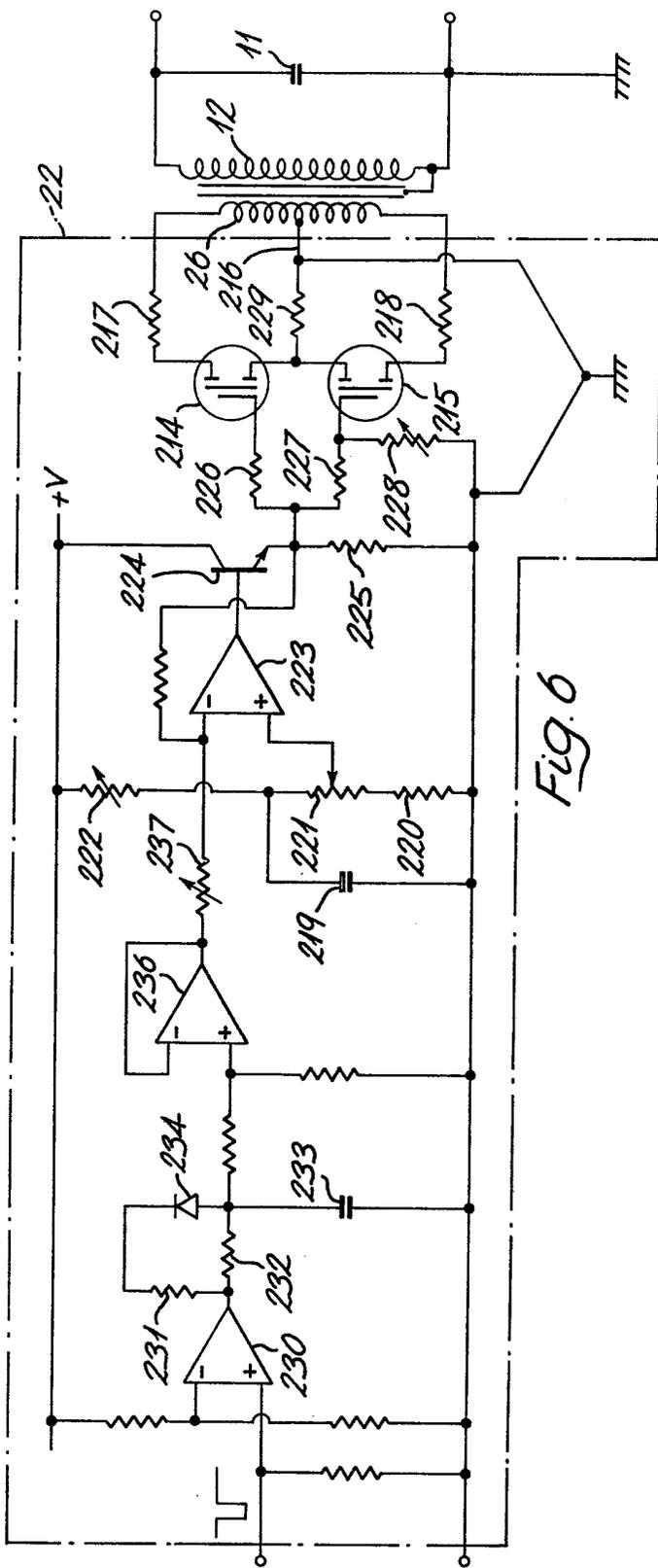


Fig. 6

Fig. 7