

12 **DEMANDE DE BREVET EUROPEEN**

21 Numéro de dépôt: 79400766.6

51 Int. Cl.³: **H 01 F 29/14**
H 01 F 21/08, G 05 F 7/00

22 Date de dépôt: 19.10.79

30 Priorité: 20.10.78 CA 313821

43 Date de publication de la demande:
30.04.80 Bulletin 80/9

64 Etats Contractants Désignés:
BE DE FR GB SE

71 Demandeur: **Société Hydro-Québec**
75 ouest, boulevard Dorchester
Montreal Québec H2Z 1A4(CA)

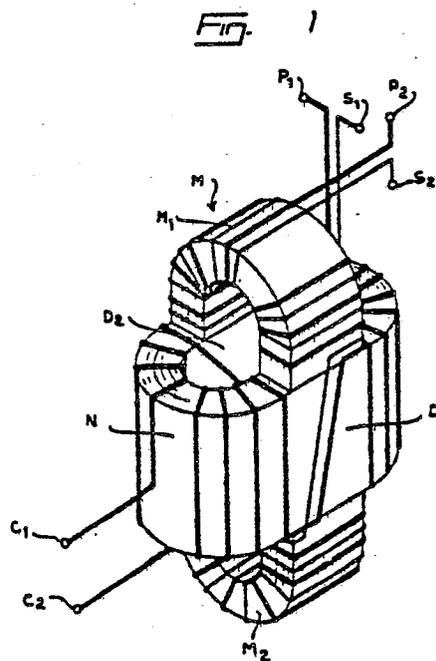
72 Inventeur: **Roberge, Gérald**
14, rue Le Roy
Repentigny, Québec, L6A 1P6(CA)

72 Inventeur: **Doyon, André**
537, rue Joliet
Boucherville, Québec, L4B 2Z3(CA)

74 Mandataire: **Peuscat, Jacques**
Conseil en Brevets 3, Square de Maubeuge
F-75009 Paris(FR)

54 Inductance variable.

57 La présente invention est relative à une inductance variable comportant un premier circuit magnétique fermé (M), formé d'un matériau anisotrope à travers lequel circule un champ magnétique alternatif et un second circuit magnétique fermé (N), également formé d'un matériau anisotrope, à travers lequel circule un champ magnétique à courant continu. Les premier et second circuits magnétiques sont disposés l'un par rapport à l'autre de façon à définir au moins deux espaces magnétiques communs (D1, D2) dans lesquels les champs magnétiques alternatif et continu se superposent orthogonalement pour orienter les dipôles magnétiques des espaces magnétiques communs suivant une direction prédéterminée par l'intensité du champ magnétique à courant continu de second circuit et pour contrôler ainsi la perméabilité du premier circuit magnétique au champ alternatif. On propose des arrangements pour utilisation en monophasé et en triphasé de l'inductance variable comportant, en outre, un fonctionnement en auto-contrôle avec ou sans contrôle inverse.



EP 0 010 502 A1

INDUCTANCE VARIABLE

La présente invention est relative à un dispositif à inductance variable et vise plus particulièrement un dispositif, dont la perméabilité efficace est commandée par un circuit magnétique fermé à travers lequel circule un flux magnétique à courant constant et réglable.

Dans cette demande de brevet, on utilisera indifféremment les termes "dispositif à inductance variable" ou "inductance variable".

10 Présentement, il existe plusieurs dispositifs à configurations diverses susceptibles d'être utilisés comme inductance variable en préconisant un contrôle de la perméabilité ou de la réluctance du matériau formant l'inductance par superposition longitudinale d'un flux magnétique soit alternatif, soit constant, comme par exemple dans le brevet U.S. N° 1,788,152 de Dowling émis en 1931 ; le brevet U.S. N° 2,844,804 de Roe, du 22 juillet 1958 ; le brevet U.S. N° 2,976,478 de Aske, du 21 mars 1961 ; et le brevet U.S. N° 3,735,305 de Sinnott et al, du 22 mai 1973. On connaît également le brevet U.S. N° 3,757,201
15 de Cornwell, émis le 4 septembre 1973 qui décrit un appareil destiné à régulariser une tension, un courant ou une charge, côté secondaire, au moyen d'un couplage magnétique variable qui affecte considérablement le facteur de puissance de l'inductance. Dans ce brevet, la perméabilité du circuit magnétique est
20 affectée au moyen d'un flux constant, contrôlable dans un plan normal à celui d'un flux alternatif, mais il en résulte une augmentation considérable du courant d'excitation et du flux de fuite du circuit magnétique. Ces dispositifs connus possèdent toutefois des inconvénients majeurs dûs au fait que plusieurs
25 de ceux-ci fonctionnent à saturation, présentent une distorsion très appréciable de l'onde courant dû aux harmoniques générées dans les circuits magnétiques, et possèdent un faible facteur de puissance.

Un des buts de la présente invention est d'éviter les
35 inconvénients mentionnés ci-dessus, relatifs aux dispositifs connus, et vise à proposer une inductance à faible taux d'harmoniques par un contrôle approprié de sa perméabilité ou réluctance.

Plus spécifiquement, la présente invention a trait à
4) une inductance variable qui comporte un premier circuit magné-

9010502
 tique fermé, formé d'un matériau anisotrope à travers lequel
 circule un champ magnétique alternatif ; un second circuit ma-
 gnétique fermé, également formé d'un matériau anisotrope, à
 travers lequel circule un flux magnétique à courant continu
 5 réglable ; les premier et second circuits magnétiques étant
 disposés l'un par rapport à l'autre de façon à définir au moins
 deux espaces magnétiques communs dans lesquels les champs ma-
 gnétiques alternatif et continu respectifs se superposent ortho-
 gonalement pour orienter les dipôles magnétiques desdits espaces
 10 communs suivant une direction déterminée par l'intensité dudit
 flux magnétique du second circuit et pour contrôler ainsi la
 perméabilité dudit premier circuit magnétique audit champ alter-
 natif.

Les formes de réalisation préférées de la présente in-
 15 vention seront décrites ci-après avec référence aux dessins,
 dans lesquels :

la figure 1 montre une première forme de réalisation
 d'un dispositif à inductance variable selon la présente inven-
 tion pour un circuit monophasé ;

20 la figure 2 illustre une variante de l'inductance va-
 riable de la figure 1 incorporant un circuit de contrôle auto-
 régularisé ;

la figure 3 illustre les plages et points de fonction-
 nement de l'inductance variable monophasée de la figure 2 ;

25 la figure 4 présente une autre forme de réalisation de
 l'inductance variable, pour circuits triphasés ;

la figure 5 est une variante du circuit triphasé de la
 figure 4, avec noyau de contrôle hexagonal ;

30 la figure 6 présente des courbes de variation d'une
 phase de l'inductance triphasée ;

la figure 7 présente des courbes de saturation en fonc-
 tion du courant de contrôle de l'inductance variable triphasée ;

les figures 8, 9, 10 et 11 présentent respectivement
 des courbes du taux d'harmoniques du courant de troisième, cin-
 5 quième, septième et neuvième harmoniques en fonction des ampères-
 tours du champ à courant continu de contrôle ;

la figure 12 présente une courbe de distortion de la
 tension en fonction des harmoniques ;

la figure 13 montre des courbes de rapport d'impédance
 en fonction des ampères-tours du circuit de contrôle de l'induc-

Les figures 14a à 14e présentent des courbes de puissance active et réactive pour l'inductance triphasée ;

la figure 15 illustre un autre montage pour circuits triphasés, mais de configuration cylindrique ;

la figure 16 est une vue explosée de l'inductance variable illustrée à la figure 15 ;

la figure 17 présente un schéma de raccordement de l'inductance de la figure 15 montée en auto-contrôle et contrôle inverse ;

la figure 18 montre les lieux d'opération de l'inductance variable triphasée de la figure 17 ; et

la figure 19 présente les lieux d'opération d'un compensateur statique utilisant l'inductance triphasée suivant la 15 présente invention.

La figure 1 illustre un mode de réalisation d'une inductance variable monophasée constituée de deux circuits magnétiques M et N disposés orthogonalement. Le circuit magnétique M est formé d'un noyau en deux parties M1 et M2 reliées par des zones de jonction D1 et D2 appartenant au noyau magnétique N et dénommées ultérieurement "espaces magnétiques communs". Ce circuit magnétique M est excité par un enroulement à courant alternatif disposé entre les bornes P1, P2 qui s'étend sur les deux parties M1 et M2 du noyau magnétique M. D'autre part, le circuit magnétique N est constitué d'un noyau unique à travers lequel circule un champ magnétique excité par un enroulement à courant continu disposé entre les bornes C1, C2. La disposition orthogonale des deux circuits magnétiques a pour effet de produire dans les espaces magnétiques communs D1 et D2 un couple magnétique proportionnel à la valeur, dans le noyau N, du champ magnétique à courant continu, qui polarise les dipôles de ces espaces magnétiques communs. En raison de cette disposition orthogonale, les flux magnétiques respectifs des deux noyaux ne peuvent emprunter le même chemin ; le champ magnétique à courant continu oriente, en les polarisant, les dipôles magnétiques des espaces magnétiques communs de façon à agir sur la perméabilité du circuit magnétique excité par l'enroulement à courant alternatif comme on le désire.

Dans ce montage, les noyaux M et N sont en matériaux ferro-magnétiques de même section droite, soit en ferrite, soit

en fer laminé, et présentent donc une propriété anisotrope inhérente. Aussi, les dipôles des espaces communs D1 et D2, en l'absence de champ polarisant à courant continu N, tendent à s'orienter dans la direction du champ magnétique alternatif, la perméabilité du noyau M étant alors une mesure de la facilité avec laquelle les dipôles magnétiques s'orientent dans la direction de ce champ excitant. Le noyau M devient saturé au moment où ses dipôles sont complètement orientés dans la direction de ce champ magnétique. En conséquence, l'application d'un champ magnétique à courant continu dans le noyau N dans une direction transverse au champ magnétique alternatif du noyau M a pour effet d'agir sur les dipôles des espaces magnétiques communs D1 D2, en les polarisant, pour les éloigner de leur position d'équilibre, de sorte que le champ magnétique alternatif du noyau M doit grandir en module pour que chaque dipôle maintienne sa même position d'équilibre dans les espaces magnétiques communs D1 et D2. Ce processus n'affecte aucunement l'inductance de fuite, mais seulement l'inductance de magnétisation du noyau à inductance variable. Il en résulte que l'induction magnétique de saturation se trouve augmentée et que les courbes de magnétisation deviennent plus linéaires avec l'augmentation du champ magnétique à courant continu dans les espaces communs D1 et D2. En conséquence, l'application d'un champ magnétique à courant continu perpendiculairement à un champ magnétique alternatif produit un effet d'entrefer variable pour le circuit magnétique alternatif.

Dans le dispositif de la figure 1, les surfaces de contact entre les circuits magnétiques M et N sont usinées et serrées mécaniquement l'une sur l'autre ou sont réalisées selon tout autre procédé de montage équivalent, alors que l'enroulement à courant continu C1 et C2 est alimenté par une source auxiliaire à courant continu constant et réglable. Un enroulement secondaire S1, S2 superposé à l'enroulement primaire P1, P2 permet de filtrer les harmoniques de composantes homopolaires et, en outre, de raccorder ce noyau à inductance variable à un circuit d'utilisation.

Le principe de fonctionnement de ce dispositif à inductance variable monophasé consiste donc essentiellement à produire dans des espaces magnétiques communs un champ magnétique à courant continu, qui a pour effet de s'opposer à la rotation

des dipôles de ces espaces communs pour un contrôle adéquat de la perméabilité efficace du circuit magnétique alternatif. Il est clair que les espaces magnétiques communs peuvent être établis aussi bien dans le noyau de phase M que dans le noyau de contrôle N, comme ci-dessus décrit.

La figure 2 illustre un raccordement en auto-contrôle du dispositif monophasé de la figure 1 par insertion d'un pont de diodes R à double alternance entre l'enroulement alternatif P1, P2 et l'enroulement continu C1, C2 du dispositif. Ce montage permet de faire varier de façon continue la perméabilité du noyau M en fonction de brusques variations dans le flux magnétique alternatif. De façon plus particulière, la figure 2 permet une utilisation triphasée de l'inductance variable de la figure 1. A cette fin, l'enroulement secondaire S1, S2 est raccordé en delta avec les deux autres phases de façon à filtrer les composants de troisième et neuvième harmoniques du flux magnétique alternatif. Les enroulements primaires P1 et P2 sont alors reliés en étoile avec neutre flottant. Dans ce cas, les enroulements d'excitation des trois phases peuvent être reliés soit en série, soit en parallèle.

Dans ce modèle monophasé du dispositif à inductance variable, il est à noter qu'il n'existe aucune tension alternative induite dans les enroulements de contrôle N à courant continu ; le flux alternatif dans le noyau à courant continu est limité à la région des espaces magnétiques communs D1, D2 et la plage de variation de la puissance réactive peut atteindre un rapport de 25/1. Cet auto-contrôle, à l'aide d'un courant redressé, a pour effet de modifier la pente du front de la courbe de magnétisation et de déplacer le point de fonctionnement de l'inductance sur les différentes courbes de magnétisation à des niveaux qui sont fonction de la tension de la source alternative. Ainsi, la réluctance du circuit magnétique à courant alternatif M se modifie d'elle-même, et dans le bon sens, selon les niveaux de tension alternative appliqués, ce qui s'avère excellent pour les cas de très grande variation de tension, par exemple dans les cas de surtension et de délestage d'une ligne de transport d'énergie.

Par ailleurs, en vue d'effectuer une régulation de tension pour une pente de 3 à 10 % selon le choix de l'utilisateur, le nombre de tours de la bobine d'excitation alternative peut être

modifié à l'aide de thyristors T asservis à une consigne de tension, ce qui a pour effet de déplacer la courbe du point de fonctionnement de l'inductance.

Il est à noter que le temps de réponse du circuit à inductance variable, quand il est en auto-contrôle, est quasi-instantané, c'est-à-dire que le temps de réponse sera inférieur à une période. Quant au temps de contrôle en régulation, il pourra varier selon le mode d'asservissement utilisé et atteindre une ou deux périodes (sur une base de 60 Hertz) selon les besoins de l'utilisateur.

Dans le modèle monophasé de la figure 1, les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont considérablement réduites en utilisant de la ferrite pour constituer le circuit magnétique à courant continu N. En outre, la géométrie du circuit, le type de noyau utilisé, la longueur du circuit magnétique sont autant de facteurs qui permettent de réduire les pertes.

Par ailleurs, dans le mode de réalisation auto-contrôlé du circuit à inductance variable monophasé de la figure 2, on peut réaliser un contrôle inverse de faible puissance du champ magnétique à courant continu dans le noyau N. Pour ce faire, un second enroulement est superposé à l'enroulement C1-C2 et est alimenté par une source à courant continu constant et réglable de faible puissance. Cet enroulement supplémentaire est disposé de façon que le champ magnétique généré dans le noyau de contrôle N s'oppose à celui généré par l'enroulement d'auto-contrôle C1-C2. Le champ magnétique résultant, dans le noyau de contrôle, sera alors une fonction du champ magnétique généré par le courant alternatif redressé, qui circule dans l'enroulement en auto-contrôle et, par conséquent, une fonction du niveau de tension aux bornes P1-P2. Le fonctionnement de ce mode de contrôle est simple et ne requiert aucune boucle de retour pour corriger le couple magnétique désiré sur les dipôles des espaces magnétiques communs D1-D2.

La figure 3 donne les plages et points de fonctionnement de l'inductance variable monophasée lorsqu'utilisée en auto-contrôle, comme illustré à la figure 2. Sur cette figure, on a indiqué en abscisse le courant I dans l'inductance (c'est-à-dire dans le circuit P1-P2) et en ordonnée la tension phase-neutre $U_{\phi} + N$ (l'une des bornes P1-P2 étant au neutre). A des

fins de comparaison, sur cette figure, la courbe 1 en traits pointillés est une courbe de magnétisation du noyau M à courant alternatif en circuit fermé et en l'absence de tout noyau de contrôle N alors que la courbe en traits mixtes 2 correspond à la magnétisation obtenue lorsque les espaces magnétiques communs sont remplacés par une pièce de bois d'épaisseur équivalente. Pour obtenir les courbes à divers ampères-tours négatif, un enroulement supplémentaire a été superposé à l'enroulement d'auto-régularisation de la figure 2, lequel enroulement supplémentaire est traversé par un courant continu constant, mais ajustable, de façon à définir un contrôle inverse. Dans ces conditions, la courbe d'opération se trouve modifiée de façon à offrir comme illustré, un genou plus prononcé dans le domaine de régularisation requis. La ligne pointillée définissant la courbe 3 correspond à une courbe d'impédance $-Z_c$ ($-Z_c$ est l'impédance d'un condensateur placé en parallèle avec l'inductance variable pour obtenir le compensateur statique). Sur cette courbe, on peut définir trois régions ou plages distinctes de magnétisation : une plage de montée de tension pour une tension alternative aux bornes de l'inductance variant de 0 à un peu au-delà du genou de la courbe, plage dans laquelle la pente de chacune des courbes des points de fonctionnement est particulièrement grande ; une plage de régulation correspondant à une tension de source alternative aux bornes de l'inductance variant autour du genou de la courbe et où la pente de chacune de ces courbes est très faible, c'est-à-dire que pour une légère variation de la tension alternative aux bornes de l'inductance, on obtient une forte variation de courant dans le circuit P1-P2 ; et une plage de sur-tension pour une tension de source alternative aux bornes de l'inductance beaucoup plus grande que celle du genou et où la pente de chacune des courbes est plus grande que celle de leur plage de régulation. On voit donc que plus la tension de la source à courant alternatif aux bornes de l'inductance est élevée, plus la polarisation des dipôles dans l'espace magnétique commun de l'inductance variable est forte et plus la courbe des points de fonctionnement tend vers une courbe de magnétisation où l'espace magnétique commun serait constitué d'un matériau non-magnétique (courbe 2), le contrôle à courant continu produisant donc un effet d'entrefer dans cet espace magnétique commun.

La figure 4 présente un modèle triphasé de l'inductance variable. Chacune des phases, PA, PB, et PC sont reliées respectivement aux noyaux MA, MB et MC de même section droite à travers chacun desquels circule un champ magnétique alternatif de phase correspondante. Chaque noyau possède une branche montée orthogonalement au noyau de contrôle N dont l'enroulement E1-E2 est excité par une source à courant continu constant, mais réglable. Dans ce montage, le circuit de contrôle étant commun aux trois phases, on note qu'il y a annulation des tensions induites à 120 Hz dans la bobine de contrôle à courant continu N, tout comme dans le modèle monophasé précédent, et qu'il n'existe aucun flux alternatif dans ce noyau à flux continu, sauf dans les régions des espaces communs D3, D4 et D5.

Dans ce modèle triphasé, les phases des noyaux MA, MB et MC ne sont pas disposées de façon symétrique de sorte que ce circuit n'est pas optimal quant à la longueur des noyaux de phase, à leurs jonctions et à leur disposition géométrique par rapport au noyau de contrôle N.

La figure 5 illustre un montage symétrique de l'inductance variable triphasée dans laquelle les noyaux de phase MA, MB et MC forment un angle de 120° l'un par rapport à l'autre et sont montés mécaniquement sur le noyau de contrôle N qui est de forme hexagonale. Cet arrangement de la figure 4 permet une plage de variations de l'impédance dans le même ordre de grandeur que dans le cas précédent et une réduction appréciable des pertes relatives, donc un accroissement du facteur de qualité de l'inductance. Ce type de construction ne montre pas de jambes magnétiques pour le retour du flux en régime transitoire.

Le montage des figures 4 et 5 permet une élimination des courants de troisième et neuvième harmoniques au moyen d'un raccordement en étoile des trois phases PA, PB et PC, avec neutre flottant, non raccordé à la masse, et l'élimination des flux de troisième et neuvième harmoniques à l'aide d'un enroulement secondaire superposé, PSA, PSB et PSC, raccordé en triangle. De plus, les pertes dans le noyau de contrôle N sont considérablement réduites en raison du fait qu'aucune réaction bidirectionnelle ne subsiste entre le noyau de contrôle et les noyaux de phase, puisqu'il n'existe aucun flux magnétique alternatif dans le noyau de contrôle N, la somme des effets des trois phases étant nulle. En outre, le neutre du raccordement en étoile étant

isolé de la source. Il n'est pas possible aux composantes harmoniques du courant de s'établir en régime transitoire.

Lorsqu'il est utilisé en triphasé, l'arrangement de l'inductance variable des figures 4 et 5 présente un avantage accru par rapport à l'utilisation de trois inductances monophasées du type représenté sur la figure 2 en raison du fait que la même quantité d'énergie de contrôle est requise pour l'ensemble des trois phases que celle qui serait requise pour une seule phase, de sorte que les pertes de contrôle sont moindres et réparties sur les trois phases.

De plus, dans ces inductances triphasées, le contrôle du flux magnétique à courant continu peut s'effectuer par auto-contrôle, à l'aide de ponts de diodes, comme dans le cas de l'inductance monophasée de la figure 2, ou encore par contrôle inverse à l'aide d'un enroulement à courant continu constant et réglable, superposé à l'enroulement d'auto-contrôle, sur le noyau de contrôle N.

Pour le dispositif de la figure 4, la figure 6 montre les variations d'impédance de l'inductance triphasée en fonction de l'augmentation des ampères-tours injectés dans le noyau de contrôle N. Sur cette figure 6, on a porté en abscisse et en ordonnée les mêmes variables que sur la figure 3. On note que les impédances V/I de chaque phase varient dans un rapport allant jusqu'à 11/1 pour un champ magnétique à courant continu variant de 0 à 4 848 ampères-tours. A des fins de comparaison, on note que, pour le modèle monophasé de la figure 1, on a obtenu des impédances variant dans un rapport de 20/1 pour un modèle en acier laminé et de 25/1 pour un modèle en ferrite. La famille de courbes d'impédance de la figure 6 présente les résultats de la phase "A" seulement, désignée par PA, de cette inductance triphasée. Le trait pointillé 1 montre le comportement de l'inductance variable pour une tension de 80 volts efficaces mesurée phase-neutre. Le trait pointillé 2 montre le comportement de l'inductance variable lorsqu'elle est raccordée en série avec un condensateur et dont la résultante est inductive. Dans cette dernière configuration, la valeur de la capacité utilisée était de 200 μF et la source triphasée était maintenue fixe à 120 volts efficaces aux bornes du circuit. L'augmentation des volts-ampères de l'inductance variable pour un déplacement de A à B sur les courbes est de 360 volts-ampères.

triphasés pour 4 848 ampères-tours. Cette augmentation de puissance est d'environ 1.78 fois plus grande que pour le cas de l'inductance seule pour une même tension.

La figure 7 présente une famille de courbes de saturation. On a porté en ordonnée le courant alternatif I_{cA} en valeur efficace, en abscisse les ampères-tours du contrôle à courant continu, et en paramètre de courbes les tensions phase-neutre, en valeur efficace. Cette figure 7 renseigne sur le comportement des dipôles dans l'espace magnétique commun aux deux circuits magnétiques. On note sur chacune de ces courbes une région non-saturée et une région saturée. Dans la partie non-saturée, chaque courbe possède une pente de plus en plus grande à mesure que la densité de flux grandit dans le circuit magnétique excité par l'enroulement à courant alternatif. Quant à la région saturée de chacune de ces courbes, elle résulte de trois facteurs : du flux de fuite associé au circuit magnétique à courant continu ; de la distorsion des flux dans l'espace magnétique commun aux deux circuits ; de la répartition des tensions aux bornes de l'impédance et de la magnétisation du circuit à courant alternatif. On note bien que la variation optimale de l'impédance de l'inductance est fonction de la densité des flux alternatifs et à courant continu dans l'espace magnétique commun. Cette famille de courbes facilite le choix des points de fonctionnement de l'inductance variable soit dans la configuration inductance seule (ligne 1) ou dans la configuration avec condensateur en série (ligne 2).

Les figures 8, 9, 10 et 11 donnent respectivement le taux d'harmoniques du courant de troisième, cinquième, septième et neuvième harmoniques en fonction des ampères-tours à courant continu. Ces taux d'harmoniques sont calculés entre l'harmonique considérée et la fondamentale pour un courant alternatif de pleine charge qui correspond à 5.0 (X 606) ampères-tours à courant continu.

Comme le montrent les figures 8 à 11, les taux d'harmoniques, calculés pour une phase seulement de l'inductance triphasée de la figure 4, sont très faibles et même négligeables pour certaines harmoniques. Sur ces figures, les courbes 1, 2, 3 et 4 correspondent à des essais effectués sous des tensions, en valeurs efficaces, de 80 volts, 160 volts, 200 volts, et 280 volts, respectivement. On note la présence d'un courant de

troisième (figure 8) et de neuvième (figure 11) harmonique. Cré le fait que les enroulements primaires sont reliés en étoile avec neutre isolé. La disposition asymétrique des circuits magnétiques de la figure 4 joue un rôle important dans ce phénomène. En effet, le noyau de contrôle N est ovale et les noyaux de phase ne sont pas disposés à 120° l'un par rapport à l'autre sur ce noyau de contrôle. Des résultats améliorés sont obtenus avec les inductances triphasées des figures 15 et 16 dans lesquelles les noyaux de phase sont bien disposés à 120° l'un par rapport à l'autre et où le noyau de contrôle est cylindrique.

La figure 12 présente des courbes de distorsion de la tension phase-neutre de 180 volts en valeur efficace en fonction des harmoniques générées par une phase de l'inductance triphasée. La courbe 1 donne des résultats mesurés pour le réseau seul alors que les courbes 2 et 3 illustrent les résultats obtenus lorsque l'inductance variable est branchée au réseau et où le flux de contrôle est respectivement nul et égal à 1,212 ampères-tours cc. On constate alors que le taux de distorsion de la tension de phase se situe en tout temps en deça de 1 %.

La figure 13 présente des courbes obtenues en portant en abscisse un rapport d'impédance Z_0/Z , en ordonnée la tension $U_{\phi N}$ phase-neutre aux bornes P1-P2 de l'inductance et en paramètre de courbes le nombre d'ampères-tours du circuit magnétique à courant continu, Z_0 correspondant à l'impédance d'une phase, lorsque le champ magnétique à courant continu est nul, et Z à l'impédance de cette phase pour les valeurs indiquées d'ampères-tours à courant continu. On note que les rapports d'impédance diminuent avec l'augmentation de la saturation des noyaux à courant alternatif et que lorsqu'il y a saturation complète le rapport d'impédance est égal à l'unité, car alors les dipôles de l'espace magnétique commun font un angle nul avec le vecteur du champ magnétique alternatif. Cependant, la saturation se produit à un niveau d'autant plus élevé, que le champ magnétique à courant continu transversal est élevé, comme dans le cas des courants de contrôle de 4848 ampères-tours cc.

La figure 14a à 14e donnent respectivement les courbes de puissance triphasée de l'inductance variable pour des tensions phase-neutre respectivement de 80, 160, 200, 240 et 280 volts en valeur efficace. Sur ces graphiques, la courbe marquée "V.A." donne la puissance totale (active et réactive) fournie par l'induc-

tance exprimée en volts-ampères et la courbe marquée "watts" 0010502 donne les pertes de l'inductance sous forme de puissance active exprimée en watts, les traits pleins indiquent les volts-ampères et les watts triphasés de l'inductance variable. A l'exception 5 de la caractéristique relative à la courbe 14a, on peut dire que ces pertes diminuent sous l'effet de l'augmentation du champ magnétique transversal à courant continu. Pour le cas de la figure 14a, la surélévation de watts est reliée à une augmentation des composantes de troisième et neuvième harmoniques, comme in- 10 diqué antérieurement. Ce phénomène de diminution des pertes dans le noyau avec l'augmentation de l'énergie réactive de l'inductance variable contribue à augmenter le rendement de l'inductance autour de 96 % lorsque le champ magnétique à courant continu atteint une valeur de 3030 ampères-tours.

15 Les figures 15 et 16 illustrent un autre arrangement d'inductance triphasée suivant un empilement de noyaux cylindriques de section droite identique. Cet arrangement permet une distribution symétrique des enroulements de phase PA, PB et PC autour des jambes 1-1', 2-2' et 3-3' des noyaux M' et M'', res- 20 pectivement. Le noyau de contrôle N, dont l'enroulement est alimenté en courant continu réglable par les bornes E1 et E2, comprend également des jambes N1, N2 et N3 qui sont montées en vis-à-vis des jambes 1, 2 et 3 du noyau M', d'une part, et des jambes N'1, N'2 et N'3 montées en vis-à-vis des jambes 1', 2' 25 et 3' du noyau M'', d'autre part. Le fonctionnement et les caractéristiques de cette inductance triphasée sont améliorés par rapport à ceux de l'inductance triphasée de la figure 4.

Lorsqu'il est monté en auto-contrôle, le schéma de 30 raccordement des phases et des bobines de contrôle, qui incluent une source variable à courant continu V fournissant un flux inverse, est représenté à la figure 17.

Le mode d'excitation proposé à la figure 17 comporte deux systèmes de contrôle superposés similaires à l'arrangement décrit précédemment pour la figure 2 c'est-à-dire : un contrôle 35 alimenté directement par le circuit de puissance haute tension et un contrôle inverse de faible puissance relié à la source à courant continu V constante, mais réglable.

Dans ce circuit, le courant triphasé est redressé à l'aide de ponts de diodes T et traverse l'enroulement d'excita- 40 tion E1, E2 avant de compléter son circuit de retour. Un deuxiè-

me enroulement est superposé au premier dans le noyau de contrôle et ce noyau est alimenté par une source à courant continu constante V de faible puissance. Ce dernier enroulement est disposé de façon que le champ magnétique à courant continu généré dans le noyau de contrôle N s'oppose au champ magnétique à courant continu principal généré par l'enroulement d'auto-contrôle. Le champ magnétique résultant dans le noyau de contrôle sera alors une fonction du champ magnétique généré par le courant alternatif triphasé, redressé par T , qui circule dans l'enroulement en auto-contrôle et, par conséquent, une fonction du niveau de tension aux bornes de l'inductance variable. Le fonctionnement de ce contrôle est simple et ne requiert aucune boucle de retour pour corriger le couple magnétique désiré sur les dipôles dans l'espace magnétique commun N . Ce couple magnétique est généré directement par le champ magnétique à courant continu résultant injecté dans le noyau de contrôle et le choix du nombre de tours de l'enroulement d'auto-contrôle y joue un rôle très important.

Dans le tableau ci-annexé, sont représentés les taux de distorsion harmonique du courant de phase obtenus lorsque l'inductance triphasée de la figure 17 est utilisée soit en auto-contrôle, soit en auto-contrôle avec contrôle inverse. Sur ce tableau, les chiffres entre parenthèses réfèrent aux points de fonctionnement indiqués sur la figure 18.

La figure 18 présente les courbes caractéristiques de l'inductance triphasée cylindrique de la figure 17 en fonction des ampères-tours de contrôle à courant continu et en fonction d'un auto-contrôle. Plus particulièrement, la courbe "X" est celle obtenue pour le fonctionnement en auto-contrôle seul de l'inductance alors que la courbe "Y" représente la caractéristique de fonctionnement de l'inductance triphasée en auto-contrôle avec alimentation à courant continu inverse du noyau de contrôle.

L'inductance à perméabilité variable décrite ci-haut se prête particulièrement bien à une application comme compensateur statique lorsqu'elle est utilisée en parallèle avec une batterie de condensateurs pour les réseaux de transport d'énergie. En effet, comme indiqué précédemment, le temps de réponse de l'inductance variable est de l'ordre ou inférieur à un cycle pour une tension de réseau de 60 Hertz et la tran-

sition se fait sans déformation du courant. En outre, la distorsion harmonique de l'inductance étant très faible, aucun filtre autre que le raccordement du secondaire en delta n'est nécessaire, ce qui contribue à diminuer très sensiblement le coût et augmenter la fiabilité du compensateur statique. Il est également à noter que cette inductance variable peut être branchée directement à la haute tension du réseau et que ses pertes de fer et de cuivre sont comparables à celles d'un transformateur.

10 En effet, le mode de contrôle proposé pour l'inductance à perméabilité variable du type cylindrique illustré à la figure 17, est particulièrement avantageux dans une application au compensateur statique. Cette inductance triphasée comporte un circuit d'auto-contrôle venant du redressement du courant de l'inductance et un contrôle inverse de faible puissance venant d'une source à courant continu indépendante. L'inductance ainsi contrôlée offre un élément idéal pour contrôler l'énergie véhiculée par une ligne de transport d'énergie, car la plage d'opération de cette inductance est triple (montée de tension, 15 régulation et surtension, le niveau de saturation de l'inductance n'est jamais atteint, la réponse à une perturbation de tension sur la ligne de transmission est instantanée et sa fiabilité est considérable dû principalement à la simplicité de ce contrôle. De fait, utilisée en parallèle avec une batterie de 25 condensateurs, cette inductance triphasée devient l'élément variable pour un compensateur statique dont les performances répondent aux besoins présents des réseaux de transport d'énergie. En effet, lors de la survenue d'une surtension sur la ligne de transport, les courants de phase passent de l'état capacitif à 30 l'état inductif dans un intervalle d'environ 0,5 cycle sur une base de 60 Hertz. Ce passage de l'état capacitif, où I est inférieur à zéro, à l'état inductif est particulièrement bien montré dans la figure 19 dont les courbes illustrent les points de fonctionnement du compensateur statique utilisant une inductance variable avec contrôle inverse allant de 0 à 500 ampères-tours négatifs. L'inductance variable décrite ci-haut permet 35 donc une transmission sans déformation de l'onde courant, si ce n'est l'ajustement de l'angle de $+90^\circ$ à -90° par rapport à la tension d'alimentation du compensateur ; quant à la distorsion 40 du courant de phase, elle demeure négligeable.

HARMO- NIQUE	AUTO-CONTROLE						A.T.O-CONTROLE PLUS INVERSE	SANS AUTO-CONTROLE 50 V (5)
	SOURCE = 40 V c.a.		CONDENSATEUR 1000 uF		1.0 A inv. (200 uF)			
	0 uF (1)	200 uF (1)	1000 uF (1)	30 V (2)	40 V (1)	50 V (3)		
FOND.	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0	100,0
2	0,88	0,97	0,88	0,91	0,88	0,61	1,00	0,27
3	0,65	0,67	0,64	0,77	0,64	1,45	0,97	1,80
4	0,05	0,03	0,04	-	0,04	0,16	0,07	0,12
5	2,02	1,50	1,50	2,30	1,50	2,20	0,97	27,0
6	0,03	0,07	0,01	-	0,01	0,09	-	-
7	1,01	1,26	1,20	0,82	1,20	1,05	0,16	7,50
8	0,02	-	-	-	0,01	0,11	-	-
9	0,04	0,02	0,01	-	0,01	0,14	0,03	1,15
10	0,02	-	-	-	-	0,13	-	1,80
11	0,21	0,28	0,28	0,13	0,28	0,26	-	-
12	-	-	-	-	-	-	0,47	0,73
13	0,05	0,10	0,10	0,03	0,10	0,21	-	-
14	0,01	-	-	-	-	-	-	0,04
15	-	-	-	-	-	-	-	-
16	-	-	-	-	-	-	-	0,36
17	0,02	0,05	0,05	0,01	0,05	0,06	-	-
18	-	-	-	-	-	-	-	0,12
19	0,04	0,02	0,02	-	0,02	0,09	-	-
20	-	-	-	-	-	-	-	0,02
21	-	-	-	-	-	-	-	-
22	-	-	-	-	-	-	-	0,04
23	0,01	0,01	0,01	-	0,01	0,01	-	-

Revendications

0010502

1 - Inductance variable comportant un premier circuit magnétique fermé (M), formé d'un matériau anisotrope à travers lequel circule un champ magnétique alternatif caractérisée par le fait qu'elle comporte, en outre, un second circuit magnétique fermé (N), également formé d'un matériau anisotrope, à travers lequel circule un champ magnétique à courant continu réglable, les premier et second circuits magnétiques étant disposés l'un par rapport à l'autre de façon à définir au moins deux espaces magnétiques communs (D1, D2) dans lesquels les champs magnétiques alternatif et continu respectifs se superposent orthogonalement pour orienter les dipôles magnétiques desdits espaces communs suivant une direction prédéterminée par l'intensité dudit champ magnétique à courant continu du second circuit et pour contrôler ainsi la perméabilité dudit premier circuit magnétique audit champ alternatif.

2 - Inductance variable selon la revendication 1, caractérisée par le fait que lesdits premier et second circuits magnétiques sont constitués respectivement d'un noyau ferromagnétique, ledit champ magnétique alternatif étant véhiculé à travers un noyau ferromagnétique comportant deux sections (M1, M2) séparées et montées orthogonalement sur le noyau ferromagnétique du circuit à champ magnétique continu de façon que lesdits espaces magnétiques communs soient définis dans le noyau du champ magnétique à courant continu.

3 - Inductance variable selon la revendication 2, caractérisée par le fait que les noyaux magnétiques (M, N) ont des sections droites identiques.

4 - Inductance variable selon la revendication 1, caractérisée par le fait que ledit premier circuit magnétique comporte un enroulement relié à une source de courant alternatif et que le second circuit magnétique comprend un autre enroulement relié à une source de courant continu constant et réglable pour obtenir une orientation desdits dipôles magnétiques des espaces magnétiques communs sous l'effet d'une variation dudit champ magnétique alternatif dû à une variation correspondante de l'intensité de ladite source alternative.

5 - Inductance variable selon l'une des revendications 1 ou 4, caractérisée par le fait qu'une bobine (P1, P2) est enroulée autour du matériau anisotrope dudit premier circuit ma-

gnétique - qu'une bobine (C1, C2) est enroulée autour du noyau anisotrope dudit second circuit magnétique et reliée à un circuit de contrôle commandant l'intensité du champ magnétique à courant continu.

5 6 - Inductance variable selon la revendication 5, caractérisée par le fait que le circuit de contrôle comprend un pont de redressement (R) reliant la bobine de champ alternatif à la bobine de champ continu pour un fonctionnement en auto-contrôle de ladite inductance variable.

10 7 - Inductance variable selon la revendication 6, caractérisée par le fait qu'une seconde bobine est superposée à ladite bobine de champ continu et reliée à une source de courant constant et réglable de façon à induire dans le matériau anisotrope du second circuit magnétique un champ magnétique
15 inverse à celui induit par la bobine reliée au pont de redressement (R), pour obtenir un fonctionnement en contrôle inverse de ladite inductance variable.

 8 - Inductance variable selon la revendication 6, caractérisée par le fait qu'une seconde bobine est enroulée au-
20 tour du matériau anisotrope du premier circuit magnétique et que le circuit de contrôle comporte un pont de rectification interconnectant ladite seconde bobine à la bobine induisant le champ magnétique à courant continu.

 9 - Inductance variable destinée à être utilisée avec
25 une source de courant alternatif triphasé, comportant trois inductances variables chacune identique à l'inductance variable définie dans l'une des revendications 1, 7 ou 8, caractérisée par le fait que les inductances variables sont interconnectées suivant un raccordement en étoile avec neutre flottant déter-
30 minant dans chaque inductance un champ magnétique alternatif correspondant à une phase de ladite source triphasée et que les seconds circuits magnétiques sont interconnectés au moyen d'un raccordement en triangle.

 10 - Inductance variable selon la revendication 1, caractérisée par le fait que le premier circuit magnétique fermé
35 est formé de noyaux ferromagnétiques (MA, MB, MC) couplés chacun à une phase (PA, PB, PC) d'une source à courant alternatif triphasé; que le second circuit magnétique fermé est formé d'un noyau de contrôle ferromagnétique (N); chacun desdits noyaux de
40 phase étant disposé par rapport audit noyau de contrôle de fa-

çon à définir entre eux un espace magnétique commun dans lequel le champ magnétique alternatif de chaque phase et le champ magnétique à courant continu se superposent orthogonalement pour orienter les dipôles magnétiques dudit espace magnétique commun dans une direction déterminée par l'intensité du champ magnétique circulant dans le noyau de contrôle et pour contrôler ainsi la perméabilité de chaque noyau de phase au champ alternatif correspondant.

11 - Inductance variable selon la revendication 10, caractérisée par le fait que le noyau de contrôle (N) est de configuration ovale et de sections droites identiques à celle de chacun des noyaux de phase (MA, MB, MC).

12 - Inductance variable selon la revendication 10, caractérisée par le fait que le noyau de contrôle (N) est de configuration hexagonale et de section droite identique à chaque noyau de phase (MA, MB, MC).

13 - Inductance variable selon l'une des revendications 10 à 12, caractérisée par le fait que lesdits noyaux de phase comportent chacun un premier enroulement (PAPA; PBPB; PCPC) et un second enroulement (PSA, PSA; PSB, PSB; PSC, PSC), que les premiers enroulements sont interconnectés suivant un raccordement en étoile avec neutre flottant et que les seconds enroulements sont interconnectés suivant un raccordement en delta.

14 - Inductance variable selon l'une des revendications 10 à 12, caractérisée par le fait que ledit noyau de contrôle (N) comporte un premier enroulement (E1, E2) relié à un circuit d'asservissement dudit champ magnétique à courant continu auxdites phases de la source alternative.

15 - Inductance variable selon la revendication 14, caractérisée par le fait que ledit noyau de contrôle comporte un second enroulement relié à une source de courant continu constant et réglable de façon à induire dans le noyau de contrôle un champ magnétique à courant continu inverse au champ magnétique induit par ledit premier enroulement.

16 - Inductance variable selon la revendication 10, caractérisée par le fait que lesdits noyaux de phase sont disposés symétriquement autour dudit noyau de contrôle.

17 - Inductance variable selon la revendication 10, caractérisée par le fait que lesdits noyaux de phase et le noyau de contrôle sont constitués de ferrite ou de fer laminé.

18 - Inductance variable selon la revendication 16, 0.502
 caractérisée par le fait que le premier circuit magnétique
 fermé est formé par un premier et un second noyaux ferromagné-
 tiques, le premier et le second noyaux incluant trois protubé-
 5 rances (1,2,3; 1',2',3') disposées symétriquement autour de
 chaque noyau et montées en vis-à-vis par paires, dans chacune
 desquelles circule un champ magnétique alternatif proportion-
 nel à une phase d'une source triphasée; un noyau ferromagné-
 tique de contrôle (N) dans lequel circule un champ magnétique
 10 à courant continu étant disposé par rapport auxdits premier et
 second noyaux de façon à définir un espace magnétique commun
 où le champ magnétique de chaque phase et le champ magnétique
 continu se superposent orthogonalement pour orienter les di-
 pôles magnétiques de chaque espace commun suivant une direction
 15 prédéterminée et pour commander ainsi la perméabilité dudit
 circuit magnétique au champ alternatif de chaque phase.

19 - Inductance variable selon la revendication 18,
 caractérisée par le fait que lesdits premier et second noyaux
 de phase et ledit noyau de contrôle sont de configuration cy-
 20 lindrique et de sections droites identiques.

20 - Inductance variable selon la revendication 18,
 caractérisée par le fait que chaque paire de protubérances
 (1,1'; 2,2'; 3,3') montées en vis-à-vis comporte un premier et
 un second enroulements et que les premiers enroulements sont
 25 interconnectés en étoile avec neutre flottant alors que les
 seconds enroulements sont interconnectés en triangle.

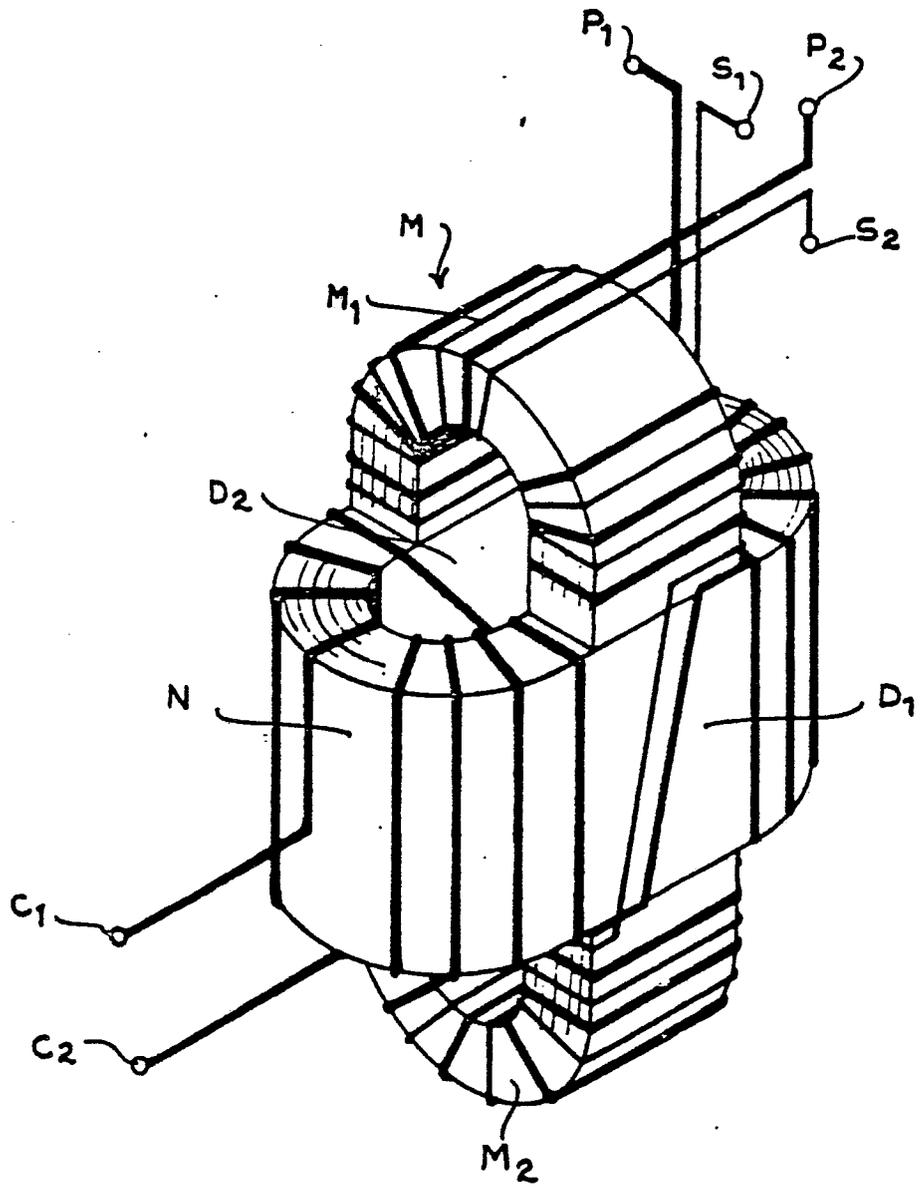
21 - Inductance variable selon l'une des revendica-
 tions 18 ou 20, caractérisée par le fait que ledit noyau de
 contrôle comporte un enroulement à travers lequel circule un
 30 courant, dont l'intensité est asservie au courant triphasé de
 la source au moyen d'un pont de rectification (T), de façon à
 définir un fonctionnement en auto-contrôle de ladite inductance
 variable.

22 - Inductance variable selon la revendication 21,
 35 caractérisée par le fait qu'un second enroulement est prévu
 sur ledit noyau de contrôle et relié à une source à courant
 continu de façon à définir un fonctionnement en contrôle in-
 verse de ladite inductance variable par opposition d'un champ
 magnétique à courant continu inverse à celui généré par le pre-
 40 mier enroulement.

23 - Inductance variable selon la revendication 18, caractérisée par le fait qu'une batterie de condensateur est reliée en parallèle avec ladite inductance variable pour déterminer un fonctionnement en compensateur statique à plage inductive et capacitive variable.

24 - Inductance variable selon la revendication 18, caractérisée par le fait qu'une batterie de condensateur est reliée en série avec ladite inductance.

FIG. 1



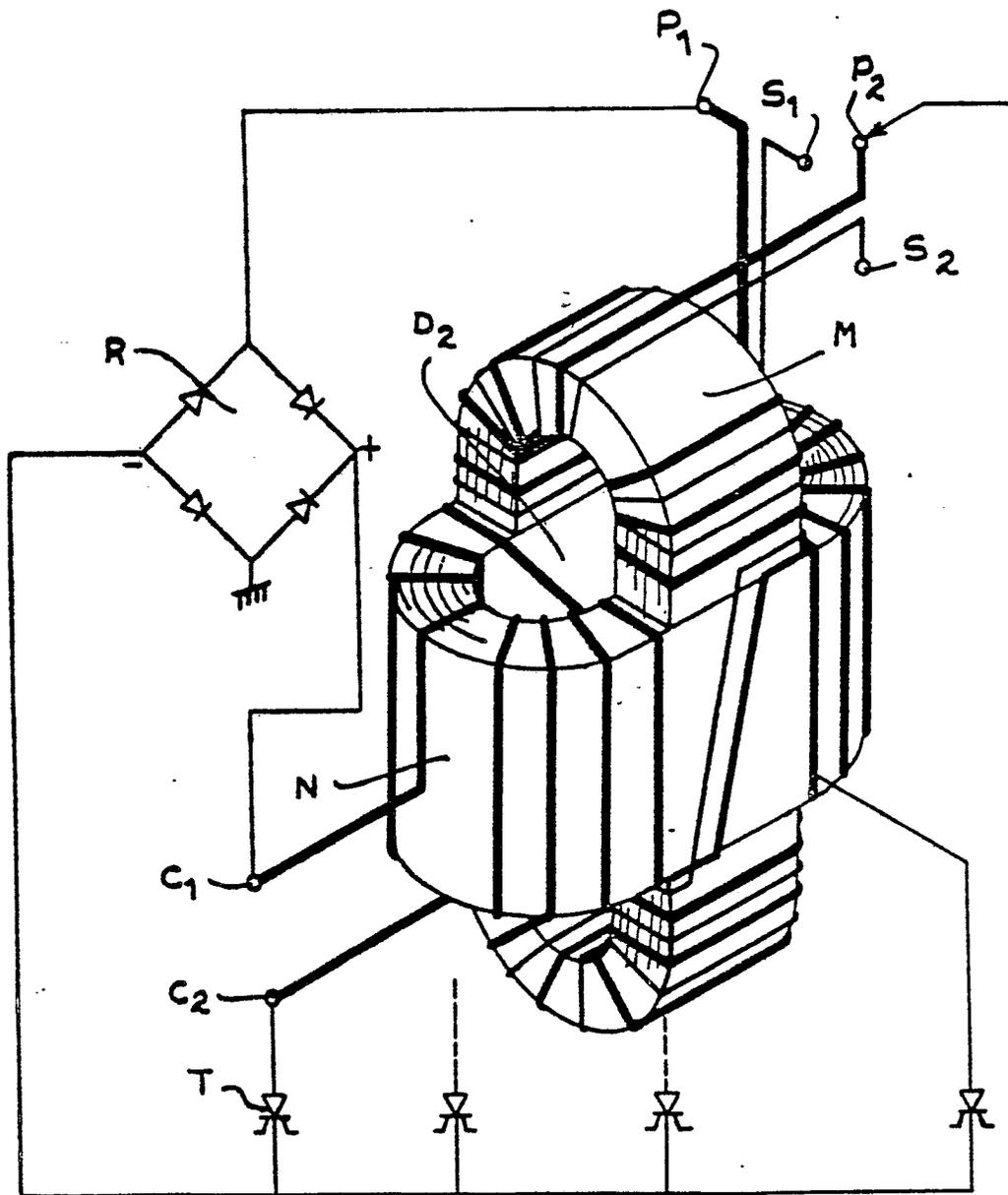
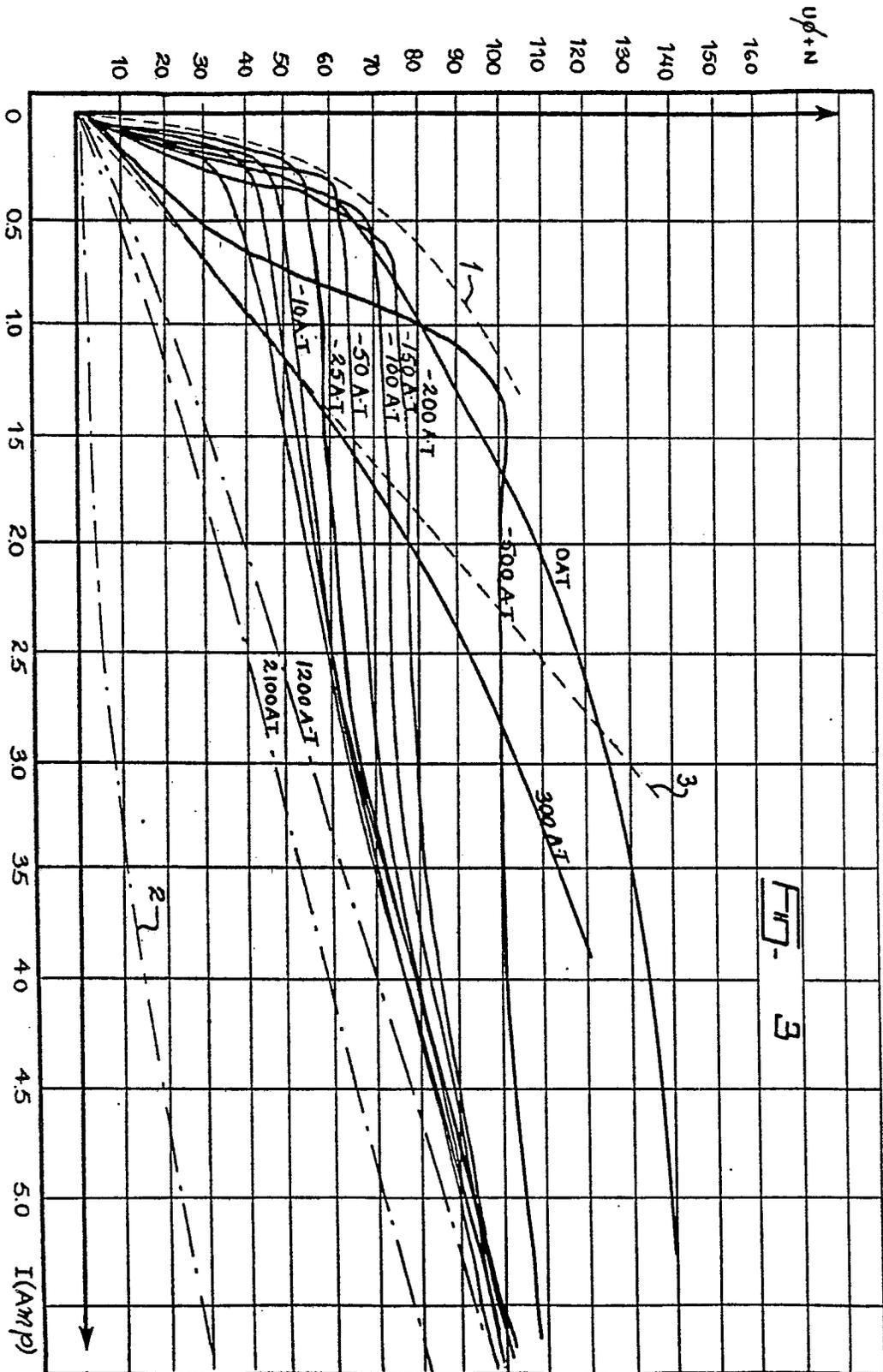


Fig. 2



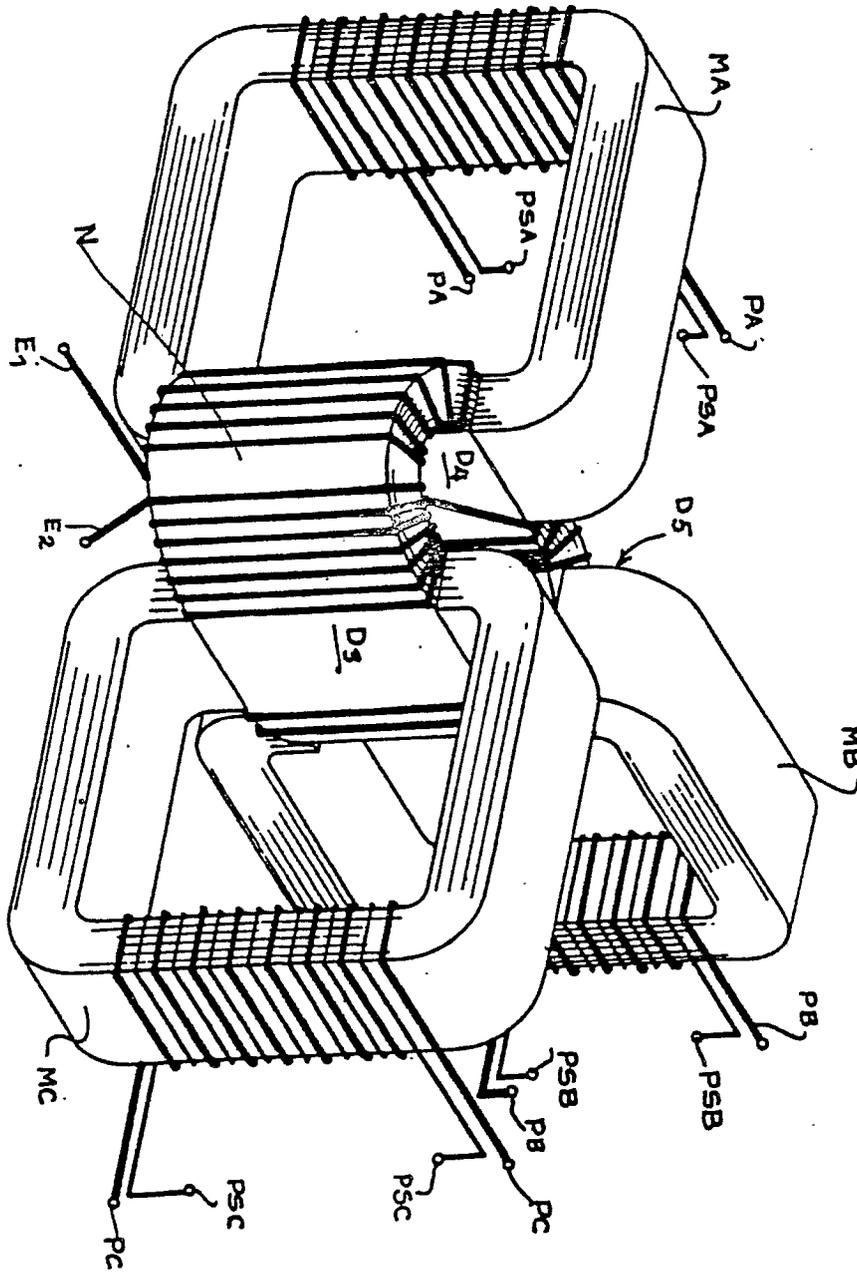


FIG. 4

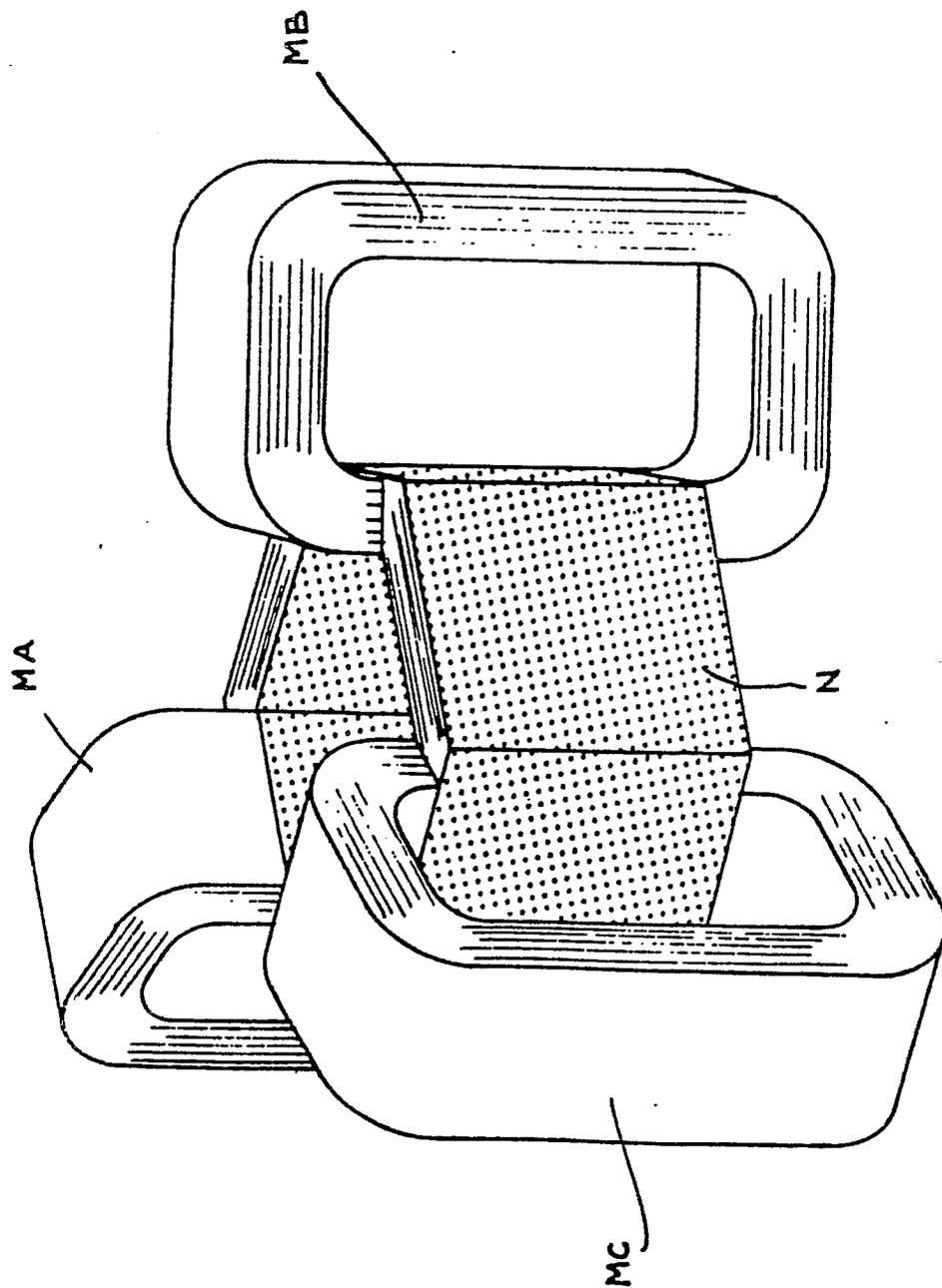
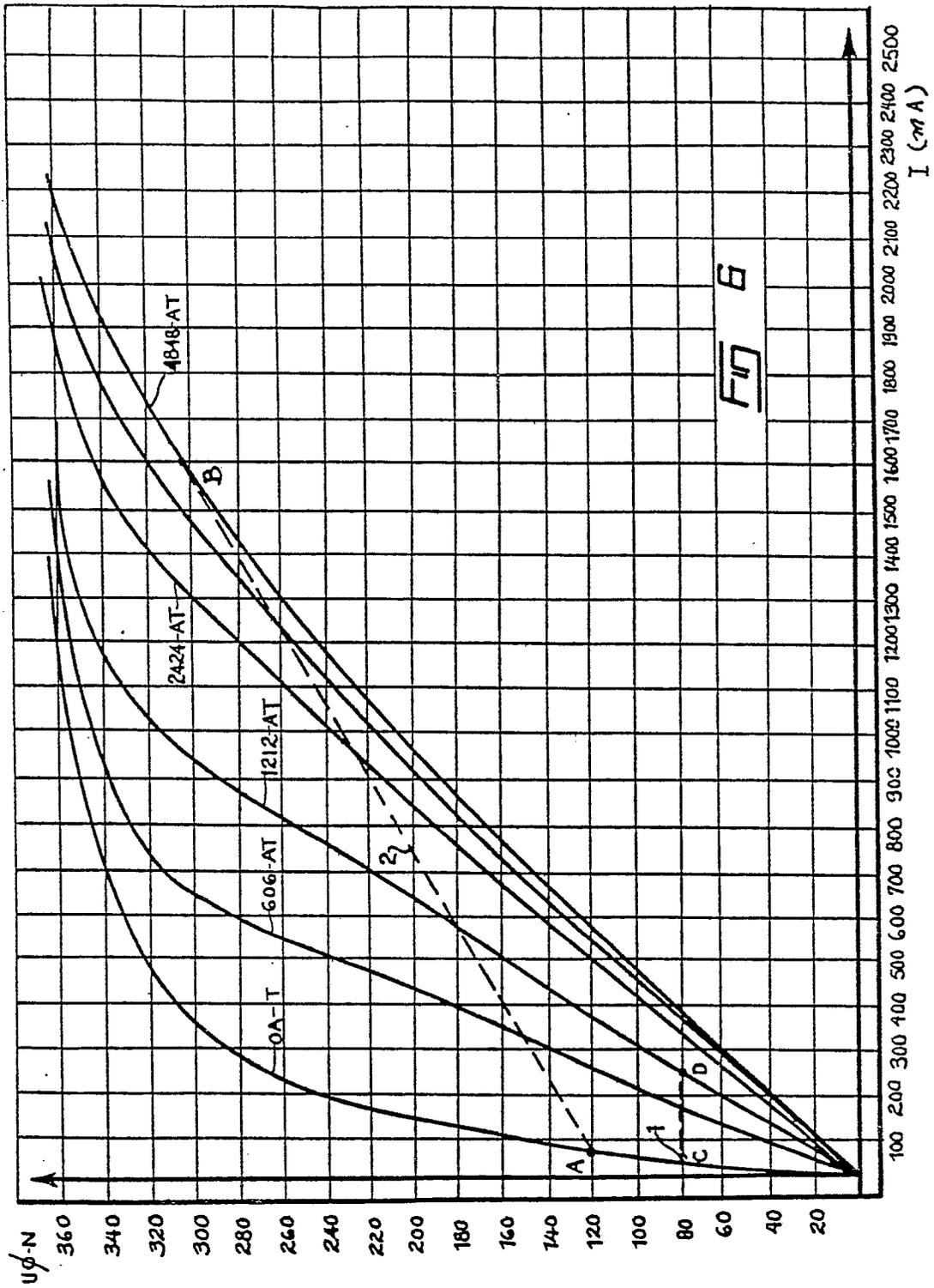


FIG. 5



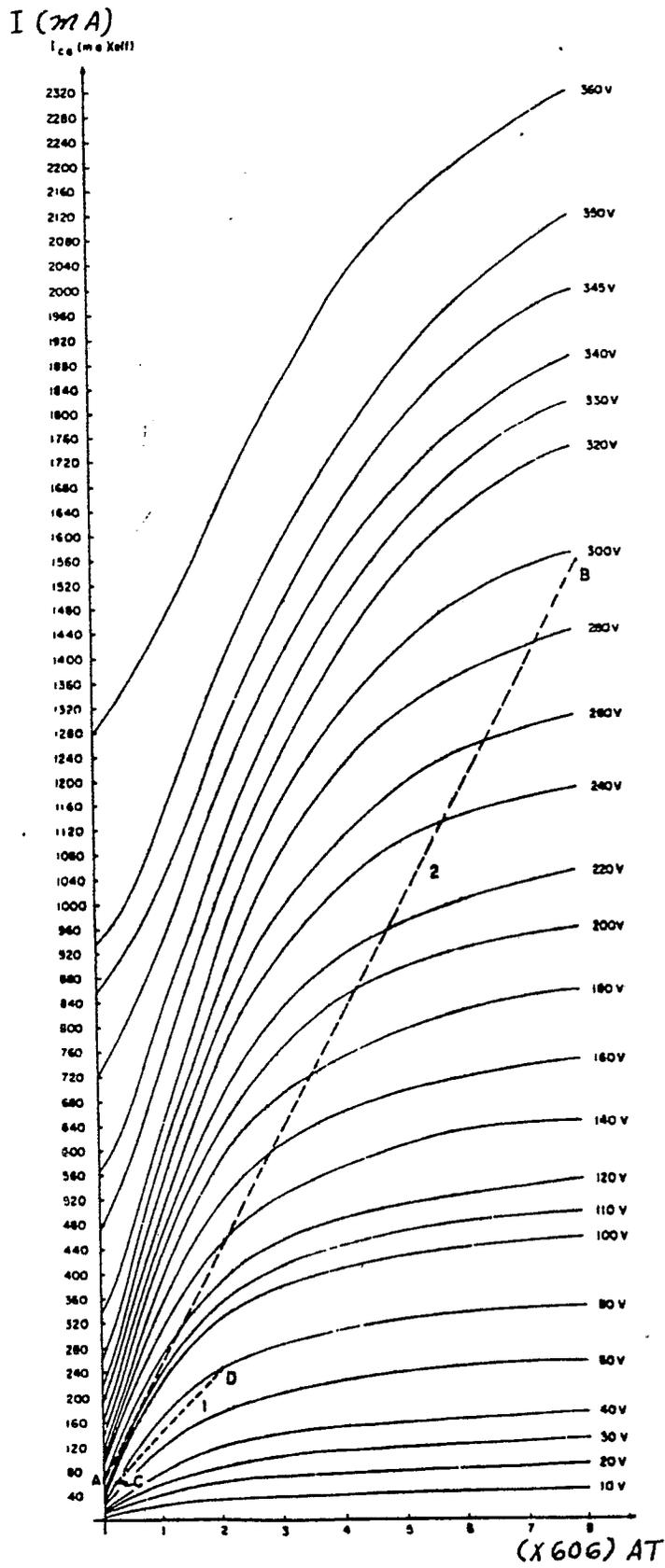


Fig- 7

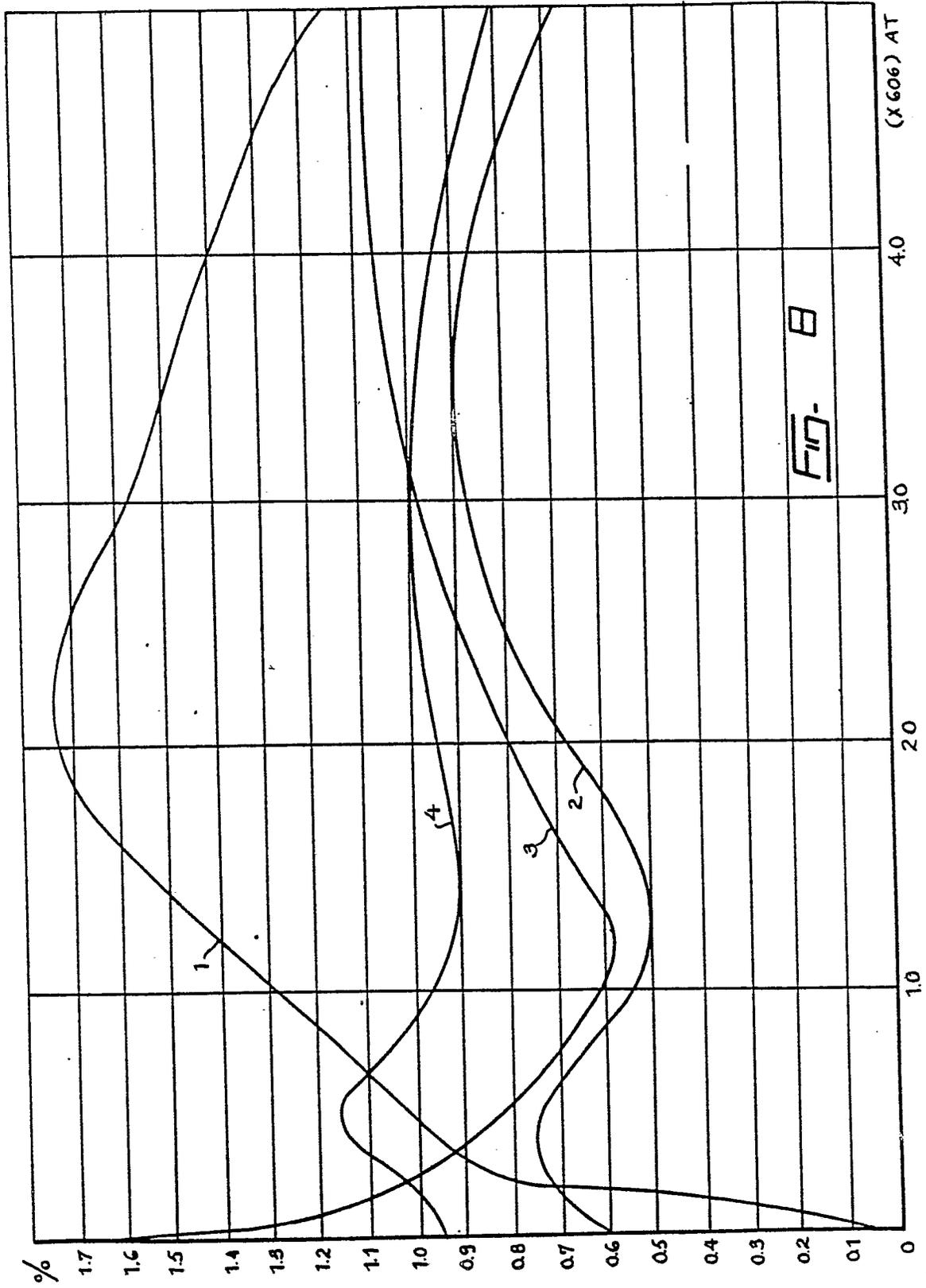


FIG. 8

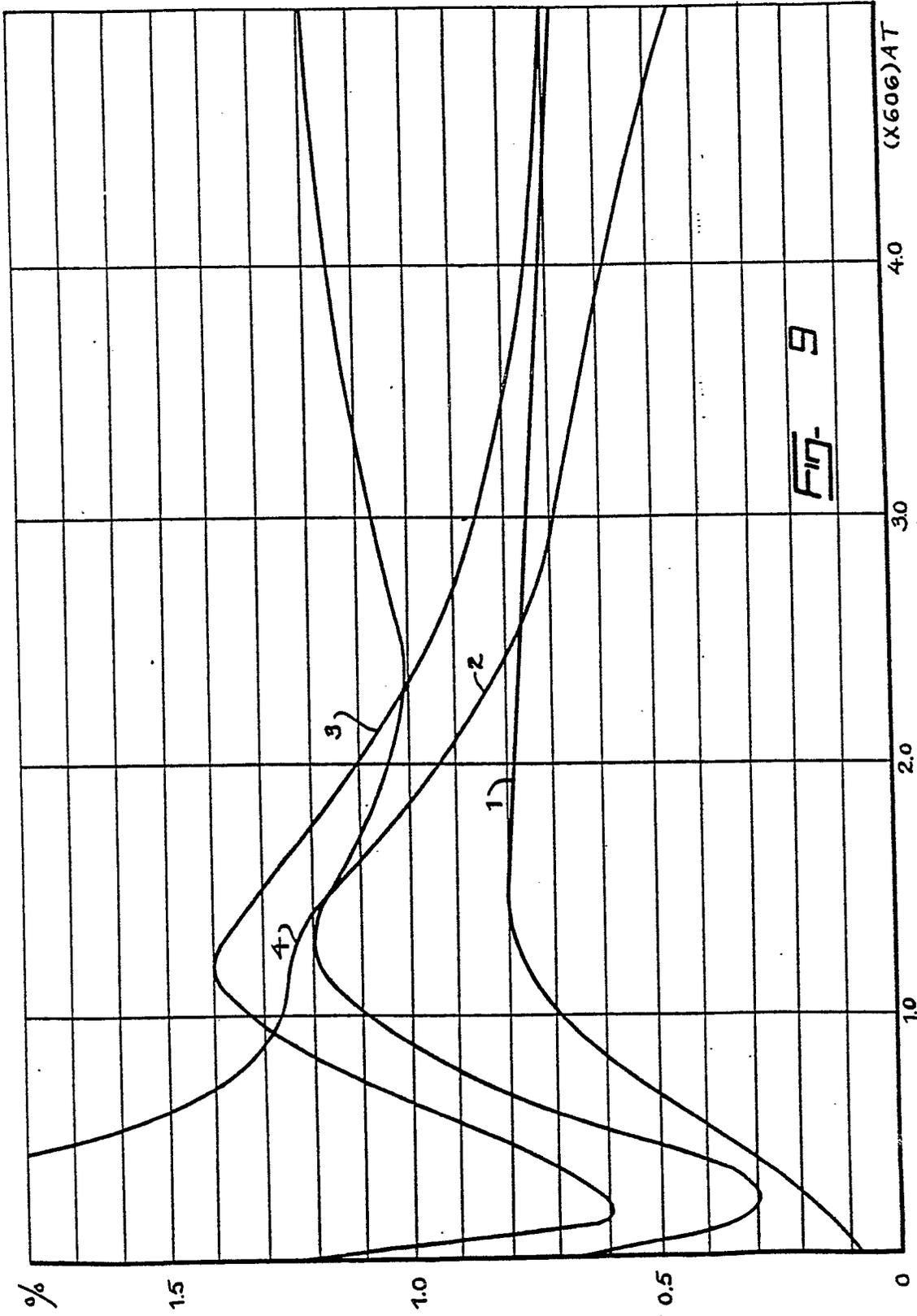


Fig. 9

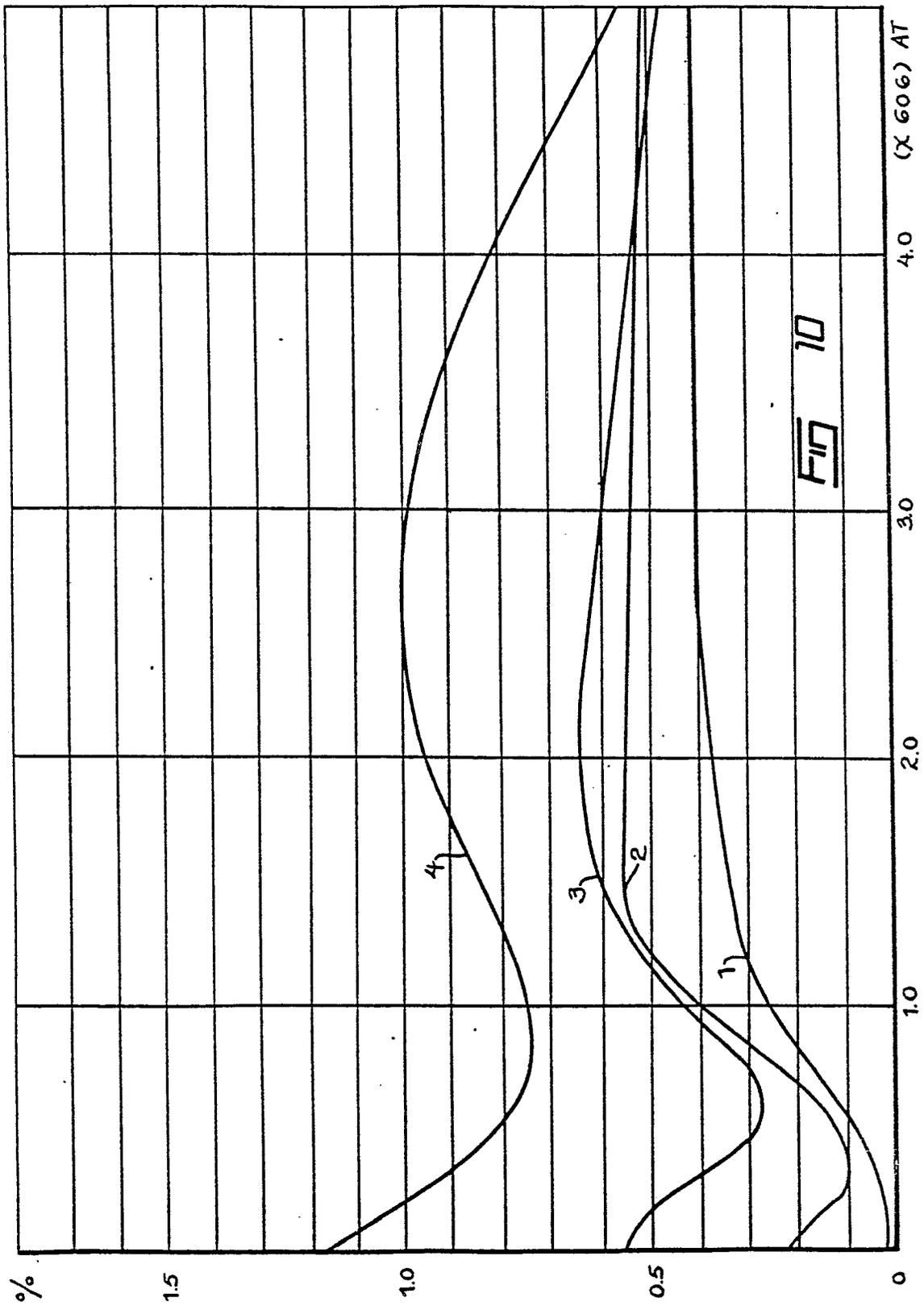


FIG 10

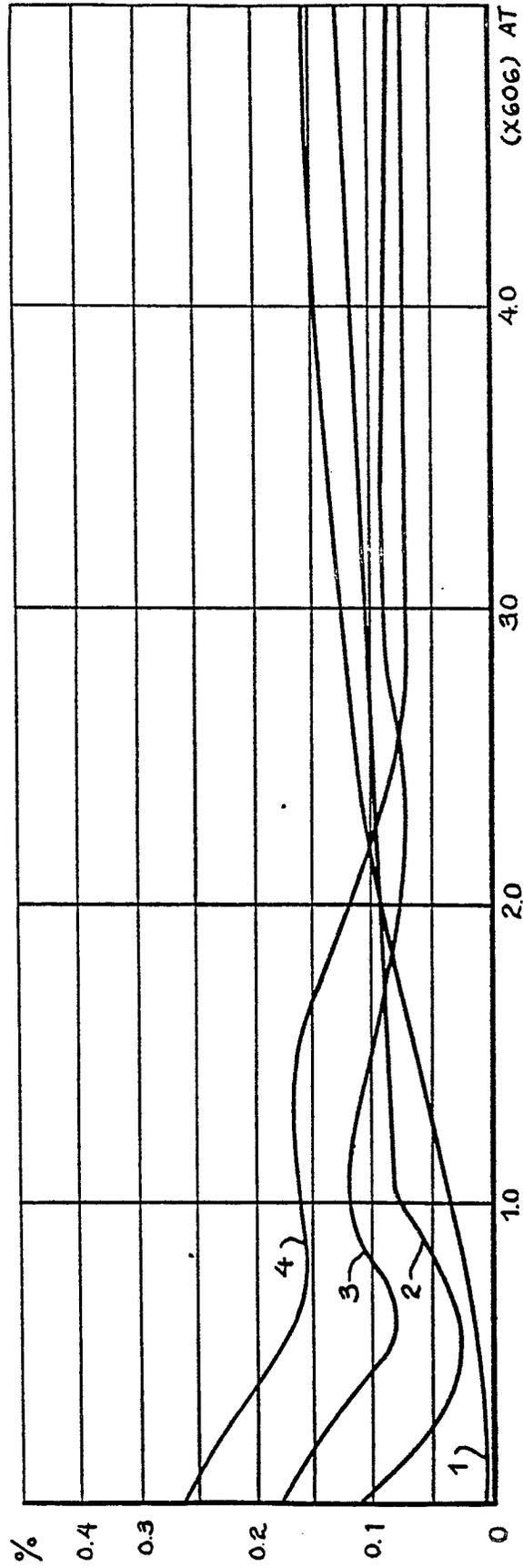


Fig. 11

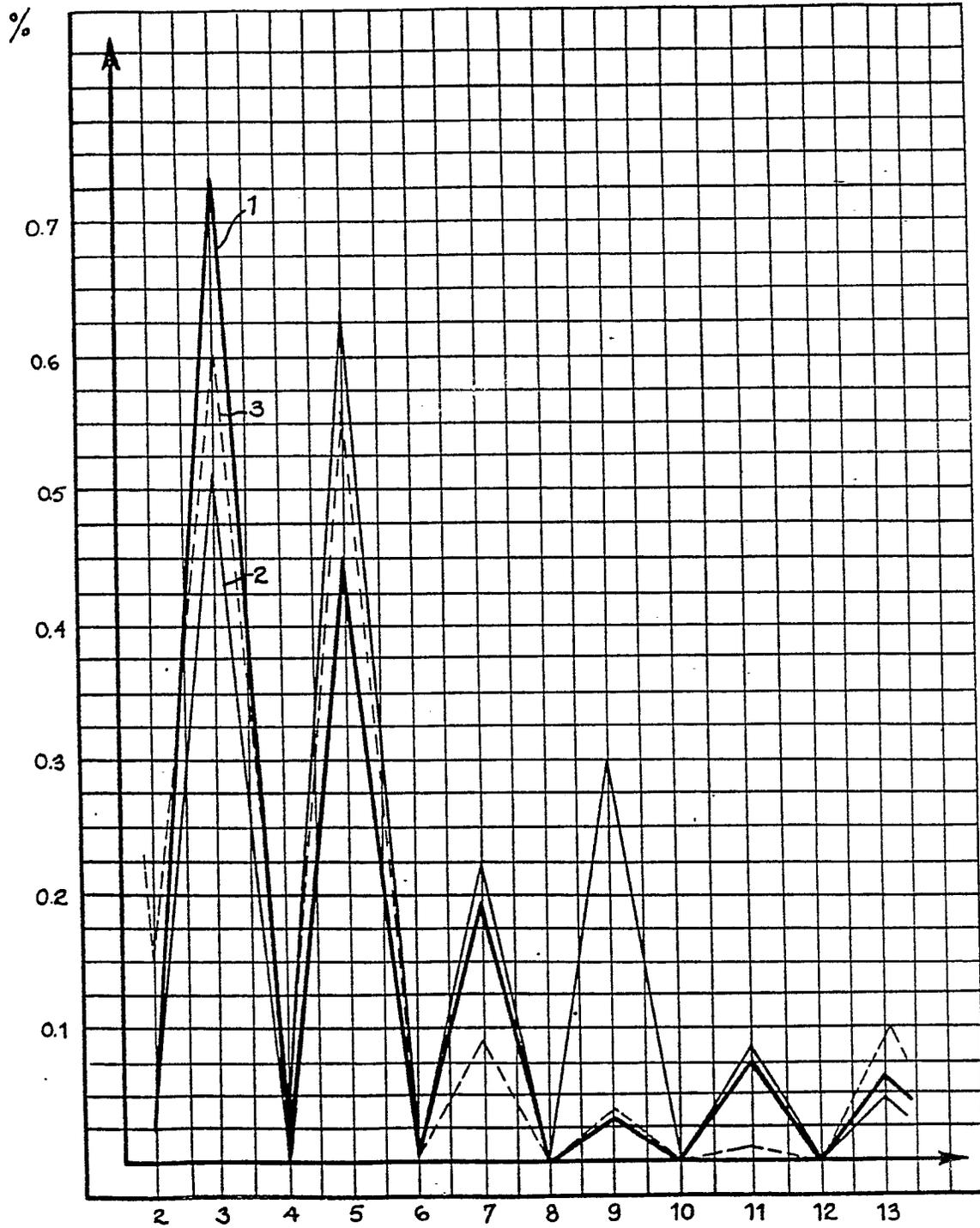
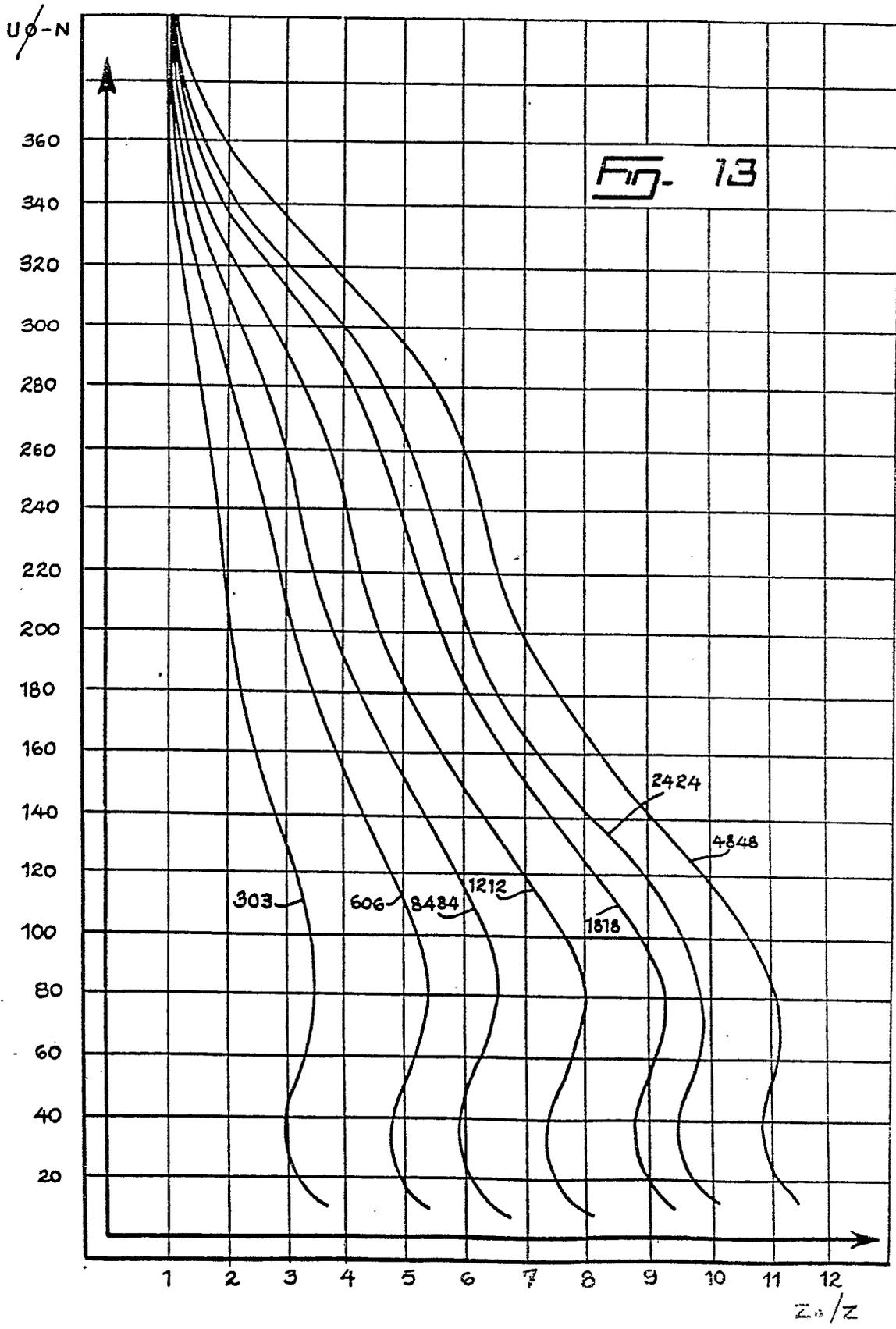


Fig. 12



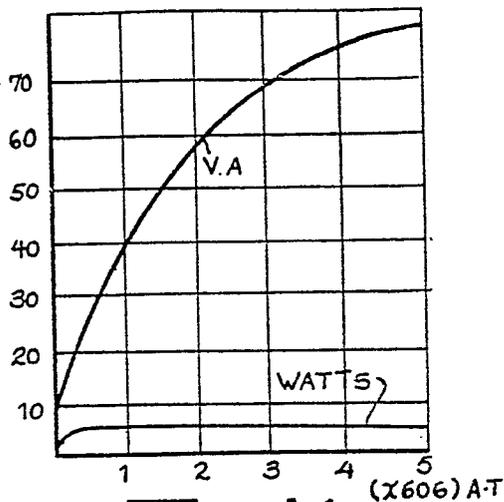


Fig. 14a

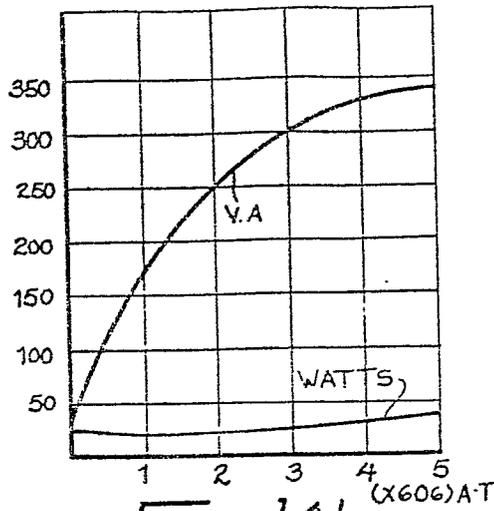


Fig. 14b

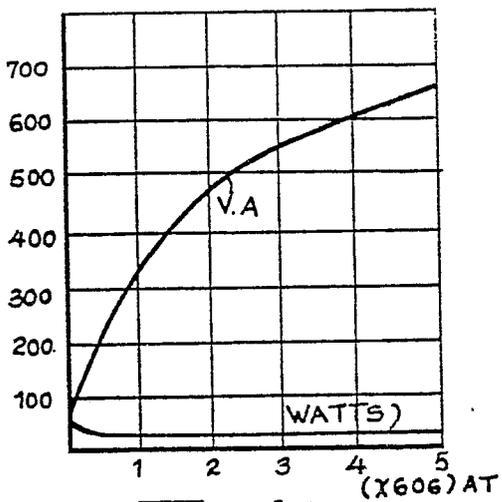


Fig. 14c

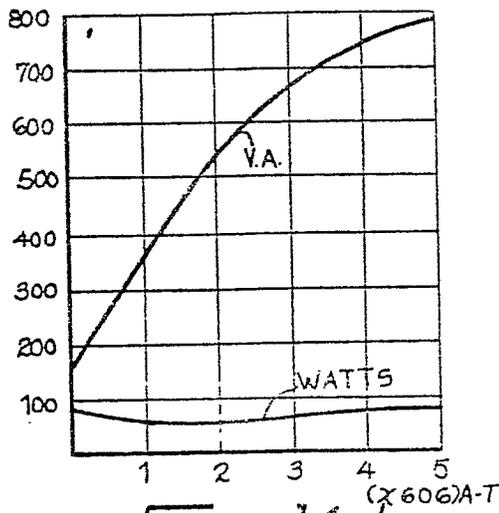


Fig. 14d

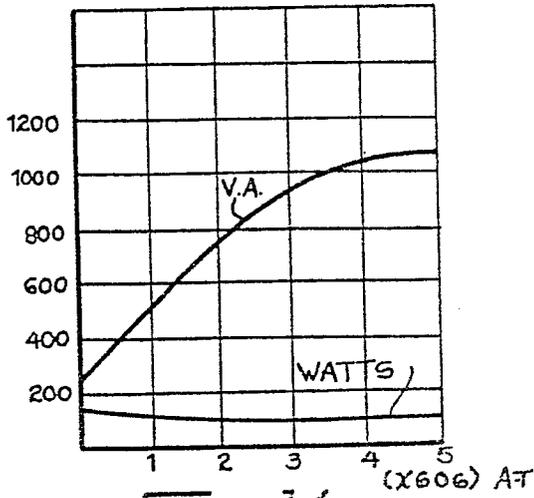


Fig. 14e

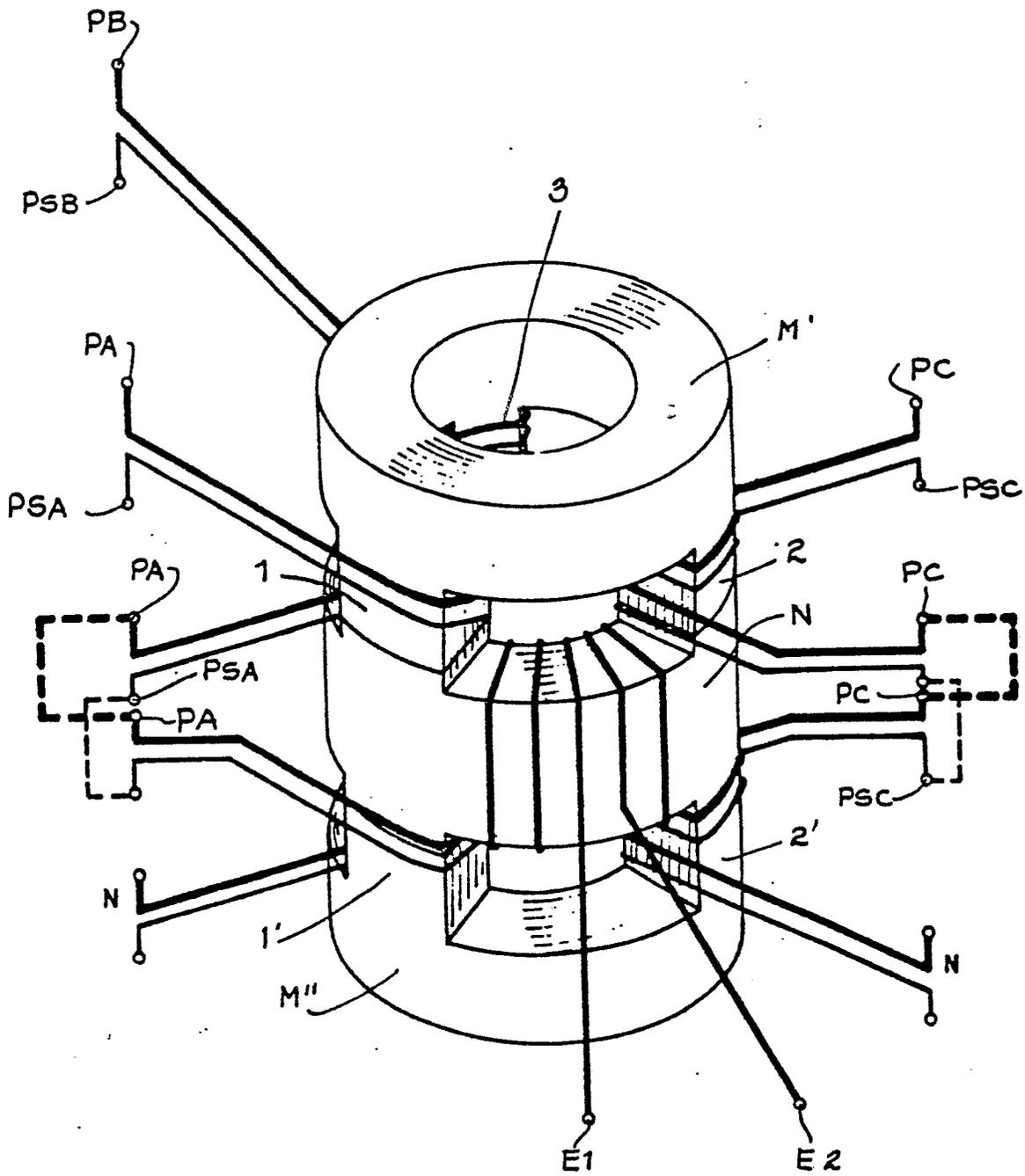


FIG. 15

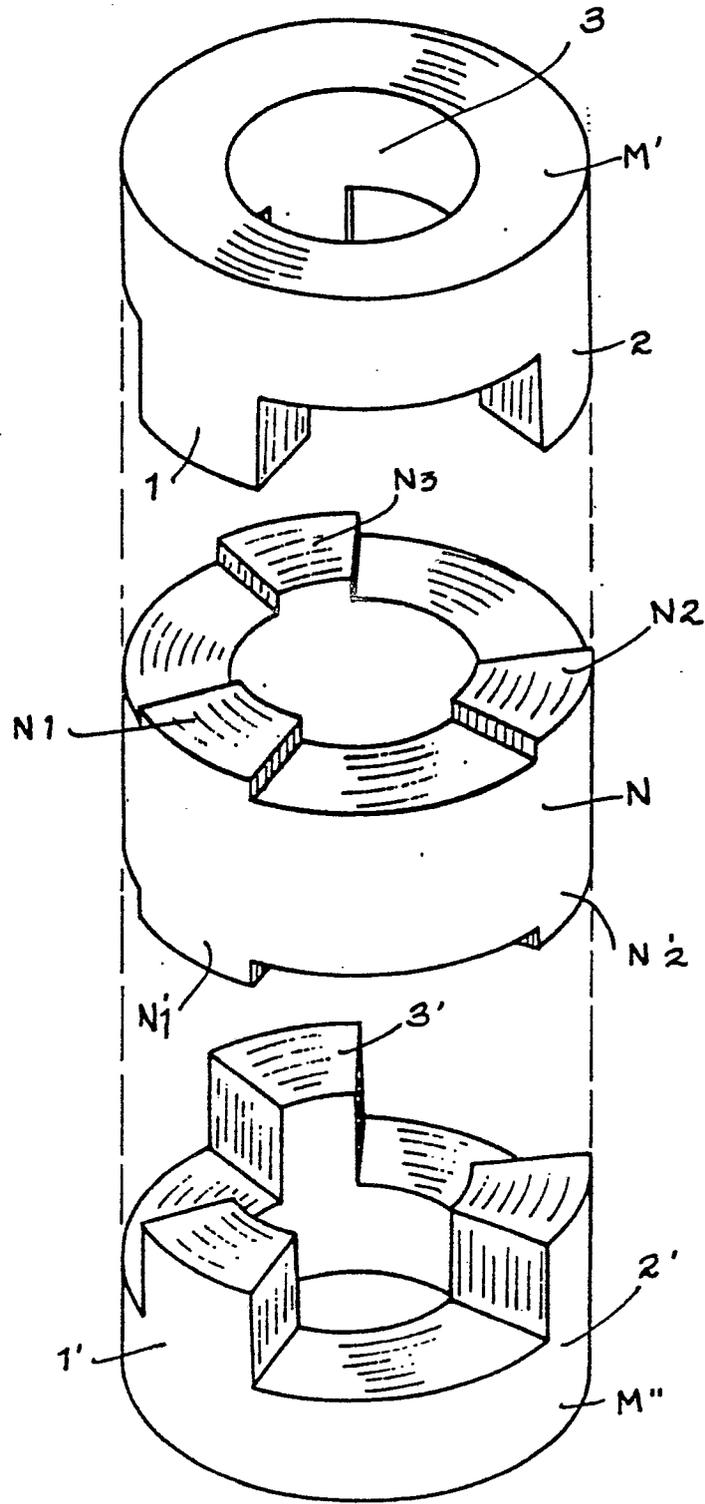


FIG. 16

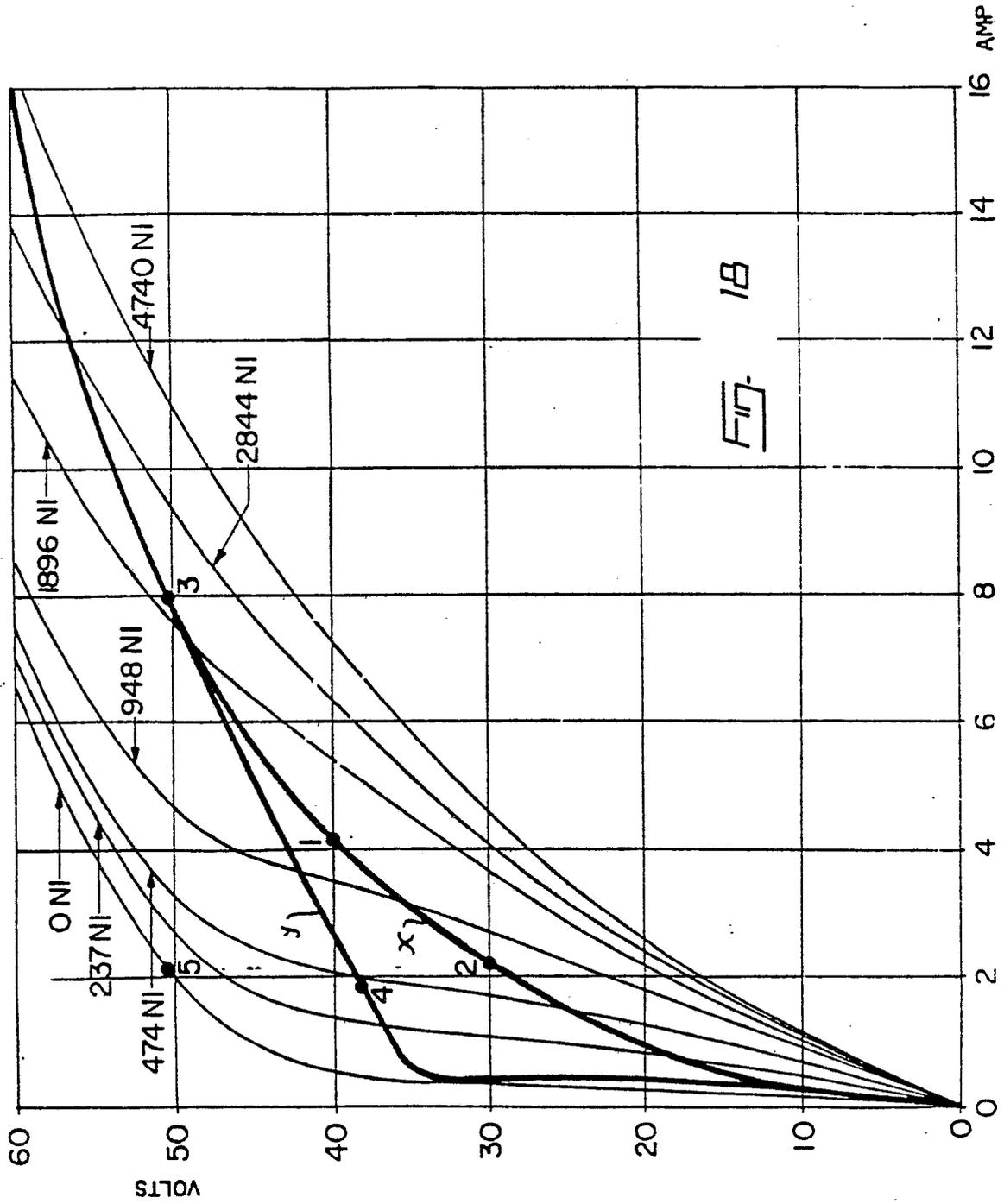


FIG. 18

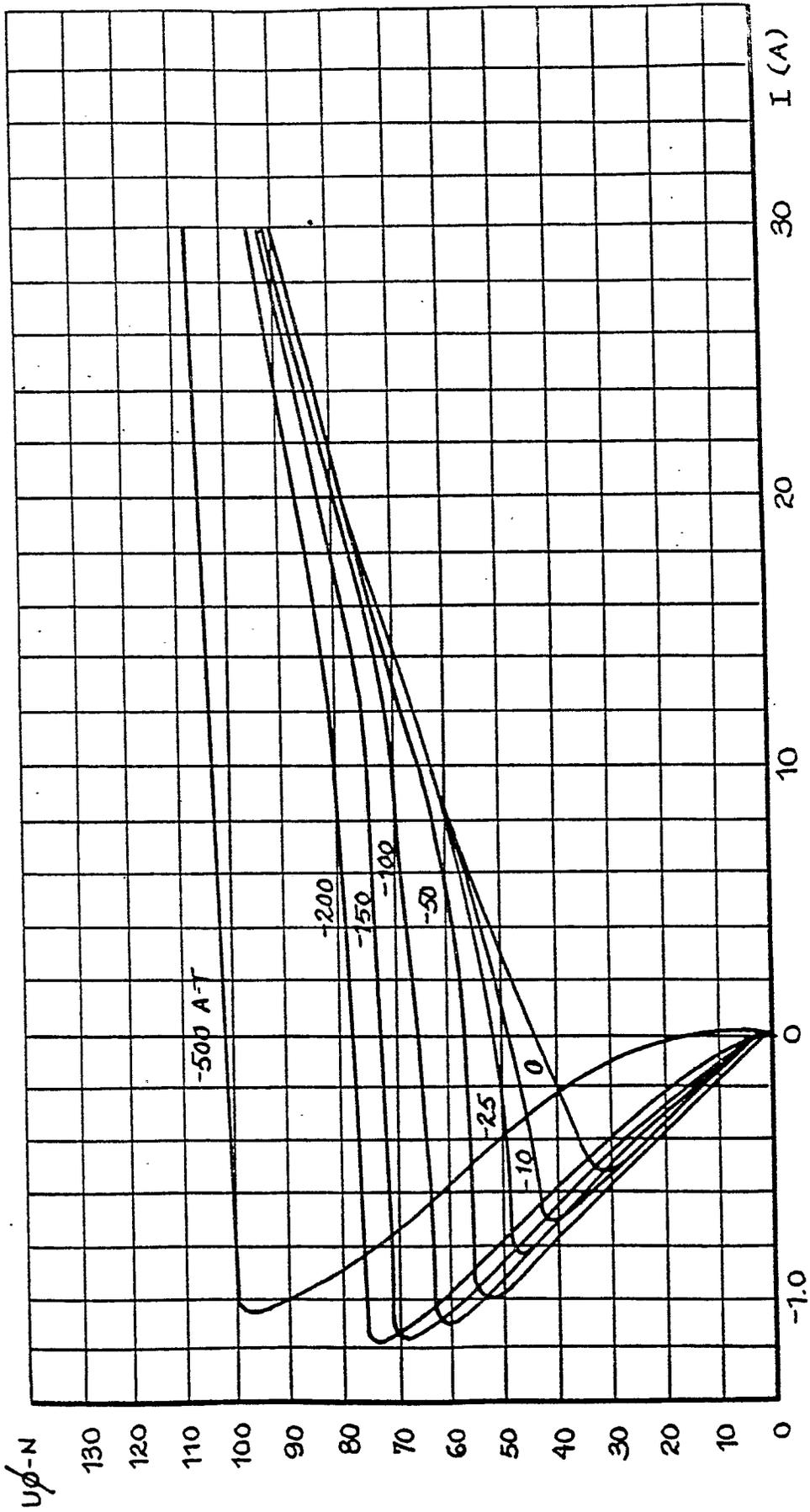


FIG. 19

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl. 3)
(a) Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
CH - A - 391 921 (BBC) * Page 1, lignes 50-72 *	1-4	H 01 F 29/14 H 01 F 21/08 G 05 F 7/00
--		
US - A - 3 582 829 (WANLASS ELECTRIC COMPANY) * Figure 7, colonne 9, lignes 6-30 *	1,3,4	
--		
US - A - 3 622 868 (J.H. TODT) * Colonne 6, lignes 17-35 *	1,5-7	
--		
FR - A - 2 324 053 (V.K. LEDEDEV) * Page 10, lignes 6-24 *	1,9,10, 12,13, 16,17	H 01 F 29/14 H 01 F 21/08 H 01 F 27/34 H 01 F 27/38
--		
BROWN BOVERI MITTEILUNGEN, juillet 1965, pages 489-494 "Neuartige Schweissgleichrichter" * Figure 1 *	1,9,10, 12,13	
--		
US - A - 3 657 678 (C.A. SCHWENDEN) * Colonne 8, lignes 6-34 *	1,9,10	
--		
A US - A - 1 862 204 (THE UNION SWITCH & SIGNAL COMPANY)		
A US - A - 3 087 108 (D.S. TOFFOLO)		
A CH - A - 355 210 (BBC)		
A GB - A - 1 424 986 (R. VILLA SENOR DE RIVAS)		
X Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. 3) CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X: particulièrement pertinent A: arrière-plan technologique O: divulgation non-écrite P: document intercalaire T: théorie ou principe à la base de l'invention E: demande faisant interférence D: document cité dans la demande L: document cité pour d'autres raisons &: membre de la même famille, document correspondant
Lieu de la recherche La Haye	Date d'achèvement de la recherche 09-01-1980	Examineur VANHULLE

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl. 3)
Categorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
A	<u>US - A - 1 788 152</u> (THE UNION SWITCH & SIGNAL COMPANY)		
A	<u>US - A - 3 735 305</u> (H.C. SINNOTT)		
A	<u>DE - B - 1 026 416</u> (SIEMENS)		
A	<u>US - A - 3 757 201</u> (L.B. CORNWELL)		
A	<u>US - A - 2 844 804</u> (LE TOURNEAU WESTINGHOUSE)		

			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. 3)