

ÉLECTROSTATIQUE ET ÉLECTRONIQUE

La régulation électronique des générateurs électrostatiques

PAR

N. FELICI

Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble

Electrostatique et Electronique ! Deux termes qui, dans l'esprit de la plupart des techniciens, évoquent des images bien différentes, pour ne pas dire diamétralement opposées. Le premier évoque les temps charmants de l'électricité mondaine, Musschenbroek et l'abbé Nollet, le bonhomme Franklin et le paratonnerre. Electronique est au contraire le symbole de l'industrie moderne qui, avec sa rigueur scientifique et son immense productivité, intervient à chaque instant pour modeler notre existence. Associer électrostatique et électronique paraît ainsi un anachronisme complet, comme si nous imaginions les belles dames qui, au XVIII^e siècle, prêtaient leur charmant concours aux expériences d'électricité, voyageant en avion ou regardant la télévision.

Pourtant, si nous oublions ces images pour examiner le côté scientifique des choses, on ne peut nier qu'il y ait entre électrostatique et électronique des liens importants et même essentiels. L'électromagnétisme, qui a tenu la vedette durant tout un siècle, ne connaît que le champ électrique d'induction, tandis que l'électronique est, au contraire, entièrement basée sur les propriétés du champ électrostatique. Sans doute les électroniciens ont-ils avantageusement remplacé la boule de sureau de nos pères par l'électron, dont la docilité est infiniment plus grande ; mais, quant au reste, l'électronique fait essentiellement appel aux propriétés des champs électrostatiques, telles qu'elles sont connues depuis Faraday. Dans les accessoires de l'électronique, y en a-t-il de plus souvent employés que le condensateur, simple réservoir d'énergie électrostatique ?

Parmi les appareils fondés sur les principes électrostatiques, il en est pourtant un que l'électronique n'a jamais mis à contribution, et c'est le générateur électrostatique. Tandis que le condensateur se perfectionnait au point de devenir un remarquable accumulateur instantané d'énergie, le générateur électrostatique, bien que fondé sur les mêmes principes, tombait dans un oubli total. Je ne reviendrai pas ici sur l'explication historique de ce fait, unique en son genre dans l'histoire de l'électricité. Je dirai simplement que, tout comme le progrès, l'oubli

peut faire « boule de neige ». Les chercheurs s'orientent naturellement vers les questions à l'ordre du jour, dont tout le monde parle, où des succès récents semblent le gage de succès plus éclatants encore, où, en un mot, « il y a quelque chose à trouver ». Ils s'écartent ainsi des problèmes qui ont cessé d'intéresser, parce qu'un jour on les a crus insolubles, et leur éloignement contribue à accréditer davantage cette opinion. Les autres techniques, en progressant, font paraître une technique immobile chaque jour plus désuète, de telle sorte que le retard accumulé devient, sinon scientifiquement, du moins humainement, difficile à rattraper. Dans un domaine où l'activité est intense, le chercheur, le technicien sont sans cesse aiguillonnés et aussi aidés par leurs concurrents. Dans un sujet abandonné comme les générateurs électrostatiques, pas d'imitateur, pas de concurrent, mais, en revanche, l'horreur de la solitude. Personne dont les idées pourraient être mises à profit, ou dont les résultats seraient une consécration de vos propres idées. Cet échange constant, source de tout progrès humain, fait presque entièrement défaut. On se trouve au milieu d'un désert.

Aussi les quelques isolés qui ont tenté de traverser ce désert ont-ils succombé avant le terme du voyage. Seul un effort collectif et de longue haleine peut espérer compenser un aussi lourd handicap. Si, comme je l'espère, celui entrepris depuis dix ans par le C.N.R.S. et la S.A.M.E.S. aboutit au résultat cherché, c'est-à-dire la fabrication à grande échelle de générateurs électrostatiques industriels, ce sera, entre autres, grâce à l'intervention de facteurs favorables bien imprévus au départ.

Avant d'aller plus loin, il convient de faire le point de l'état actuel de développement de ces générateurs électrostatiques dont l'association avec l'électronique est le but de la présente étude. Il s'agira naturellement de données sans valeur définitive, dans un domaine où l'évolution est encore très rapide.

C'est en 1951 seulement qu'un principe de construction réellement pratique a été découvert, et seulement

en 1953 que des résultats satisfaisants sur le plan de l'endurance et de la reproductibilité ont été obtenus. Auparavant, tous les efforts entrepris à Grenoble aussi bien qu'ailleurs avaient conduit parfois à des performances scientifiquement intéressantes, mais les appareils ne présentaient pas les caractères de simplicité, de robustesse et de reproductibilité que l'industrie réclame [1].

Principe des générateurs électrostatiques.

Dans tout générateur tournant, la production d'énergie est due à l'existence de forces tangentielles résultant de la présence simultanée, dans l'entrefer stator-rotor, d'une induction normale et d'un champ tangentiel. En électromagnétisme, on a ainsi une induction magnétique B_N (en moyenne de 5 000 à 10 000 gauss) et un champ H_T compris entre 100 et 500 Oe. Ce champ est directement lié à la densité linéaire de courant i par la relation $H_T = 4\pi i$ (en uem) (fig. 1). La valeur de B_N est limitée par la

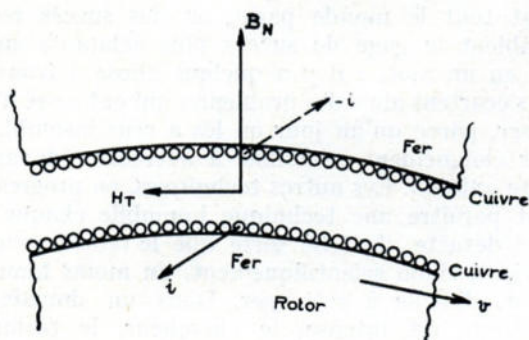


FIG. 1. — Champ et induction dans l'entrefer d'une machine électromagnétique.

saturation des dents, celle de H_T par la résistivité du cuivre et l'impossibilité d'augmenter sans limite la profondeur des encoches. La force tangentielle moyenne par cm^2 est $(1/4\pi) H_T B_N$ ou simplement $B_N i$; avec $B_N = 10\,000$ gauss et $i = 50$ uem/cm, valeurs atteintes dans les machines très puissantes, il vient $B_N i = 500\,000$ dynes/ cm^2 . Si la vitesse linéaire atteint 100 m/s, comme dans les turbo-alternateurs, cela fait une densité de puissance de 500 W/ cm^2 .

En électrostatique, on a de même une induction électrique normale D_N dans l'entrefer, résultant d'une densité de charge σ sur le rotor, et un champ tangentiel E_T provenant de la d.d. p. entre les pôles. La force utile par cm^2 est toujours

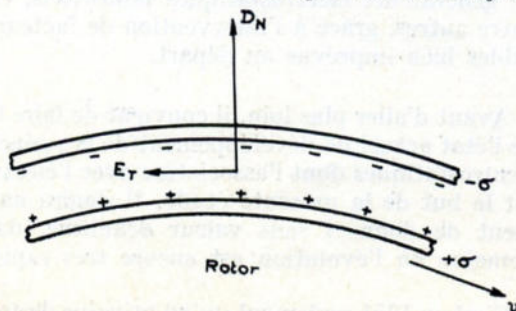


FIG. 2. — Champ et induction dans l'entrefer d'une machine électrostatique.

$(1/4\pi) E_T D_N = E_T \sigma$ (fig. 2). D_N et σ sont limitées par la rigidité diélectrique E_m du milieu remplissant l'entrefer. On a, au maximum $D_N = \epsilon E_m$, $\sigma = (1/4\pi) \epsilon E_m$. On voit tout l'intérêt que présenterait, pour le remplissage de l'entrefer, un fluide de constante diélectrique élevée, qui procurerait les mêmes avantages que la perméabilité magnétique du fer en électromagnétisme (cette analogie est conforme au principe de dualité). Malheureusement, les liquides de grande constante ont toujours une grande conductivité, et les deux faits sont intimement liés [2]. C'est pourquoi, jusqu'ici, l'entrefer a toujours été rempli par un gaz de constante unité. Si ce gaz est l'air à la pression atmosphérique, comme cela a presque toujours été le cas jusque vers 1935, on a $E_m \approx 30$ kV/cm ou 100 ues, soit $\sigma \approx 8$ ues. Quant à E_T , il ne peut être qu'une petite fraction de E_N , car la rigidité diélectrique tangentielle d'un milieu est toujours très petite vis à vis de la rigidité normale. E_T était de l'ordre de 3 kV/cm soit 10 ues. La force tangentielle s'établissait ainsi à 100 dynes/ cm^2 , et, pour une vitesse de 20 m/s difficile à dépasser vu les mauvaises qualités géométriques des plateaux de verre ou d'ébonite, on obtenait environ 0,02 W/ cm^2 , peu de chose en vérité ! D'ailleurs bien des modèles n'approchaient pas de ces chiffres, en particulier les machines de WIMSHURST à bandes d'ébonite et double rotation. Si on ajoute l'incertitude du fonctionnement, sans cesse tributaire de la siccité de l'air, l'absence de toute régulation garantissant une caractéristique extérieure stable, on est obligé de reconnaître que l'éloignement témoigné par les techniciens à l'égard de cet appareil impuissant et capricieux n'était que trop justifié.

Ce n'est qu'à partir de 1935 que plusieurs physiciens ont reconnu qu'un gaz comprimé est un milieu diélectrique beaucoup plus favorable, parce qu'il permet d'augmenter simultanément E_N et E_T . Cependant, les essais dans ce sens n'ont généralement donné que des résultats partiels. En effet, la compression du gaz n'est tout à fait efficace que pour des champs électriques à répartition régulière, sans concentration marquées, ce qui suppose des appareils très étudiés à ce point de vue. Par ailleurs, si la compression est favorable à l'accroissement des champs dans l'entrefer, elle gêne considérablement la commutation quand celle-ci est effectuée par peignes ionisants, de telle sorte qu'on perd d'un côté ce qu'on gagne de l'autre, la densité théorique $\sigma = E_m/4\pi$ ne pouvant plus être atteinte à cause de la résistance opposée par le gaz comprimé aux transferts de charge entre peignes et rotor. Enfin, l'ionisation crée dans la plupart des gaz bons diélectriques une foule de produits agressifs qui ont tôt fait de détruire le générateur quand il est en enceinte fermée (ozone et oxydes d'azote dans l'air, chlore et fluor dans les fréons, etc...).

Ainsi la compression du gaz, bien qu'elle fût prometteuse, n'avait conduit qu'à de médiocres résultats, tant sur le plan de la puissance que sur celui de l'endurance. Aujourd'hui encore, personne n'a su exploiter complètement les possibilités d'un gaz aussi banal que l'air sous 20 ou 30 atmosphères. Heureusement, une porte de sortie providentielle a

été rencontrée grâce à l'emploi d'un diélectrique médiocre, mais capable de concilier au mieux toutes les exigences. Il s'agit de l'hydrogène pur. C'est un médiocre isolant, si on regarde sa rigidité diélectrique (3/5 de celle de l'air) mais en revanche, la haute mobilité des ions et l'absence de réaction chimique compensent, et bien au delà, ce que l'on croyait perdre. La grande conductibilité calorifique et la petitesse des frottements sont aussi extrêmement favorables. En fin de compte, l'hydrogène permet des résultats pratiques insoupçonnés jusqu'ici, même à des pressions raisonnables (15 à 25 atmosphères).

C'est ainsi qu'on atteint une densité de plus de 90 ues, et un champ tangentiel de 100 ues. Ces deux chiffres n'ont pas été obtenus simultanément, mais des forces tangentielles moyennes de 6 000 dynes/cm² ont parfaitement été réalisées. Quant à la vitesse, les matériaux modernes autorisent au moins 50 m/s, ce qui, avec la force précédente, donne 3 W/cm². Dans la pratique industrielle, on arrive actuellement au tiers, soit 1 W/cm². C'est encore bien peu de chose par rapport aux turbo-alternateurs, mais si on réfléchit qu'il n'y a pas de circuit magnétique, on voit que l'encombrement d'un générateur de plusieurs kilowatts est encore très raisonnable.

Disposition géométrique.

Après des hésitations, nous sommes arrivés à la conviction que la forme cylindrique, avec un seul interstice comme en électromagnétisme, est la seule utilisable pour le moment. L'électrostatique *a*, en théorie, la possibilité de multiplier à l'infini le nombre des entrefers, comme c'est le cas dans les condensateurs modernes et dans les générateurs à plateaux multiples. Malheureusement, la nécessité d'une bonne géométrie et en particulier d'interstices étroits et réguliers rend les plateaux multiples irréalisables sans moyens exceptionnels. Comme le cylindre suffit pour le moment à tous les besoins, au meilleur prix, il est seul en cause aujourd'hui.

Le rotor est ainsi un manchon de matière isolante, de 3 à 6 mm d'épaisseur, tournant autour d'un stator créant le champ tangentiel E_T et permettant la commutation. Un champ tangentiel très régulier est obtenu par l'emploi d'un cylindre statorique légèrement conducteur (verre spécial) séparé du rotor par un interstice de 3 à 5/10 de mm. La commutation est obtenue par un nombre pair de semelles métalliques (« inducteurs ») au contact du verre, et isolées entre elles par un compound asphaltique. En face des inducteurs, à l'extérieur du rotor, sont les « ioniseurs » qui jouent le rôle de balais avec l'avantage que l'absence de contact frottant évite toute usure. Au lieu des peignes traditionnels, l'expérience a conduit à l'emploi de lames minces d'acier, assez rigides cependant pour conserver une parfaite définition géométrique (fig. 3).

Le schéma électrique est des plus simples. Un inducteur sur deux est relié à la source d'excitation, tension continue de 10 à 40 kV, fournissant un débit de l'ordre du microampère. Les ioniseurs corres-

pondants sont mis en parallèle et reliés au « sol ». Les autres inducteurs et les autres ioniseurs sont tous réunis ensemble, c'est le pôle isolé de l'appareil. Sauf dans les zones mêmes de commutation, le rotor est soumis partout à des forces utiles, bien

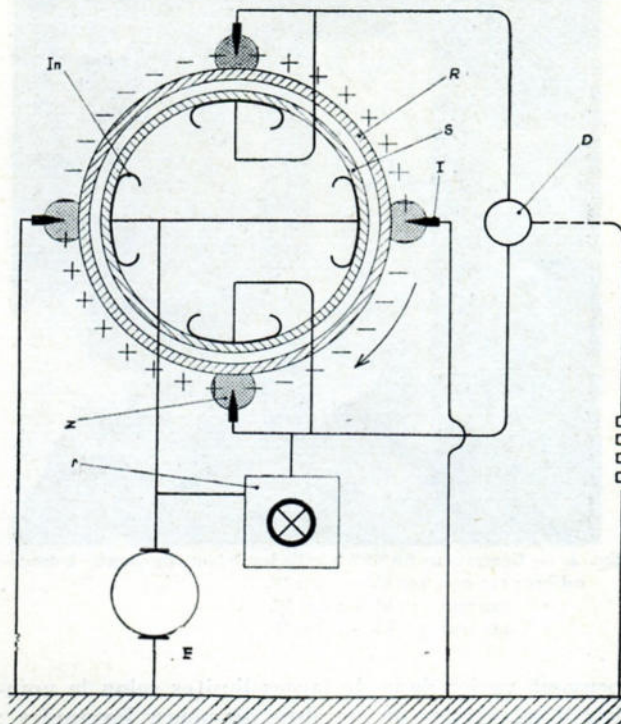


Fig. 3. — Coupe schématique d'un générateur à cylindre isolant :

- E* : générateur d'excitation ;
- R* : rotor cylindrique isolant ;
- S* : stator légèrement conducteur ;
- I* : ioniseur ;
- In* : inducteur ;
- D* : pôle isolé débit ;
- r* : régulateur ;
- : zone ionisée.

qu'en apparence, la moitié seulement puisse être chargée à un instant donné. Ce résultat est assez difficile à établir et je préfère renvoyer à ce sujet à d'autres publications. De même la tension d'excitation n'est pas égale à ce qu'on obtiendrait en intégrant le champ normal et en tenant compte des conditions de passage d'un diélectrique à l'autre. Enfin, la dépendance du courant débité vis à vis de la tension d'excitation n'est pas linéaire, et présente, dans une certaine zone, un accroissement beaucoup plus rapide que ne le voudrait une théorie élémentaire. L'explication complète des générateurs actuels est ainsi passablement compliquée, et n'a d'ailleurs été publiée que partiellement, ces questions n'intéressant qu'un public restreint [3].

Performances des générateurs actuels.

Comme valeurs typiques de tension et de puissance, je vais citer quelques chiffres concernant des générateurs construits actuellement par la SAMES (Fig. 4). Chaque modèle de générateur est caractérisé par un calibre de rotor qui détermine sa puissance ; mais les facteurs tension et intensité

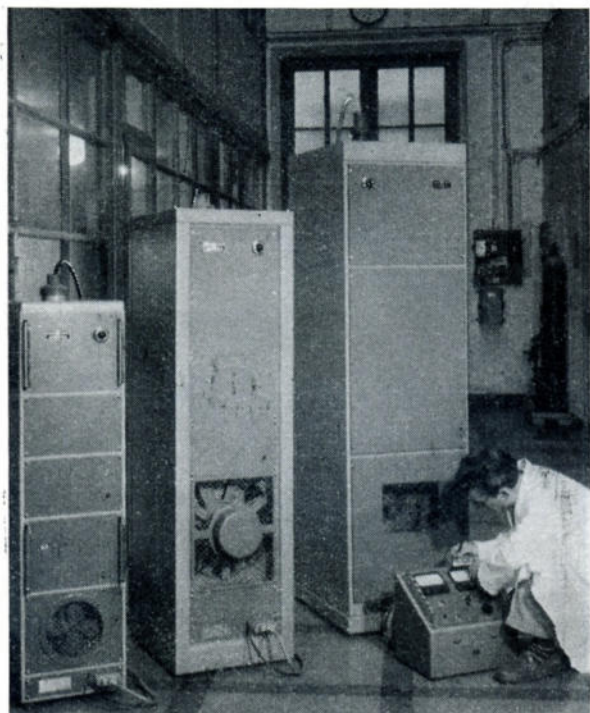


FIG. 4. — Générateurs SAMES à cylindre isolant. De gauche à droite :
calibre : 140 mm, 150 kV — 400 W.
» 240 mm, 150 kV — 2 000 W.
» 140 mm, 300 kV — 300 W.

peuvent varier dans de larges limites selon le nombre d'inducteurs ou nombre de pôles. Exemples :

Calibre 140 mm				
Nombre de pôles	2	4	6	8
Tension	300	150	110	80 kV
Intensité	1	2,5	3,5	5 mA

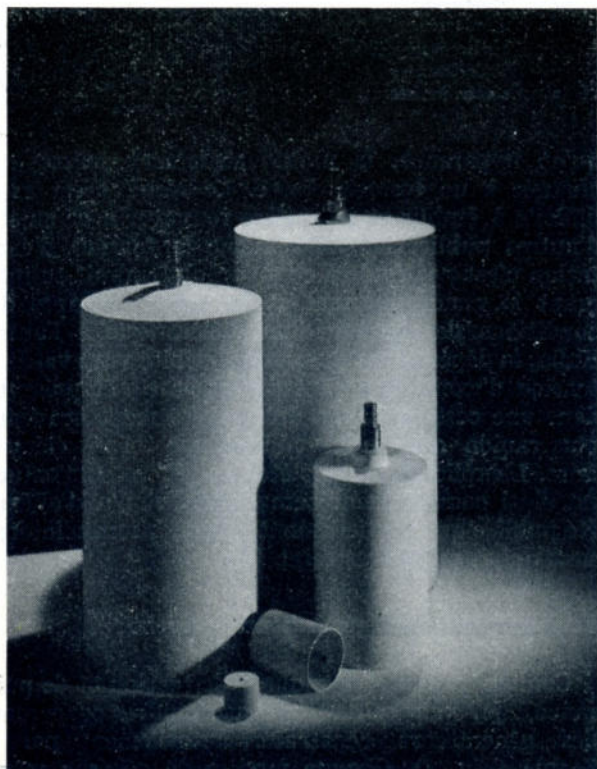


FIG. 4 bis. — Différents rotors cylindriques. Par ordre de diamètre décroissant : 300, 240, 140, 78, 40 mm.

Calibre 240 mm

Un seul modèle pour le moment : 8 pôles, 150 kV ; 14 mA.

Calibre 300 mm

Un seul modèle : 2 pôles, 600 kV ; 4,5 mA

Calibre 110 mm

Deux modèles : 2 pôles, 120 kV ; 0,5 mA
6 pôles, 50 kV ; 1,5 mA

Calibre 70 mm

2 pôles, 80 kV ; 0,3 mA.

Un calibre de l'ordre de 500 mm est à l'étude, afin de produire plus de 1 000 kV avec plusieurs kW.

La vitesse de rotation est uniformément de 3 000 tr/mn (moteur asynchrone bipolaire), ce qui défavorise naturellement les petits calibres. La possibilité d'un changeur de fréquence asynchrone, donnant 6 000 tr/mn, est parfois intéressante. Un générateur spécial, qui ne figure pas sur la liste précédente, a été conçu pour tourner à 12 000 tr/mn (alimentation du moteur à 400 Hz). Tous les chiffres précédents tiennent compte de ce qui, à l'heure actuelle, semble nécessaire comme marge de sécurité industrielle. Pour donner quelques idées des performances maxima, disons que le calibre 140, à 8 pôles, indiqué pour 80 kV et 5 mA, a fourni, toujours à la même vitesse, 160 kV et 6,4 mA., soit plus d'un kilowatt, pendant un quart d'heure, sans être avarié ; à 4 pôles, au lieu de 150 kV, on a atteint 300 kV, et près de 5 mA de débit dans une autre série d'expériences. Le rendement enfin est d'autant plus grand que la tension est plus élevée ; il est compris entre 80 et 95 %.

La puissance empruntée à la source d'excitation est toujours très faible et ne résulte que de la faible conductibilité du verre et du compound. Il est courant de voir débiter 10 mA dans le circuit principal avec moins de $1 \mu A$ d'excitation, et, compte tenu du rapport des tensions de débit et d'excitation, l'amplification en puissance est bien supérieure à 10 000. Nous rencontrons ici une propriété extrêmement remarquable du générateur électrostatique, qui le rend très comparable à certains dispositifs électroniques. De même l'énergie potentielle nécessaire pour charger les inducteurs est très petite, vu leur faible capacité. Disons qu'il suffit en général de faire varier leur potentiel de 10 kV environ pour régler le courant de 0 au maximum. Dans une machine de 2 kW, avec une capacité des inducteurs de 200 pF, cela représente une variation de charge de $2 \mu C$ seulement et une énergie inférieure à 0,1 joule. Le réglage rapide d'un générateur est donc très facile, avec des circuits ne mettant en jeu que des puissances instantanées très modestes.

Tout ce qui précède amène à rapprocher le générateur électrostatique d'un tube amplificateur : très grand gain en puissance, faible énergie de réglage. Bien entendu, la bande passante des générateurs actuels n'a rien de commun avec celle d'un tube, pour de multiples raisons qui seront discutées plus loin (d'ailleurs, une large bande passante n'aurait dans la plupart des cas que des effets néfastes) mais il n'en reste pas moins que le générateur électrostatique est extrêmement agréable à régler et

s'associe aisément à des circuits électroniques de faible puissance, contrairement aux générateurs électromagnétiques.

Représentation mathématique d'un générateur électrostatique.

En régime permanent, (excitation fixe ou très lentement variable), un générateur parfait serait complètement représenté par l'équation linéaire $I_d = U_e/R_e$; U_e étant la tension d'excitation et R_e une résistance équivalente à la vitesse de variation de la capacité stator/rotor; $R_e = dt/dC$. La tension de débit U_d serait sans influence, on aurait une caractéristique à courant rigoureusement constant.

En fait, la relation entre I_d et U_e est bien plus compliquée. Il y a d'abord un seuil pour U_e (de l'ordre de 10 à 20 kV) en dessous duquel I_d reste nul; ensuite, la dérivée dI_d/dU_e est bien plus grande que la valeur théorique dt/dC , enfin I_d cesse de croître et tend vers une limite quand on approche dans l'interstice du champ maximum E_m . On peut cependant conserver dans la partie utile de la caractéristique d'excitation la relation $\Delta I_d = \Delta U_e/R_e$ en l'appliquant aux variations de I_d et U_e et non aux valeurs totales, et en donnant à R_e sa valeur expérimentale.

Par ailleurs, dans toutes les machines électrostatiques, le courant débité n'est pas absolument indépendant de la tension de débit: il décroît plus ou moins vite quand cette tension s'élève. Cet effet a des causes diverses, dont la principale est l'existence de flux parasites, dus à la tension, qui viennent se superposer de façon défavorable au flux principal dû au courant. En somme, quelque chose de très analogue à la réaction d'induit. Il peut se représenter mathématiquement par un terme soustractif $-U_d/R_d$ à retrancher de U_e/R_e où U_d est la tension de débit (ou sa variation) et R_d une impédance convenable.

Dans la plupart des machines anciennes, la conductance $1/R_d$ n'est pas négligeable et signifie que pour des tensions U_d assez grandes, le générateur est complètement « à sec de courant ». En d'autres termes l'amplification en tension en circuit ouvert $U_d/U_e = R_d/R_e$ est relativement faible. Au contraire, dans les générateurs SAMES, le recul du courant est très petit pour toutes les tensions qu'il est possible d'isoler. Aussi peut-on laisser de côté le terme correspondant, d'autant plus que, mathématiquement, il est toujours loisible de l'intégrer aux conductances réelles se trouvant en parallèle sur le générateur (conductances de charge, de mesure, etc.).

A partir d'ici, pour simplifier l'écriture, nous supprimerons systématiquement le symbole Δ dans toute les équations, étant entendu que ces équations ne sont valables qu' pour des variations assez petites pour conserver la linéarité. En revanche, dans l'énoncé de grandeurs numériques, le symbole Δ sera conservé quand il s'agira de variations.

Régimes variables.

En régime variable, un générateur idéal donnerait toujours le courant $I_d = U_e/R_e$, R_e ayant la valeur théorique dt/dC avec entre I_d et U_e un retard dans le temps correspondant au transfert de charge entre un ioniseur et le suivant. Ce retard $\theta = d/v$, d étant le demi-pas polaire et v la vitesse linéaire. Dans une machine à 2 n pôles tournant à 3 000 tr/mn $\theta = 1/100.n$ seconde. En notation symbolique, cela s'écrit: $I_d = (U_e/R_e) \cdot e^{-p\theta}$. En fait, la réalité est plus compliquée parce que la résistance d'entrée R_e croît avec la fréquence. Cet effet est dû, entre autres:

a) à la présence du stator de verre. En tension continue, le verre se comporte comme un conducteur, mais, pour des fréquences comparables à l'inverse de son temps de relaxation ($\approx$ une seconde, ou supérieure) le verre agit comme un diélectrique, et la capacité rotor/stator s'en trouve diminuée;

b) la valeur anormalement faible de R_e en régime permanent est due à une réaction positive de la charge rotorique sur l'excitation: il y a « auto-excitation partielle ».

Pour s'établir, le régime permanent demande ainsi un temps grand par rapport à θ ; pour des variations rapides de l'excitation, l'effet n'a pas le temps de jouer et R_e devient comparable à la valeur théorique dt/dC , en prenant le verre comme un diélectrique. Cette valeur est 5 à 10 fois plus grande que la valeur en régime permanent.

Etant donné que R_e n'est plus une constante, on peut se demander dans quelle mesure c'est une grandeur réelle, en d'autres termes, si elle n'introduit pas entre I_d et U_e supposés sinusoïdaux, un déphasage supplémentaire. Les expériences assez grossières faites jusqu'à présent montrent qu'il n'en est pas ainsi, et que le bilan des phases (par exemple dans un système près des conditions d'oscillation) est suffisamment exact en considérant R_e comme réelle.

Il résulte de ce qui précède que l'augmentation de R_e a déjà lieu pour des fréquences de seulement quelques hertz. Aucune mesure systématique n'a été faite, la question ne présentant pas assez d'intérêt pratique, mais on peut noter que R_e a été trouvé 7 fois plus grand quand la fréquence passait de 0 à 6 hertz. Ainsi le générateur affaiblit-il beaucoup l'effet des fluctuations de la tension d'excitation. Ceci est un inconvénient pour un réglage extrêmement rapide, mais, dans la pratique, c'est aussi un avantage. Le générateur introduit en effet un retard de phase $\omega\theta$ pour la pulsation ω , et la plupart des circuits électroniques qu'on est amené à associer au générateur en font plus ou moins autant. Dans ces conditions, un affaiblissement croissant avec la fréquence favorise grandement la stabilité de tout système de régulation; il y a des montages très intéressants qui seraient absolument impraticables sans cela, comme nous le verrons plus loin.

En somme, le générateur électrostatique est analogue à une triode où les électrons voyageraient avec la vitesse très faible du rotor (fig. 5). L'amplification

de puissance et de tension réalisées sont bien comparables à ce qu'on obtient dans les triodes. La bande passante est très limitée, ce qui, vu la faible vitesse des charges, est plutôt un avantage. Les ioniseurs de terre jouent le rôle de cathode, ceux de débit d'anode, et les inducteurs d'excitation représentent la grille. La pente est l'inverse de R_e . La

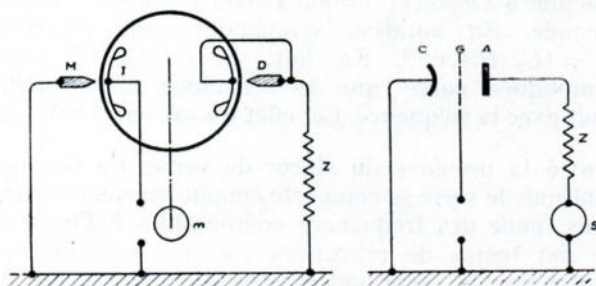


FIG. 5. — Analogie entre générateur électrostatique et triode :

M : ioniseur de masse ;
I : inducteur ;
D : ioniseur de débit ;
Z : impédance de charge ;
m : moteur.

résistance interne semble négative, mais ceci est dû à ce que la machine crée de l'énergie au lieu d'en absorber. Si on considérait le fonctionnement moteur, la résistance interne paraîtrait positive.

Coopération entre circuits électroniques et générateurs électrostatiques.

Il résulte de ce qui précède que les générateurs électrostatiques, dûment modernisés, présentent, à côté d'une puissance substantielle pour les problèmes de courant faible, des qualités amplificatrices qui les rapprochent beaucoup du tube électronique. Il importe d'ailleurs de souligner que le générateur électrostatique est commandé par une tension et non par un courant d'excitation, fait qui contribue encore à accentuer l'analogie.

On pourrait se demander pourquoi ces propriétés élémentaires n'ont pas été mises plus tôt en lumière. La raison est que tous les générateurs construits jusqu'ici étaient trop indigents au point de vue énergétique pour permettre une exploitation commode de leurs propriétés théoriques. Si on divisait par 100 la pente des tubes électroniques courants, ils deviendraient beaucoup moins intéressants. C'est ce qui a lieu quand on passe des générateurs SAMES à tout autre modèle construit jusqu'ici.

La coopération entre ces deux cousins que sont le générateur électrostatique et le tube électronique peut s'envisager à deux points de vue :

a) apport de l'électronique à la technique du générateur : régulation et stabilisation ;

b) utilisation du générateur comme source d'énergie pour l'alimentation des dispositifs électroniques.

Le premier point va presque de soi. Rares sont en effet les problèmes de régulation où l'électronique n'apporte pas une solution intéressante. Mais ici,

étant donné la nature de l'appareil à régler, il est évident que l'électronique, même avec des circuits très simples, va pouvoir donner des résultats exceptionnels. Certains lecteurs se rappelleront sans doute que le problème a été étudié de façon très approfondie pour les générateurs électrostatiques à courroie [4] et que là, les circuits électroniques de régulation ne paraissent pas « très simples ». Les raisons de cette différence tiennent à plusieurs causes, qui différencient précisément les générateurs SAMES des machines Van de Graaff.

a) La puissance du générateur Van de Graaff est petite, et encore plus son débit. Aussi des montages qui sont commodes avec des débits de plusieurs milliampères, courant qui convient à beaucoup de tubes amplificateurs, sont-ils peu praticables quand le courant n'est que de quelques dixièmes de milliampère tout au plus.

b) Le temps de transfert des charges est long (0,3 s par exemple), alors que dans les générateurs SAMES on est parvenu à le maintenir à 0,01 s au maximum. Si l'on divise le temps de transfert par la d.d.p. entre pôles de façon à faire une comparaison équitable on trouve 10 à 20 ms/MV pour la machine SAMES, 60 ms/MV pour la machine à courroie. Cela résulte de la meilleure géométrie et mécanique du cylindre comparé à la courroie.

c) Les fluctuations périodiques dues aux imperfections géométriques du transporteur sont plus faibles dans le cas du cylindre, et elles se présentent dans une gamme de fréquences (50 Hz et au delà au lieu de quelques Hz) qui rend leur correction plus facile.

En définitive, il n'y a, entre les deux types de générateurs, de différence que dans la valeur numérique des caractéristiques importantes pour la régulation ou bien dans des détails de schéma électrique. C'est pourquoi la valeur ultime de la stabilité accessible est sans doute la même dans les deux systèmes. En revanche les moyens à mettre en œuvre sont d'un ordre de grandeur différent.

Régulation électronique d'un générateur électrostatique.

Cette régulation a pour but d'asservir la tension débitée U_d à l'intensité débitée I_d . En principe, toute caractéristique $U_d(I_d)$ peut être envisagée, en fait, une tension de débit constante, aussi indépendante que possible de I_d (sauf en cas de surcharge franche) est souhaitée dans la quasi totalité des applications. C'est le seul problème que nous envisagerons.

Dans le langage commercial, nous distinguons les générateurs « régulés » des générateurs « stabilisés ». Les principes à mettre en œuvre sont les mêmes dans les deux cas ; mais les premiers peuvent comporter des fluctuations de tension, particulièrement dans la gamme de 50 à 100 Hz, de l'ordre de 1 %, tandis que dans les seconds, les fluctuations de toutes fréquences sont éliminées avec une précision supérieure à 0,1 % dans la pratique.

Nous commencerons par les montages stabilisés qui sont, sur le plan théorique, les plus simples.

Un tel montage (fig. 6) comprend, en dehors du générateur G , un système de mesure M de l'erreur de tension U_d , un amplificateur à courant continu A transformant l'erreur U_d en variation d'excitation U_e de signe opposé $U_e = -k_e \cdot U_d$; k_e étant ce que nous appellerons le gain extérieur du système de

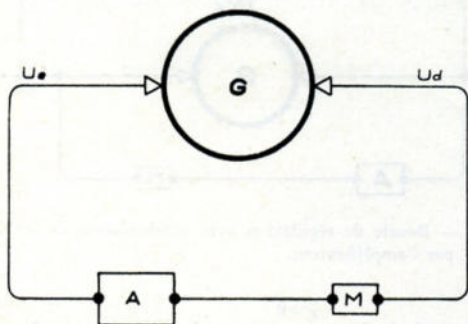


FIG. 6. — Boucle de régulation d'un générateur.

régulation. U_e de son côté crée une variation de courant $I_d = U_e/R_e$ qui tend à annuler U_d , mais cette action se fait sentir avec un retard θ . Le gain de tension propre au générateur est $k_g = R_d/R_e$, R_d étant la résistance différentielle de charge (qui comprend, le cas échéant, le recul de courant correspondant aux flux parasites), et le gain total de la boucle fermée est $k_e \cdot k_g$. Ces deux facteurs sont normalement, l'un et l'autre, beaucoup plus grands que 1; k_e doit l'être si l'on veut une bonne stabilisation et k_g l'est naturellement, surtout en circuit ouvert. En conséquence, un montage de cette sorte donne forcément lieu à des oscillations entretenues dues au retard de phase $\omega\theta$ introduit par G , avec une fréquence de l'ordre de $1/2\theta$ (fig. 7).

Pour éviter les oscillations sans toucher à k_e , il

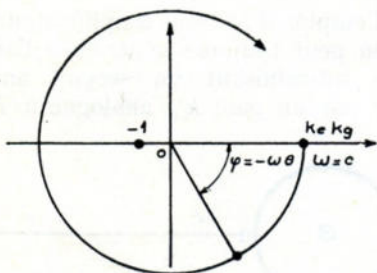


FIG. 7. — Diagramme de la boucle de la figure 6. Fonction transfert $k_e k_g e^{-p\theta}$.

faut réduire k_g de façon que, lorsque le retard atteint π , le gain total passe en dessous de 1. Le moyen le plus simple est de brancher en parallèle avec le générateur un condensateur C_d de valeur suffisante (fig. 8). Calculons cette valeur dans le cas le plus défavorable, où R_d est infinie. Alors le gain propre

de G est $U_d/U_e = \frac{I_d}{C_d \omega} / R_e I_d = \frac{1}{R_e C_d \omega}$ et il

faut tenir compte de ce que le condensateur intro-

duit un retard de 90° de U_d par rapport à I_d , c'est à dire que le retard global dans la boucle fermée est maintenant $\frac{\pi}{2} + \omega\theta$. Quand donc $\omega\theta$ atteint $\frac{\pi}{2}$, il

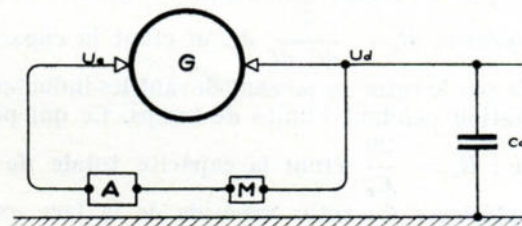


FIG. 8. — Boucle de régulation avec condensateur entre débit et terre.

faut que :

$$k_e k_g = \frac{k_e}{R_e C_d \omega} < 1$$

Comme $\omega\theta = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \omega = \frac{\pi}{2\theta}$

Il vient : $R_e C_d > \frac{2}{\pi} k_e \theta$ (fig. 9).

Donnons un exemple numérique. Un générateur

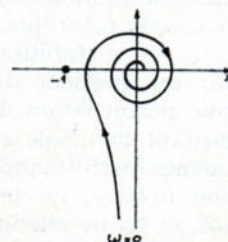


FIG. 9. — Diagramme de boucle de la figure 8. Fonction transfert

$$\frac{k_e e^{-p\theta}}{R_e C_d p}$$

de calibre 140 mm, à 4 pôles, donnant 2,5 mA et 150 kV, tournant à 3 000 tr/mn, a un temps de transfert θ de 1/200 seconde; sa résistance d'excitation R_e est de l'ordre de 5 Mégohms. Si $k_e = 10$, valeur que l'expérience montre satisfaisante pour une bonne stabilisation, il vient : $C_d > 7\,000$ pF. Il n'y a pas lieu, en général, de prévoir de marge de sécurité importante, les oscillations libres du système étant très amorties dès qu'on dépasse la limite de stabilité et la valeur de R_e étant toujours plus grande en fréquence élevée qu'en tension continue. Un condensateur de 10 000 pF n'a rien d'extraordinaire, même pour 150 kV. La solution précédente est donc tout à fait viable et est appliquée effectivement.

Au sujet de l'équation $R_e C_d > \frac{2}{\pi} k_e \theta$, on peut faire plusieurs remarques utiles concernant les lois de similitude auxquelles obéit C_d .

Pour un générateur et un gain donnés, C_d est une constante absolue. En effet, C_d ne dépend pas de la vitesse de rotation, car R_e et θ varient tous deux en raison inverse de cette vitesse. C_d ne dépend pas

non plus du nombre de pôles, car R_e et θ sont inversement proportionnels à ce nombre. C_d est donc entièrement déterminé par la géométrie des cylindres rotorique et statorique. Pour trouver la relation entre C_d et le dimensionnement du générateur, il suffit d'écrire $R_e = \frac{1}{dC/dt}$, dC/dt étant la capacité balayée par le rotor en passant devant les inducteurs d'excitation pendant l'unité de temps. Ce qui peut s'écrire : $R_e = \frac{2\theta}{C_r}$ étant la capacité totale de la face extérieure du rotor vis-à-vis de la face extérieure du stator. On en tire : $C_d > \frac{1}{\pi} k_e C_r$. La capacité C_d est donc proportionnelle à une certaine capacité interne du générateur.

Le résultat précédent permet de passer aisément d'un générateur à un autre. Si, par exemple, les deux générateurs sont géométriquement semblables, toutes les dimensions linéaires étant proportionnelles, les capacités seront dans le rapport des dimensions. Si au contraire les interstices et les épaisseurs rotoriques sont identiques dans les deux générateurs, les capacités seront dans le rapport des surfaces rotoriques.

Les formules précédentes donnent l'impression que l'on aurait intérêt à diminuer C_r en augmentant l'interstice ou l'épaisseur rotorique. En fait, il n'en est rien, car la qualité de la stabilisation obtenue fait toujours intervenir un quotient du type $R_e I/k_e$, où I représente une perturbation de courant. Si on diminue C_r en gardant la même surface rotorique (pour avoir les mêmes performances énergétiques), R_e varie en raison inverse, de telle sorte que k_e doit être augmenté, et C_d ne change pas. En fin de compte, le seul procédé possible pour diminuer C_d en gardant la même puissance est d'accroître les contraintes physiques subies par les matériaux : tension mécanique (si on augmente la vitesse linéaire du rotor), champ électrique dans l'interstice (qui intervient au carré dans la puissance spécifique).

Réduction du condensateur.

Les conclusions précédentes sont valables pour le montage où une des armatures du condensateur est reliée à la terre. Mais il existe d'autres possibilités permettant de se contenter de capacités beaucoup plus faibles. Imaginons que la borne « terre » du condensateur soit reliée maintenant à la sortie de l'amplificateur. Si cette sortie est en opposition de phase avec l'entrée, ce qui arrive fréquemment, comme on le verra plus loin, tout se passe comme si la capacité en parallèle sur la machine était multipliée par $k_e + 1$ (effet Miller). La vérification de ce résultat est immédiate (fig. 10).

On a par construction $U_e = -k_e U_d$ et $I_d = \frac{U_e}{R_e} e^{-p\theta}$.

Dans la marche à vide ou sur impédance infinie (cas le plus défavorable à la stabilité), I_d se ferme entièrement sur le condensateur C_d , c'est-à-dire :

$I_d = C_d p (U_d - U_e) = C_d p (k_e + 1) U_d$ ce qui vérifie le résultat annoncé. La fonction transfert de boucle ouverte est maintenant :

$$\frac{k_e e^{-p\theta}}{R_e C_d (k_e + 1) p} \text{ ou } \frac{k_e}{k_e + 1} \cdot \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p} \text{ Si } k_e \gg 1,$$

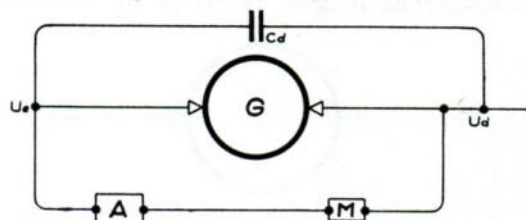


FIG. 10. — Boucle de régulation avec condensateur de stabilité commandé par l'amplificateur.

cela se réduit à $\frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p}$ et la condition de stabilité devient $R_e C_d > \frac{2}{\pi} \theta$. Il est très important de noter que les conclusions précédentes restent valables, même si k_e est une fonction de p , cette circonstance se présentant fréquemment.

En revenant à l'exemple numérique précédent, on voit que la disparition de k_e dans la condition de stabilité permet de se contenter d'une capacité de 700 pF au lieu de 7 000, et cela même si k_e était porté à 50 ou 100 au lieu de 10. Ce résultat est très intéressant, car il est dommage d'associer à un générateur électrostatique pratiquement dénué de capacité interne, un condensateur important. Même s'il n'en résulte qu'une augmentation de prix négligeable, l'addition d'un condensateur est souvent peu favorable aux récepteurs. Aussi est-il indiqué d'utiliser l'artifice précédent qui permet de s'en tenir à des capacités insignifiantes.

Quand l'emploi d'un seul amplificateur n'est pas possible, on peut toujours généraliser l'artifice précédent en introduisant un second amplificateur caractérisé par un gain k'_e analogue à k_e (fig. 11).

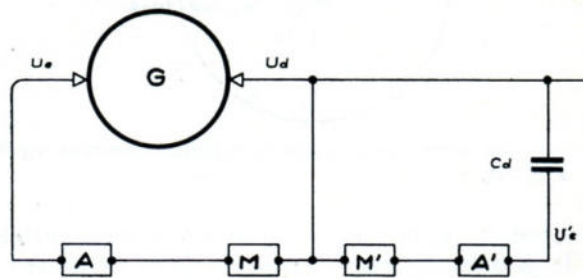


FIG. 11. — Boucle de régulation avec condensateur de stabilité commandé par ampli spécial.

Un calcul identique au précédent montre que la condition de stabilité est maintenant :

$$R_e C_d > \frac{2}{\pi} \cdot \frac{k_e}{k'_e + 1} \cdot \theta.$$

Toutefois, cette condition n'a de sens que si les deux gains sont des constantes ou, à la rigueur, des fonctions identiques de p beaucoup plus grandes que l'unité et ne différant que par un facteur numérique constant.

Il est évident que l'on a intérêt à augmenter k'_e le plus possible afin de réduire C_d . Mais de nombreux effets parasites ne permettent pas d'aller très loin dans cette voie, si l'on veut conserver des amplis très simples. Il faut accepter des capacités C_d de 300 à 500 pF, qui sont d'ailleurs aisément réalisées, jusqu'à près de 1 000 kV, par quelques mètres de câbles au papier imprégné, ce type de câble ayant une tenue excellente en tension continue.

Il semble que la commande de la capacité C_d par un amplificateur permette d'augmenter le gain sans limite, et que par suite la qualité de la stabilisation puisse être indéfiniment accrue sans changer C_d , contrairement aux conclusions du paragraphe précédent. Cela provient de ce que le générateur ne joue plus qu'un rôle partiel dans la transmission des signaux de régulation, qui peuvent passer directement par le condensateur. Par suite, les qualités propres du générateur en tant qu'amplificateur, qualités déterminées par les contraintes de ses matériaux sont moins importantes. Elles continuent néanmoins

à déterminer C_d par $C_d > \frac{1}{\pi} \cdot \frac{k_e}{k'_e + 1} \cdot C_r$ puisque C_r est d'autant plus petit, à puissance donnée que les contraintes diélectriques sont plus grandes. Si on augmente la résistance R_e du générateur, on pourra diminuer C_d et garder la même qualité, mais, en revanche, l'amplitude des variations de $U_e = R_e I$ sera augmentée, ce qui signifie que la contrainte diélectrique du tube de sortie de l'ampli devra être accrue. Ainsi, la diminution de C_d aura été en fait payée par l'augmentation de la contrainte d'une autre partie du système. On arrive à une conclusion identique si l'on cherche à diminuer C_d en augmentant k'_e dans le montage avec deux amplis. L'avantage pratique des montages où C_d est commandée par un ampli, résulte en réalité d'une utilisation plus complète des possibilités physiques des organes du système. (Par exemple, employer le condensateur à transmettre des signaux, ce qu'il peut faire sans augmentation sensible de sa contrainte diélectrique). Le lecteur apercevra sans doute l'analogie des dispositifs précédents avec la stabilisation des générateurs à courroie par écran capacitif [5]. Mais, dans ce cas, le temps de transfert θ est beaucoup plus long. Bien que la capacité C_d soit encore de l'ordre de 100 à 200 pF, la grandeur de θ impose pour k'_e de très grandes valeurs et la réalisation de l'ampli en est compliquée. On voit encore par cet exemple comment l'amélioration physique du générateur (augmentation des contraintes mécaniques et diélectriques) retentit directement sur les problèmes de régulation.

Régulation aval.

Les montages examinés jusqu'à présent sont du type « amont » c'est-à-dire que l'action régulatrice

s'exerce à l'un des pôles du générateur, tandis que la tension régulée apparaît à l'autre pôle. Il en résulte dans l'action du régulateur le retard θ et la nécessité d'introduire le condensateur C_d . Mais on peut aussi disposer tout le système du côté haute tension, moyennant un isolement de l'amplificateur, de telle sorte que l'on règle non pas le courant injecté du côté masse dans le générateur, mais le courant enlevé au rotor du côté débit. Le retard θ disparaît et la stabilité devient possible sans plus (fig. 12).

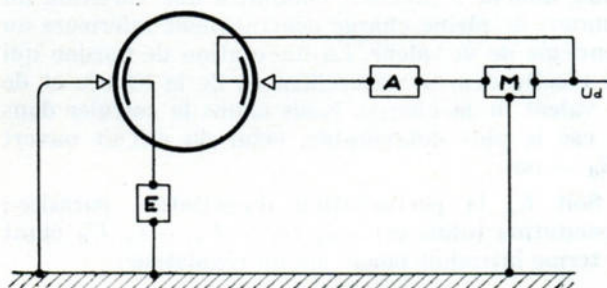


FIG. 12. — Régulation aval.

A : ampli ;
M : mesure de la tension ;
E : excitation fixe.

Il faut naturellement modifier les connexions du générateur. Au lieu de réunir en permanence les inducteurs de débit et les ioniseurs de débit, on connecte ces organes à deux bornes différentes, entre lesquelles l'ampli fera apparaître une tension contre-excitatrice variable. Par exemple, si G donne une tension de débit positive, les inducteurs normaux d'excitation seront portés en permanence à la tension négative correspondant au courant maximum désiré, - 30 kV par exemple. Pour débiter ce courant, il suffira évidemment d'égaliser les potentiels des inducteurs de débit, et des ioniseurs de débit. Pour réduire le débit, on rendra les inducteurs précédents plus ou moins négatifs par rapport aux ioniseurs, par le jeu de l'amplificateur. Plus précisément, la théorie et l'expérience montrent que le débit est fonction de la différence des tensions appliquées aux deux groupes d'intervalles inducteur-ioniseur et non de leurs valeurs individuelles. Si par exemple, le seuil du courant est à - 15 kV et le plein débit à - 30 kV d'excitation dans le montage normal, on appliquera en régulation aval une tension d'excitation fixe de - 30 kV, tandis que la d.d.p. entre ioniseur de débit et inducteur fluctuera entre - 15 kV (débit nul) et 0 (débit maximum). L'amplitude de tension fournie par l'ampli est donc la même que précédemment, on pourra se servir d'un appareillage similaire. La seule complication est celle qui résulte de l'isolement du système régulateur.

Qualité de la stabilisation.

Pour apprécier la qualité de la tension stabilisée obtenue avec un des montages précédents, il faut préciser les fréquences perturbatrices et calculer la

réponse du système. Les perturbations sont principalement de deux sortes : des fluctuations erratiques dont le spectre couvre la gamme 0 à 5 Hz environ ; des fluctuations périodiques où sont très marquées :

- a) la fréquence de rotation (50 Hz en général),
- b) le multiple de cette fréquence qui est en résonance sur le nombre de pôles (100 Hz pour une machine à 4 pôles).

Les perturbations précédentes sont à considérer comme des perturbations d'excitation, dont l'amplitude, difficile à préciser, conduit à une variation du courant de pleine charge généralement inférieure au centième de sa valeur. La fluctuation de tension qui en résulte dépend naturellement de la nature et de la valeur de la charge. Nous allons la calculer dans le cas le plus défavorable, celui du circuit ouvert ($R_d = \infty$).

Soit U_e la perturbation d'excitation parasite ; l'excitation totale est $-k_e U_d + U_e$, $-k_e U_d$ étant le terme introduit par le jeu du régulateur.

Le courant
$$I_d = \frac{-k_e U_d + U_e}{R_e} e^{-p\theta}$$

Ce courant fermé sur la capacité C_d crée la tension

$$U_d = \frac{I_d}{C_d p}$$

d'où :
$$U_d C_d p = \frac{-k_e U_d + U_e}{R_e} e^{-p\theta}$$

$$U_d [R_e C_d p + k_e e^{-p\theta}] = U_e e^{-p\theta}$$

$$U_d = U_e \cdot \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p + k_e e^{-p\theta}}$$

$$R_e C_d = \alpha \cdot k_e \cdot \frac{2}{\pi} \theta \quad \alpha > 1$$

$$U_d = \frac{U_e}{k_e} \cdot \frac{e^{-p\theta}}{p \alpha \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \theta + e^{-p\theta}}$$

Si nous considérons une perturbation sinusoïdale $p = j\omega$

$$U_d = \frac{U_e}{k_e} \cdot \frac{e^{j\omega\theta}}{j \frac{2}{\pi} \alpha \omega \theta + e^{j\omega\theta}}$$

Le module du numérateur est 1. Celui du dénominateur est minimum pour $\omega\theta = \frac{\pi}{2}$ et vaut $j(\alpha - 1)$.

Si donc α franchement supérieur à 1 (sans avoir besoin d'être grand), toute perturbation ΔU_e n'engendre qu'une perturbation ΔU_d environ k_e fois plus petite. En valeur relative

$$\frac{\Delta U_d}{U_d} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_e} \cdot \frac{\Delta U_e}{U_e} \cdot \frac{U_e}{U_d}$$

$$\frac{\Delta U_d}{\Delta U_e} \approx \frac{1}{k_e} ; \frac{\Delta U_e}{U_e} \approx 10^{-2} ; \frac{U_e}{U_d} \approx 10^{-1}$$

Donc, en prenant $k_e \approx 10$ on a sûrement $\frac{\Delta U_d}{U_d} < 10^{-3}$

Les conclusions sont identiques si le condensateur de stabilité est commandé par un ampli. Il est alors

équivalent à une capacité $C_d(k_e + 1)$ ou $C_d(k'_e + 1)$ et l'on a :

$$U_d = U_e \cdot \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d (k'_e + 1) p + k_e e^{-p\theta}}$$

On définira maintenant α par $R_e C_d = \alpha \frac{k_e}{k'_e + 1} \cdot \frac{2}{\pi} \theta$
 α étant toujours égal à un pour la limite de stabilité, et on aboutit encore à la formule

$$U_d = \frac{U_e}{k_e} \cdot \frac{e^{-p\theta}}{p \alpha \cdot \frac{2}{\pi} \theta + e^{-p\theta}}$$

qui conduit aux mêmes conclusions.

Amélioration de la stabilisation par augmentation de k_e .

Dans le premier montage, il est difficile d'augmenter beaucoup k_e sans aboutir à des valeurs de C_d inconfortables. Mais, si nous passons aux montages où C_d est actionné par un amplificateur, cet inconvénient disparaît. Dans la pratique, il est très avantageux pour éviter des amplificateurs de très grand gain, d'utiliser, pour agir sur l'entrée de l'ampli, un diviseur à résistance dont la grande branche est

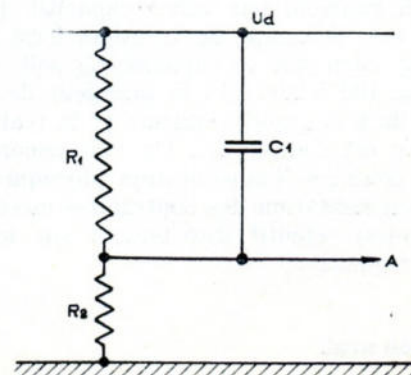


FIG. 13. — Diviseur avanceur de phase procurant un gain croissant avec la fréquence.

shuntée par un condensateur (fig. 13). Le rapport de division d'un tel système, au lieu d'être

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ devient } \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \text{ avec } Z_2 = R_2$$

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + p \tau_1} \text{ et } \tau_1 = C_1 R_1$$

$$\begin{aligned} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} &= \frac{R_2}{\frac{R_1}{1 + p \tau_1} + R_2} \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + p \tau_1}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} p \tau_1} \end{aligned}$$

Par suite, le gain extérieur k_e prend la forme

$$k_e = k_0 \cdot \frac{1 + p \tau_1}{1 + \varepsilon p \tau_1}$$

où k_0 représente le gain à fréquence nulle et ε un nombre très petit. Le gain croît ainsi avec la fréquence, ce qui améliore grandement la compression des fréquences élevées. Il n'en résulte aucun inconvénient pour la stabilité du système, puisqu'on emploie un montage où l'ampli agit sur le condensateur et où k_e figure au numérateur et au dénominateur de la fonction transfert. Sans rien changer aux amplificateurs, on peut obtenir une stabilisation 10 fois meilleure, surtout dans les fréquences comme 50 ou 100, dont l'amplitude peut être réduite à 10^{-4} et moins encore en valeur relative, avec un gain extérieur statique k_0 de l'ordre de 10 seulement.

Si l'on est obligé d'utiliser deux amplis distincts pour actionner le générateur et le condensateur, il est important pour la stabilité du système que k_e et k'_e varient à peu près de la même façon avec la fréquence. On peut le montrer de plusieurs façons. Supposons par exemple qu'il y ait entre les deux voies de régulation une différence de phase fixe φ . La fonction transfert de la boucle ouverte est

$$\frac{k_e}{k'_e + 1} \cdot \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p}$$

Comme k_e et k'_e doivent être beaucoup plus grands que 1, on peut écrire $\frac{k_e}{k'_e + 1} = \lambda e^{j\varphi}$; λ étant un facteur numérique constant. Le diagramme de la fonction $\lambda \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p}$ où l'on fait $p = j\omega$ ($-\infty < \omega < +\infty$) se déduit de celui obtenu pour $\lambda = 0$ par rotation de l'ensemble de l'angle φ (fig. 14). On

voit que cette rotation rend la stabilité plus précaire quel que soit le signe de φ . La condition de stabilité est :

$$\left| \frac{\lambda}{R_e C_d \omega} \right| < 1$$

$$\text{pour } \omega\theta = -\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \quad \text{Si } \varphi > 0$$

$$\text{et } \omega\theta = \frac{\pi}{2} - |\varphi| \quad \text{si } \varphi < 0.$$

La condition de stabilité s'écrit donc en général

$$R_e C_d > \frac{\lambda\theta}{\frac{\pi}{2} - |\varphi|}$$

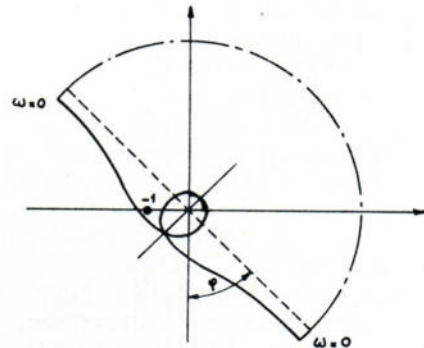


FIG. 14. — Diagramme de la boucle de la figure 11 quand il y a une différence de phase constante entre les sorties des deux amplis. Le demi-cercle en trait mixte représente la fermeture à l'infini du diagramme complet, quand ω varie de $-\infty$ à $+\infty$.

Elle est d'autant plus difficile à satisfaire que $|\varphi|$ est plus proche de $\frac{\pi}{2}$. Si $|\varphi| > \frac{\pi}{2}$, la stabilité devient impossible, le diagramme complet entourant le point -1.

D'une autre manière, on peut supposer que le quotient $\frac{k_e}{k'_e + 1}$ soit de la forme $\lambda (1 + p\tau) \pm 1$. Si

l'on a le signe +, la fonction $\lambda (1 + p\tau) \frac{e^{-p\theta}}{R_e C_d p}$ donne un diagramme entourant le point -1 dès que τ est important (en particulier si $\frac{\lambda\tau}{R_e C_d} > 1$).

Quant à la fonction $\frac{\lambda e^{-p\theta}}{(1 + p\tau) R_e C_d p}$ elle donne sur le diagramme une phase retard qui atteint π pour de faibles valeurs de ω , car cette phase est égale à $-\omega\theta - \frac{\pi}{2} - \arctan(\omega\tau)$ d'où une stabilité impos-

sible ou très précaire. Si on suppose que $\frac{k_e}{k'_e + 1}$ est un

produit de plusieurs facteurs $(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)\dots$ on voit facilement que la stabilité sera pratiquement, sinon mathématiquement, impossible. La conclusion s'impose donc que k_e et k'_e doivent être des fonctions de p aussi voisines que possible, et l'expérience vérifie bien ce résultat, qui pour être qualitatif, n'en est pas moins important.

Au total, on arrive, en se plaçant dans les meilleures conditions (ampli de grand gain, et montage tel que ce grand gain ne crée pas de problèmes de stabilité) à réduire les fluctuations rapides à moins de *un cent-millième*. Bien entendu, les fluctuations très lentes (dérives) ne pourraient être corrigées avec cette précision que si la définition du diviseur de tension et de l'étalon de tension était au moins aussi bonne, ce qui est actuellement impossible avec des moyens courants, surtout en ce qui concerne le diviseur. Comme dans le cas du champ magnétique, on ne peut arriver à une telle définition d'une différence de potentiel qu'en faisant appel à un phénomène naturel directement influencé par la grandeur à définir. De nombreuses réactions nucléaires, présentant le caractère de résonance aiguë, pourraient être envisagées. Ou bien, en se servant d'un champ magnétique dûment calibré (par résonance nucléaire par exemple) dévier un faisceau de particules accélérées par la tension à définir et produire le signal d'erreur à partir de cette déviation. En fait, toutes ces techniques ne sont applicables qu'aux accélérateurs de particules et non à un générateur quelconque, pour lequel on est obligé de se contenter de ce que permettent les résistances de bonne qualité actuellement sur le marché. Les résultats ne sont d'ailleurs pas si mauvais : à température constante, on peut, selon toute probabilité, compter sur une dérive inférieure à quelques dix-millièmes par heure. Pour beaucoup de problèmes, où la durée de l'expérience est d'assez courte durée (microscope électronique par exemple), on peut ainsi être assuré d'une dérive inférieure au dix-millième, ce qui est bien souvent suffisant.

Types d'amplificateurs.

Nous avons cherché à utiliser des amplis aussi simples que possible, d'abord par esprit d'économie, ensuite parce qu'un ampli compliqué introduit, par suite des couplages parasites inévitables, des réactions internes avec apparition de déphasages qui rendent la stabilité plus précaire. En outre, il faut bien noter que tous les amplis sont nécessairement à courant continu. S'il n'en était pas ainsi, les liaisons capacitives ou autres entre étages feraient apparaître de grands déphasages qui rendraient le système totalement instable.

L'ampli qui a donné le plus de satisfaction est incontestablement l'ampli série le plus simple. Avec deux tubes seulement (une triode ou pentode courante et un tube H.T.) les performances sont très suffisantes pour la plupart des problèmes. Rappelons ici que si k_1 et k_2 sont les coefficients d'amplification des deux tubes (fig. 15) R_1 et R_2 leurs résistances, l'ensemble se comporte pratiquement comme

un seul tube d'amplification $k_1 k_2$ et de résistance $R_1 k_2$. Cette résistance interne peut ainsi être très grande, c'est le seul point fâcheux de ce genre d'ampli. Toutefois, il faut noter que les résistances sur

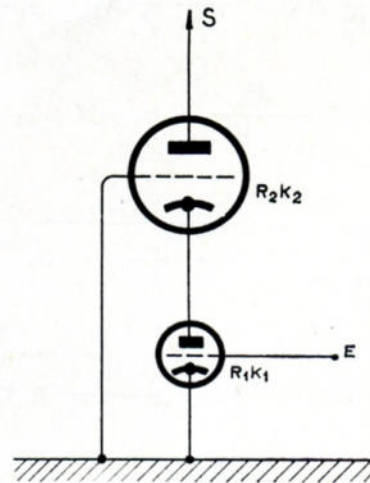


FIG. 15. — Ampli série à deux tubes.

E : entrée.
 S : sortie.

lesquelles sont fermés nos amplis sont importantes, de l'ordre de quelques mégohms. Aussi est-il peu de cas où la résistance interne soit vraiment gênante. Des variantes évitant cet inconvénient sont aisément réalisables.

Voyons maintenant dans quelles conditions l'ampli série peut être effectivement utilisé.

Si nous envisageons une régulation « amont » c'est-à-dire action de l'ampli sur la d.d.p. ioniseur de terre-inducteur, nous nous heurtons à une impossibilité si l'ampli agit sur le potentiel de l'inducteur, celui de l'ioniseur restant fixe. En effet, un générateur de tension positive est excité par une tension négative, et vice-versa. A cause de l'opposition de phase, une augmentation (en valeur absolue) de la tension de débit causera une augmentation (en valeur absolue) de la tension d'excitation, ce qui est le contraire de l'action souhaitée.

Le problème devient possible si l'on agit non plus sur le potentiel de l'inducteur, mais sur celui

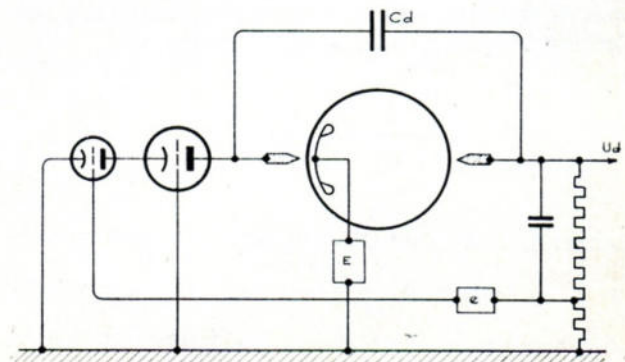


FIG. 16. — Régulation par ampli série d'un générateur négatif stabilisé.

E : excitation fixe.
 e : étalon de tension.

de l'ioniseur. Soit, par exemple, un générateur positif. Pour diminuer l'excitation, il suffit de rendre l'ioniseur plus négatif, donc une action sur l'ioniseur en opposition de phase avec la tension débitée est satisfaisante. Toutefois, pour agir sur l'ioniseur, il faut faire passer le courant du générateur à travers l'amplificateur, et ceci n'est possible sans autre que si le courant va de l'ioniseur à la terre, c'est-à-dire si le générateur est négatif (Fig. 16). Dans le cas d'un générateur positif, il faut disposer un générateur auxiliaire dont le débit constant est plus grand que celui du générateur principal (Fig. 17). C'est là une complication appréciable, que les

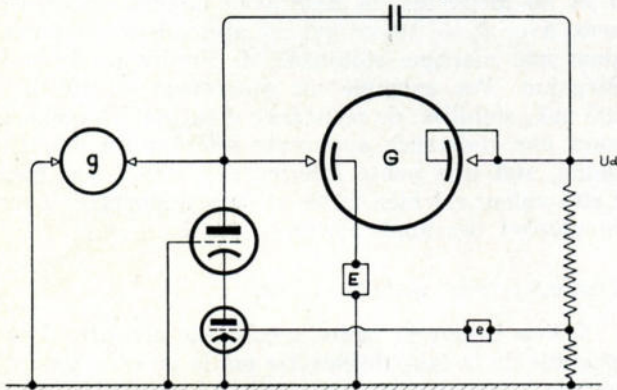


FIG. 17. — Régulation par ampli série d'un générateur positif stabilisé.
g : générateur auxiliaire ayant un débit supérieur à celui du générateur principal G.

éminentes qualités de la régulation série rendent pourtant tolérable.

Une autre variante plus séduisante, valable pour le générateur positif, est de faire la régulation à l'aval, en portant le système régulateur à la haute tension. On voit aisément qu'un ampli série, inséré sur le circuit de débit et agissant sur le d.d.p. ioniseur de débit-inducteur (Fig. 18) agit dans le sens convenable. On a l'ennui d'avoir à isoler le système électronique, mais aussi l'avantage de se débarrasser du temps de transfert θ .

Un avantage capital de la régulation par ampli

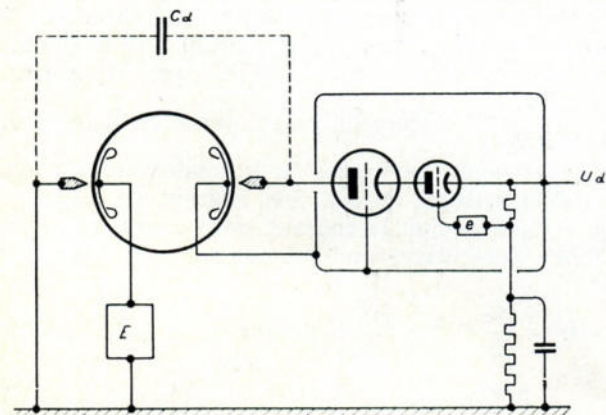


FIG. 18. — Régulation aval. Le condensateur C_d n'est pas indispensable.

série réside dans la possibilité d'actionner directement le condensateur de stabilité par l'ampli, grâce à l'opposition de phase. Ainsi, dans les deux montages amont négatif et positif cités, on pourra

connecter directement le condensateur aux deux ioniseurs du générateur, et sa valeur minima sera $\frac{2}{\pi} \frac{k_e}{k_e + 1} \frac{\theta}{R_e}$ au lieu de $\frac{2}{\pi} \frac{k_e \theta}{R_e}$. Dans le montage aval, le condensateur est inutile pour la stabilité ; toutefois, l'insertion d'une faible capacité branchée comme précédemment entre les deux ioniseurs améliore grandement l'élimination des composantes à fréquence élevée.

Enfin, un caractère bien agréable de l'ampli série est qu'une réaction parasite entre entrée et sortie n'a pas en général de conséquence grave. Le moindre couplage capacitif est suffisant pour créer une réaction importante si l'on songe que le gain peut couramment atteindre 10^6 .

Considérons un ampli A où entrée (tension U_1) et sortie (tension U_2) sont en opposition de phase, et présentent une capacité mutuelle c (Fig. 19).

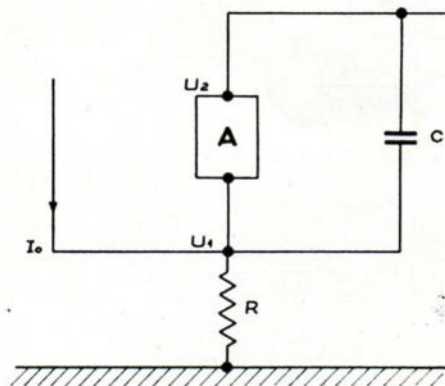


FIG. 19. — Amplificateur A avec couplage entre sortie et entrée.

Cet ampli est normalement attaqué par la tension créée dans une résistance R par le courant I_0 provenant du diviseur de tension. Le gain de l'ampli est k quand $c = 0$. Voyons comment il est modifié par le couplage capacitif. Le courant dérivé par c est : $(U_2 - U_1) \cdot c \cdot p$ et ce courant est en général assez petit pour ne pas modifier sensiblement les performances de l'ampli, dont le gain propre reste k . Mais la tension d'attaque, au lieu d'être $R \cdot I_0 = U_0$ devient : $U_0 + (U_2 - U_1) \cdot c \cdot p \cdot R$ d'où l'on tire facilement, puisque toujours $U_2 = -k \cdot U_1$:

$$U_2 = \frac{-k U_0}{1 + (k + 1) p R c}$$

$$= \frac{-k U_0}{1 + p \tau} \text{ avec } \tau = (k + 1) R c$$

Si, par exemple $c = 0,2 \text{ pF}$, $k = 10^6$, $R = 5 \text{ Mégohms}$, $\tau = 1 \text{ s}$. Pour une fréquence de quelques Hz, le retard $\arctg(\omega \tau)$ sera très considérable. Les conséquences sont pourtant moins graves qu'on ne pourrait le craindre à première vue. D'abord, l'ampli lui-même reste stable. Ensuite, et c'est là le point essentiel, la possibilité d'actionner simultanément le générateur et le condensateur de stabilité par le même ampli fait disparaître de la condition de stabilité le facteur parasite $1 + p \cdot \tau$ apparu au dénominateur de k_e , puis cette condition s'écrit $R_e C_d$

$> \frac{2}{\pi} \frac{k_e}{k_e + 1} \theta$. Il faut seulement veiller à ce que la réaction parasite ne devienne pas si forte que k_e cesse d'être grand par rapport à l'unité. L'emploi d'un diviseur avanceur de phase (Fig. 13) permet d'y pourvoir sans peine.

Les choses se présentent moins bien quand on désire que l'entrée et la sortie de l'ampli soient en phase, c'est-à-dire quand on veut agir sur un inducteur et non sur l'ioniseur correspondant. Un couplage parasite fait maintenant apparaître un facteur dénominateur $1 - p \cdot \tau$ [$\tau = (k - 1) R c$] qui rend à lui seul la stabilité impossible. On peut cependant rétablir à tout le moins la stabilité de l'ampli lui-même en introduisant une capacité c' en parallèle sur la résistance d'entrée R . L'impédance d'entrée devient $\frac{R}{1 + p \tau'}$ avec $\tau' = R c'$. En reprenant le calcul

$$U_1 = \frac{R}{1 + p \tau'} I_0 + \frac{(U_2 - U_1) c R p}{1 + p \tau'}$$

$$U_1 \left[1 + \frac{c R p}{1 + p \tau'} \right] - \frac{U_2 c R p}{1 + p \tau'} = \frac{R I_0}{1 + p \tau'}; U_1 = \frac{U_2}{k}$$

$$\text{Il vient : } \frac{U_2}{k} \left[1 + \frac{c R p}{1 + p \tau'} \right] - \frac{U_2 c R p}{1 + p \tau'} = \frac{R I_0}{1 + p \tau'} = \frac{U_0}{1 + p \tau'}$$

$$U_2 [1 + p \tau' + c R p - k c R p] = k U_0$$

$$\begin{aligned} U_2 [1 + p \tau' - (k - 1) c R p] \\ = U_2 [1 + p (\tau' - \tau)] = k U_0 \end{aligned}$$

La stabilité de l'ampli est rétablie si $\tau' > \tau$. En revanche, la stabilité de l'ensemble générateur-régulateur reste très sensible aux termes parasites tels que $1 + p \cdot (\tau' - \tau)$ car ceux-ci ne disparaissent plus de l'équation de stabilité, puisqu'on ne peut plus actionner le générateur et le condensateur de stabilité par le même ampli. L'expérience montre effectivement que seul un montage très soigné éliminant systématiquement les couplages parasites permet d'obtenir un fonctionnement correct, à la différence des régulations à ampli série, qui fonctionnent convenablement avec des montages très négligés.

Comportement en régime variable.

Jusqu'à présent, nous avons envisagé la stabilité mathématique des montages et la qualité de la stabilisation obtenue, c'est-à-dire l'élimination des composantes variables de la tension en régime permanent. Un autre point très important est le comportement du générateur stabilisé en cas de variation de charge de forme quelconque. Il est des applications (télévision par exemple) où le courant demandé au générateur varie continuellement et avec une grande amplitude, la tension devant

rester cependant constante avec une bonne approximation.

PENTE STATIQUE.

Nous appellerons ainsi la chute de tension qui apparaît quand le courant débité augmente. Elle peut être rapportée à une résistance interne fictive de l'ensemble générateur-régulateur. Le calcul de cette résistance est immédiat. Par définition, elle est $R = U_d / I_d$ mais $I_d = U_e / R_e$ et $U_e = -k_e U_d$ d'où $R = R_e / k_e$. La résistance d'entrée R_e étant, suivant la puissance du générateur, comprise entre 1 et 10 Mégohms, la résistance interne apparente sera, avec $k_e = 10$, ce qui est une valeur minimum pour une machine stabilisée, de l'ordre de 0,1 à 1 Mégohm. Par exemple un générateur de 150 kV, 2,5 mA, stabilisé, de résistance d'entrée 5 Mégohms, aura une résistance apparente inférieure à 0,5 Mégohm, soit une pente inférieure à 500 V par mA. Cette valeur est bien faible et sans importance pour la plupart des applications.

COMPENSATION DE LA PENTE.

Si l'on trouve la pente précédente gênante, il est possible de la faire disparaître par le procédé général appelé compensation, qui consiste à ajouter à l'excitation du générateur un terme correctif proportionnel à elle-même, c'est-à-dire $U_e = -k_e U_d + \alpha U_e$ ou $U_e (1 - \alpha) = -k_e U_d$. Si $\alpha = 1$, $U_d = 0$, quel que soit U_e c'est-à-dire que la pente est exactement nulle. La linéarité n'étant pas parfaite, on peut seulement espérer diviser ainsi la pente par 5 ou 10, le générateur étant surcompensé à certains régimes et souscompensé à d'autres. Également, il est nécessaire que α soit une fonction décroissante de p dans le genre de $1 / (1 + p \cdot \tau)$ de façon que le gain résultant ne soit pas infini à toutes les fréquences, sans quoi la stabilité serait impossible.

RÉSISTANCE DYNAMIQUE.

En régime variable, on peut encore calculer un rapport entre le courant débité et la variation de tension de débit, mais ici ce courant sera la somme du courant effectivement débité par le générateur $\frac{U_e}{R_e} e^{t/\tau_0}$ et de celui fourni par le condensateur.

Commençons par le cas où le condensateur a une de ses armatures au sol. Son courant de décharge est $-U_d C p$ d'où le courant total fourni par l'ensemble générateur-condensateur :

$$I_t = \frac{U_e}{R_e} e^{t/\tau_0} - U_d C p \text{ mais } U_e = -k_e U_d \text{ d'où}$$

$$I_t = -\frac{k_e U_d}{R_e} e^{t/\tau_0} - U_d C p = -U_d \left[\frac{k_e e^{t/\tau_0}}{R_e} + C p \right]$$

La résistance interne dynamique sera :

$$R_i = -\frac{U_d}{I_t} = \frac{1}{\frac{k_e e^{t/\tau_0}}{R_e} + C p} = \frac{R_e}{k_e e^{t/\tau_0} + C R_e p}$$

Rappelons-nous ici que la condition de stabilité est :

$$C R_e > \frac{2}{\pi} k_e \theta \text{ et posons donc } C R_e = \frac{2}{\pi} \alpha k_e \theta \text{ avec } \alpha > 1.$$

$$R_i = \frac{R_e}{k_e e^{-p\theta} + \frac{2}{\pi} \alpha k_e \theta p} = \frac{R_e}{k_e} \cdot \frac{1}{e^{-p\theta} + \frac{2}{\pi} \alpha p \theta}$$

Si nous passons aux régimes sinusoïdaux, nous retrouvons l'expression $e^{-j\omega\theta} + \frac{2}{\pi} \alpha j \omega \theta$ rencontrée dans la discussion de la stabilisation. Elle est minimum pour $\omega\theta = \frac{\pi}{2}$ et vaut alors $-j + \alpha j = j(\alpha - 1)$. Pour toutes les autres valeurs de ω , son module est plus grand. Nous voyons donc que si α est sensiblement supérieur à 1, R_i n'est jamais beaucoup supérieur à $\frac{R_e}{k_e}$ et même souvent bien inférieur.

Ainsi l'impédance interne apparente du système générateur-régulateur-condensateur est toujours de l'ordre de $\frac{R_e}{k_e}$, sa valeur en continu. Lorsque α est peu supérieur à l'unité, elle croît légèrement pour la fréquence de résonance $1/4 \theta$ pour diminuer ensuite. Si α est assez grand, cet effet disparaît, et l'impédance décroît sans cesse quand la fréquence croît. En conclusion, on peut dire que l'impédance interne du système est faible pour toutes les fréquences, et qu'il est donc particulièrement apte à fournir un courant variable de forme quelconque.

Ce résultat se transpose sans difficulté au cas où une armature du condensateur est reliée non plus au sol mais à la sortie d'un amplificateur. Considérons le cas très fréquent où le même ampli agit sur le générateur et le condensateur (Fig. 10). On a $U_e = -k_e U_d$. Le courant fourni par le générateur est $\frac{U_e}{R_e} e^{-p\theta}$ et celui fourni par le condensateur $-Cp(U_d - U_e)$ ou $-Cp(k_e + 1)U_d$. Le courant total est

$$I_t = \frac{U_e}{R_e} e^{-p\theta} - Cp(k_e + 1)U_d;$$

$$U_d = -\frac{k_e U_d}{R_e} e^{-p\theta} - Cp(k_e + 1)U_d$$

L'impédance interne est donc :

$$\frac{U_d}{I_t} = \frac{R_e}{k_e e^{-p\theta} + (k_e + 1)C R_e p}$$

formule identique à la précédente à ceci près que C est multiplié par $k_e + 1$. Un condensateur $k_e + 1$ fois plus petit donnera donc les mêmes résultats que précédemment comme on l'a déjà vu pour la stabilité.

Dans le cas de deux amplis différents, le courant du générateur sera toujours : $-\frac{k_e U_d}{R_e} e^{-p\theta}$ mais celui du

condensateur $-Cp(k_e + 1)U_d$; k'_e étant le gain de l'ampli particulier au condensateur. D'où l'impédance apparente : $\frac{R_e}{k_e e^{-p\theta} + (k'_e + 1)Cp}$. Les conclusions étant immédiates.

L'intérêt des montages où l'ampli agit sur le condensateur est évident. Avec des capacités très faibles, souvent inférieures à 1 000 pF, on peut assurer, non seulement la stabilité, mais encore la fourniture de courant rapidement variable. Toutefois, il y a lieu d'examiner de plus près la question lorsque le courant variable se compose de pointes de courant très intenses de faible valeur moyenne. Dans ce cas les pointes seront principalement fournies par le condensateur, le générateur donnant la valeur moyenne. Mais il faut qu'elles puissent traverser l'amplificateur. C'est le cas, par exemple, du générateur négatif avec ampli série inséré sur le circuit principal côté ioniseur de masse (fig. 20 identique à fig. 16). Si une impulsion de courant est

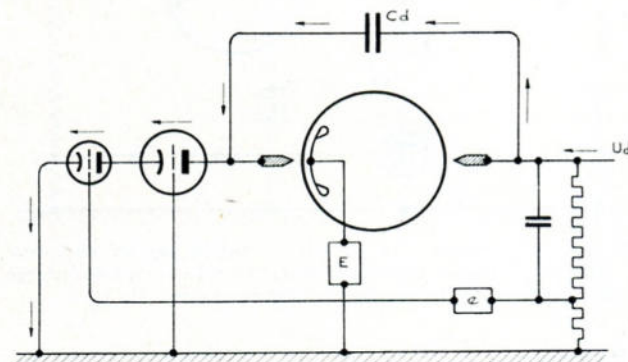


FIG. 20. — Fourniture d'un courant de pointe par un générateur négatif stabilisé à régulation série. Les flèches indiquent le chemin suivi par le courant de décharge du condensateur C_d .

demandée, la plus grande partie du courant de décharge traverse l'ampli, tandis que le reste retourne directement au générateur. Il en est de même dans un générateur positif à régulation série aval, du côté haute tension. Le condensateur sera inséré maintenant entre l'anode du tube H.T. et le sol (fig. 21 identique à fig. 18). En cas de besoin, il sera

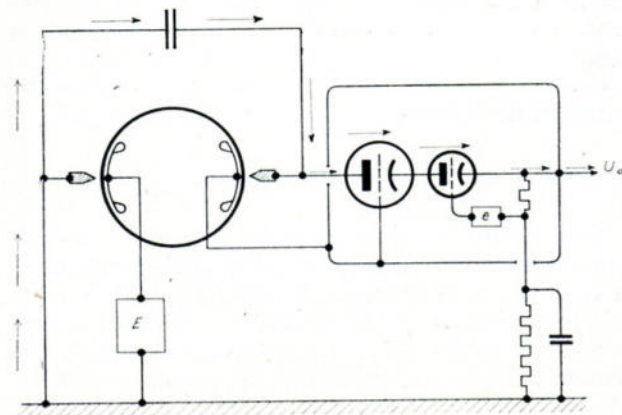


FIG. 21. — Fourniture d'un courant de pointe par un générateur positif stabilisé à régulation série aval avec condensateur entre ioniseurs. Les flèches indiquent le chemin suivi par la décharge du condensateur.

déchargé à travers l'ampli, sous une tension variable déterminée par ce dernier, tandis que la tension de débit restera pratiquement constante.

Si nous passons au générateur positif avec ampli série côté ioniseur de masse (fig. 22 identique à fig. 17), la réponse n'est plus affirmative. En cas de surintensité, il faut que celle-ci puisse être fournie par le générateur auxiliaire qui alimente à la fois l'ampli et l'ioniseur de masse. Sinon, l'ampli va se trouver à sec de courant et son action disparaîtra. Comme le générateur auxiliaire doit être à grande impédance (sans quoi le gain effectif de l'ampli serait négligeable) on voit qu'il doit fournir en permanence le courant maximum de pointe attendu de

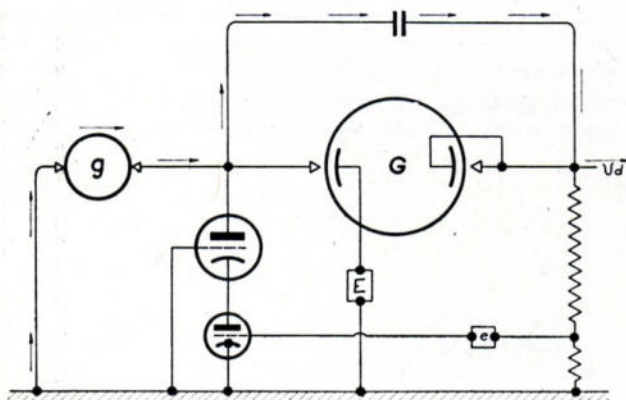


FIG. 22. — Fourniture d'un courant de pointe par un générateur positif stabilisé avec régulation série côté terre. Le courant de décharge du condensateur doit traverser le générateur auxiliaire g .

l'installation. Le montage précédent est donc incommode si les pointes de courant sont importantes. Il vaudra mieux utiliser la régulation aval, malgré les quelques complications qu'elle entraîne.

Les considérations précédentes sont encore plus valables lorsque le condensateur est commandé par un ampli particulier. Il pourrait sembler suffisant, dans ce cas, d'alimenter le tube H.T. de cet ampli par une source de faible débit. Sans doute, mais cela exclut la possibilité de variations brusques de courant comparables au débit de cette source. Ces variations devant être fournies initialement par le condensateur, à cause du retard inhérent au générateur, son ampli se trouvera « à sec de courant » ou même « pris à rebrousse poil ». De toutes façons, son action étant suspendue, la stabilité du système disparaît et de violentes oscillations sont à craindre.

Réponse à une perturbation échelon.

Nous avons vu qu'un régime sinusoïdal, l'impédance apparente du générateur stabilisé est petite pour toutes les fréquences. Il est intéressant de compléter ce résultat en déterminant la réponse transitoire du système à une perturbation en forme d'échelon, par exemple un échelon de courant de débit.

Si I_0 est cet échelon, son image sera $\frac{I_0}{p}$ et la tension transitoire de débit aura comme image $U_d = \frac{I_0}{p R_i}$,

R_i étant l'impédance apparente.

Dans le montage où le condensateur a une armature au sol, $R_i = \frac{R_e}{k e^{p\theta} + p C R_e}$; si le condensateur est manœuvré par le même ampli que le générateur :

$$\frac{-R_e}{k_e e^{p\theta} + (k_e + 1) p C R_e};$$

s'il y a deux amplis :

$$\frac{-R_e}{k_e e^{p\theta} + (k'_e + 1) p C R_e}.$$

Il est possible de réduire tous ces cas à un seul moyennant des hypothèses déjà faites, et qui doivent être satisfaites pour une bonne stabilité :

a) k_e et k'_e sont grands par rapport à 1 dans la zone de fréquence importante (de 0 à quelques centaines de Hz)

b) k_e et k'_e sont une même fonction de p .

On peut alors réduire les trois formules à une seule :

$$\frac{-R_e}{k_e [e^{p\theta} + p \tau_e]}, \text{ avec :}$$

$$\tau_e = \frac{C R_e}{k_e} \text{ dans le premier cas,}$$

$$\tau_e = \frac{k_e + 1}{k_e} C R_e \text{ dans le deuxième, et}$$

$$\tau'_e = \frac{k'_e + 1}{k_e} C R_e \text{ dans le troisième.}$$

L'image de la réponse transitoire de tension sera :

$$\frac{-R_e I_0}{k_e p (e^{p\theta} + p \tau_e)} = -\frac{R_e I_0}{k_e} \cdot \frac{1}{p (e^{p\theta} + p \tau_e)}$$

Il faut donc trouver l'original de : $\frac{1}{p (e^{p\theta} + p \tau_e)}$

Une première méthode simple, de validité discutable, mais ayant une réelle valeur qualitative, consiste à développer $e^{p\theta}$. Si l'on prend deux termes

$e^{p\theta} = 1 - p\theta$, on obtient $\frac{1}{p [1 + (\tau_e - \theta) p]}$ dont

l'original est une exponentielle $1 - e^{-\frac{t}{\tau_e - \theta}}$. La réponse transitoire est donc :

$$U_d = -\frac{R_e I_0}{k_e} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_e - \theta}})$$

La tension rejoint donc sa valeur finale déterminée par la pente statique selon la loi exponentielle avec une constante de temps $\tau_e - \theta$. Si $\theta = 0$, la constante de temps est τ_e , et résulte alors simplement

de la mise en parallèle de la résistance $\frac{R_e}{k_e}$, et du condensateur C_d .

Si l'on prend trois termes $e^{p\theta} = 1 - p\theta + \frac{1}{2} p^2 \theta^2$:

$$\frac{1}{p [1 + (\tau_e - \theta) p + \frac{1}{2} p^2 \theta^2]}$$
 a des originaux de forme différente suivant le signe du discriminant $(\tau_e - \theta)^2 - 2\theta^2$. S'il est positif, c'est-à-dire :

$\tau_e > (1 + \sqrt{2})\theta$, on a une fonction apériodique de la forme $1 + \frac{p_1 e^{-p_2 t} - p_2 e^{-p_1 t}}{p_1 - p_2}$ où $-p_2$ et $-p_1$ sont les racines (négatives) de l'équation :

$1 + (\tau_e - \theta) p + \frac{1}{2} p^2 \theta^2 = 0$. Si $\tau_e = (1 + \sqrt{2})\theta$ l'original est $1 - (1 + \sqrt{2} \frac{t}{\theta}) e^{-\sqrt{2} \frac{t}{\theta}}$ fonction également apériodique. Si $\theta < \tau_e < (1 + \sqrt{2})\theta$, l'original est une fonction oscillatoire amortie, dont l'amplitude reste toujours petite. En effet, dans le cas limite $\tau_e = \theta$ où l'amortissement est nul, on a

$1 - \cos \sqrt{2} \frac{t}{\theta}$, la tension oscille avec l'amplitude $\frac{R_e I_0}{k_e}$ égale à la pente statique. Donc, en toute circonstance, la tension rejoint sa valeur finale sans jamais s'en écarter de plus de $\frac{R_e I_0}{k_e}$. Une variation brusque du courant débité, n'entraîne qu'une petite variation de la tension, variation qui n'atteint jamais le double de la pente statique. D'ailleurs, dès que $\tau_e \geq 1,5\theta$, la tension tend vers sa valeur finale de façon apériodique, en variant toujours dans le même sens.

Une variation brusque de courant n'aura alors pas plus d'effet sur la tension qu'une variation lente. La régulation est donc pleinement satisfaisante à ce point de vue.

Les conclusions précédentes sont seulement qualitatives bien que l'erreur commise ne soit pas très grande. Par exemple, la limite de stabilité correspondrait à $\tau_e = \theta$ alors qu'elle est en réalité $\tau_e = \frac{2}{\pi}\theta$. Il est intéressant de noter qu'il existe un raisonnement exact fournissant l'original de

$$\frac{1}{p(e^{-p\theta} + p\tau_e)}$$

Considérons par exemple le montage où le même ampli agit sur le générateur et sur le condensateur.

On a : $I_d = I_g - C \left[\frac{dU_d}{dt} - \frac{dU_e}{dt} \right]$ en appelant I_d le courant total débité et I_g le débit du générateur.

Comme $U_e = -k_e U_d$; $I_d = I_g - C(k_e + 1) \frac{dU_d}{dt}$.

Prenons comme instant initial celui où I_d passe de 0 à I_0 . Depuis cet instant jusqu'à $t = \theta$, I_g reste nul, donc $I_0 = -C(k_e + 1) \frac{dU_d}{dt}$ d'où $U_d = -\frac{I_0 t}{C(k_e + 1)}$

Pendant cet intervalle de temps $0 < t < \theta$

$$U_e = -k_e U_d = + \frac{I_0 k_e t}{C_e(k_e + 1)}$$

Depuis $t = \theta$ jusqu'à $t = 2\theta$, I_g suit la loi :

$$\frac{U_e(t - \theta)}{R_e} = \frac{I_0 k_e(t - \theta)}{C R_e(k_e + 1)} = \frac{I_0(t - \theta)}{\tau_e}$$

D'où l'équation valable de $t = \theta$ à $t = 2\theta$:

$$\frac{dU_d}{dt} = -\frac{I_0}{C(k_e + 1)} + \frac{I_0(t - \theta)}{\tau_e C(k_e + 1)} \text{ en intégrant :}$$

$U_d = -\frac{I_0 t}{C(k_e + 1)} + \frac{I_0(t - \theta)^2}{2\tau_e C(k_e + 1)}$ et la constante d'intégration est nulle comme on le voit en faisant $t = \theta$. Pour $2\theta < t < 3\theta$, on aura

$$I_g = \frac{U_e(t - \theta)}{R_e} = + \frac{I_0(t - \theta)}{\tau_e} - \frac{I_0(t - 2\theta)^2}{2\tau_e^2}$$

$$\text{et } \frac{dU_d}{dt} = -\frac{I_0}{C(k_e + 1)} + \frac{I_0(t - \theta)}{\tau_e C(k_e + 1)} - \frac{I_0(t - 2\theta)^2}{2\tau_e^2 C(k_e + 1)}$$

$$U_d = -\frac{I_0 t}{C(k_e + 1)} + \frac{I_0(t - \theta)^2}{2\tau_e C(k_e + 1)} - \frac{I_0(t - 2\theta)^3}{6\tau_e^2 C(k_e + 1)}$$

$$\text{ou } U_d = -\frac{I_0}{C(k_e + 1)} \left[t - \frac{(t - \theta)^2}{2! \tau_e} + \frac{(t - 2\theta)^3}{3! \tau_e^2} \right]$$

$$\text{mais } \frac{I_0}{C(k_e + 1)} = \frac{R_e I_0}{k_e \tau_e}$$

$$\text{d'où } U_d = -\frac{R_e I_0}{k_e} \left[\frac{t}{\tau_e} - \frac{(t - \theta)^2}{2! \tau_e^2} + \frac{(t - 2\theta)^3}{3! \tau_e^3} \right] \text{ de}$$

de même $t = (n - 1)\theta$ à $t = n\theta$:

$$U_d = -\frac{R_e I_0}{k_e} \left[\frac{t}{\tau_e} - \frac{(t - \theta)^2}{2! \tau_e^2} + \dots + (-1)^{n-1} \frac{[t - (n - 1)\theta]^n}{n! \tau_e^n} \right]$$

$$\text{Si } \theta = 0, \text{ on retombe sur } -\frac{R_e I_0}{k_e} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}})$$

Les expressions précédentes permettent un calcul effectif de U_d et la vérification des conclusions qualitatives précédentes (fig. 23). Si par exemple $\tau_e = \theta$, U_d présente son premier maximum pour

$t = 2\theta$, et il a comme valeur : $-\frac{3}{2} \frac{R_e I_0}{k_e}$ après quoi

U_d tend vers : $-\frac{R_e I_0}{k_e}$ avec quelques oscillations très amorties.

Si $\tau_e = 2\theta$, le premier maximum a lieu un peu avant $t = 4\theta$ et il vaut seulement 5 % de plus que la valeur finale. U_d tend donc vers sa valeur finale de façon pratiquement apériodique. Les résultats qualitatifs précédemment énoncés sont ainsi confirmés.

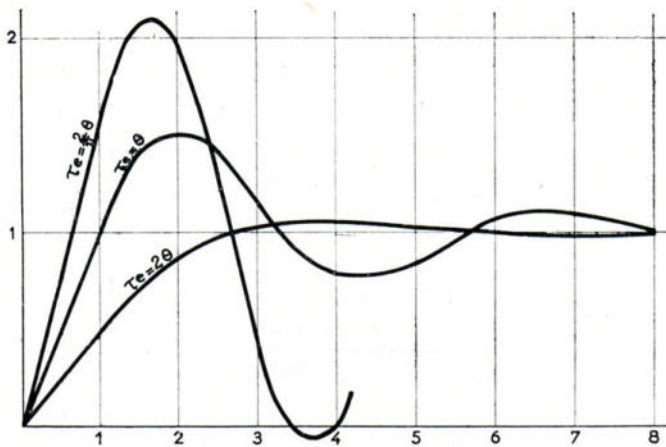


FIG. 23. — Réponse transitoire d'un générateur stabilisé à une perturbation échelon. L'unité d'abscisse est égale au temps de transfert θ , l'unité d'ordonnées à la pente statique.

En conclusion, on peut dire que, dès que τ_e surpasse sensiblement la valeur minimum $\frac{2}{\pi} \theta$, U_d rejoint, après une variation brusque de courant, sa valeur finale de façon pratiquement apériodique. Ceci montre à nouveau que pour obtenir un fonctionnement pleinement satisfaisant, point n'est besoin de faire τ_e grand vis à vis de θ . $\tau_e = \theta$ est déjà suffisant et $\tau_e = 2 \theta$ est presque surabondant. On peut donc limiter la capacité du condensateur au strict nécessaire.

Générateurs semi-stabilisés.

Si, dans un des montages précédents, on supprime le condensateur de stabilité, des oscillations sont inévitables, sauf dans le cas de la régulation aval, où le retard du générateur n'intervient pas. On peut rétablir la stabilité en affaiblissant suffisamment le gain de l'ampli quand la fréquence croît, mais alors les fréquences élevées ne sont plus du tout corrigées. La fréquence pour laquelle le retard dû au générateur atteint 180° est $1/2 \theta$, or, cette fréquence, et celui de ses multiples qui correspond au nombre de pôles, sont particulièrement représentés parmi les perturbations indésirables. Il faut renoncer totalement à les éliminer. On peut cependant espérer supprimer les fluctuations erratiques, dont le spectre, comme il a été dit, présente surtout des fréquences beaucoup plus basses.

Un des moyens auxquels on pense immédiatement pour éviter des oscillations en l'absence de condensateur de stabilité est d'introduire quelque part dans l'ampli un circuit RC qui fasse apparaître en dénominateur de la fonction transfert un terme $1 + p \tau$. Si la constante de temps τ est assez grand, le gain sera divisé pratiquement pour la pulsation dangereuse

ω par $\frac{1}{\omega \tau}$ et par suite pourra être assez réduit pour

que le gain total de la boucle fermée passe en dessous de l'unité. Essayons d'évaluer la valeur de τ . Pour la fréquence zéro, le gain total de la boucle fermée est $k_e k_g$, où k_g est le gain en tension du générateur, quotient de la résistance extérieure (qui inclut la

conductance parallèle équivalente aux capacités parasites) par sa résistance d'entrée R_e . En circuit ouvert, k_g est compris entre 20 et 100, grâce à la perfection même du générateur qui rend très petite la conductance parallèle équivalente aux flux parasites. En conséquence, le produit $k_e k_g$ vaut plusieurs centaines. Il faudra donc diviser le gain par un facteur encore plus grand lorsque la pulsation atteindra la valeur critique. On en déduit la constante de temps

τ par $\omega_{cr} \tau > k_e k_g$ avec $\omega_{cr} \theta = \frac{\pi}{2}$ car le circuit RC

a introduit du fait de : $\frac{1}{1 + p \tau} = \frac{1}{1 + j \omega \tau}$ un

retard d'environ $\frac{\pi}{2}$ qui réduit à $\frac{\pi}{2}$ la phase encore

disponible. Donc $\omega_{cr} = \frac{\pi}{2 \theta}$ et $\tau > \frac{2}{\pi} k_e k_g \theta$. Si

$k_e k_g = 300$, cela fait $\tau > 200 \theta$ avec $\theta = \frac{1}{100}$ s, $\tau > 2$ s.

Ce qui est fâcheux maintenant, c'est que la fréquence pour laquelle toute action utile de l'ampli a disparu est devenue très basse. On peut dire qu'il en est ainsi quand $|1 + j \omega \tau|$ est de l'ordre de k_e , puisqu'on a vu précédemment que l'effet du régulateur est de diviser les perturbations naturelles par un facteur comparable à k_e . Comme $|1 + j \omega \tau| \approx \omega \tau$ cela fait $\omega \tau = k_e$.

$\omega = \frac{k_e}{\tau} < \frac{k_e}{\frac{2}{\pi} k_e k_g \theta}$, $\omega < \frac{\pi}{2 k_g \theta}$ soit une fréquence :

$\frac{1}{4 k_g \theta}$. Si $\theta = 10^{-2}$ s, $k_g = 25$, la fréquence limite est

1 Hz. Au-dessus, aucune correction n'est à espérer. Les perturbations erratiques restent inchangées.

Ce résultat peu satisfaisant tient à ce que nous partons avec un très grand gain en tension du générateur. Il n'est pas question de réduire k_g soit en diminuant la qualité de la construction, soit en fermant en permanence le générateur sur une impédance de charge. La seconde solution, qui peut être envisagée seulement pour de petits générateurs, n'est d'ailleurs efficace que si l'impédance différentielle de la charge est petite (effluve pointe-plateau, tubérégulateur à hydrogène, etc.). A ce moment, c'est l'impédance de charge qui fixe la valeur de la tension par ses caractéristiques propres et le régulateur électronique devient inutile. Cependant on peut faire en sorte que k_g décroisse quand la fréquence croît. Ceci permet de moins affaiblir le gain extérieur, et par suite de maintenir l'action correctrice du régulateur pour des fréquences plus élevées.

Un des moyens efficaces pour affaiblir k_g consiste à relier les ioniseurs de débit aux inducteurs correspondants par une forte résistance (fig. 24). Alors, en vertu des impédances reliant respectivement l'inducteur avec l'ioniseur de débit d'une part, et les autres organes à potentiel fixe d'autre part, on a :

$$\frac{U_d - U_i}{U_d} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

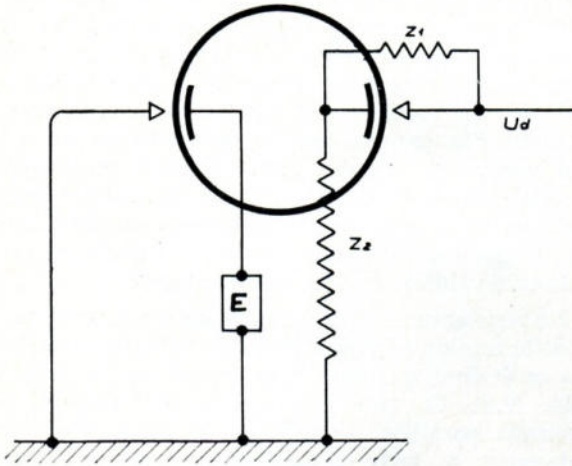


FIG. 24. — Générateur avec connexion résistante entre ioniseur de débit et inducteur de débit.

U_i = potentiel de l'inducteur de débit. Comme les d.d.p. appliquées aux intervalles inducteurs-ioniseurs jouent des rôles identiques, le courant est maintenant :

$$I_d = \frac{U_e}{R_e} e^{-p\theta} - \frac{U_d - U_i}{R_e} = \frac{U_e}{R_e} e^{-p\theta} - \frac{U_d}{R_e} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \text{ comme}$$

$U_d = R_d I_d$ on en tire le rapport

$$\frac{U_d}{U_e} = \frac{k_g^0 e^{-p\theta}}{1 + k_g^0 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}}$$

avec $k_g^0 = \frac{R_d}{R_e}$.

Le montage habituellement envisagé consiste à relier directement inducteur et ioniseur, c'est-à-dire $Z_1 = 0$, d'où $\frac{U_d}{U_e} = k_g^0 e^{-p\theta}$. Il est au contraire souhaitable de faire $Z_1 = \infty$. Alors

$$\frac{U_d}{U_e} = \frac{k_g^0 e^{-p\theta}}{1 + k_g^0} \neq e^{-p\theta}.$$

Alors le gain du générateur n'est plus que l'unité. La constante de temps τ introduite précédemment, au lieu d'être supérieure à $\frac{2}{\pi} k_e k_g \theta$, doit seulement être

plus grande que $\frac{2}{\pi} k_e \theta$, et la fréquence pour laquelle

la correction cesse est : $\frac{1}{4\theta}$ au lieu de $\frac{1}{4k_g\theta}$. Pour

$\theta = 10^{-2}$ s, cela fait 25 Hz. La situation est infiniment plus favorable. Naturellement, il ne sera jamais possible de faire $Z_1 = \infty$ puisqu'un minimum de conductance est nécessaire pour maintenir les potentiels moyens de l'inducteur et de l'ioniseur à peu près égaux.

On peut noter que la disposition même des organes des générateurs réalise déjà le but envisagé, même en

l'absence de toute connexion résistante. En effet, ce qui est le véritable « inducteur », ce n'est pas la semelle métallique qui se trouve derrière le cylindre de verre mais la surface extérieure même de ce cylindre. La semelle métallique est séparée de cette surface extérieure par la résistance du verre, qui est très élevée. Cela explique pourquoi le rapport $\frac{U_d}{U_e}$ diminue à fréquence croissante, même en l'absence de toute disposition spécialement destinée à cette fin.

Quoi qu'il en soit, l'affaiblissement du gain propre au générateur est toujours grand quand la fréquence croît, et cela facilite grandement le fonctionnement des montages sans condensateur de stabilité. Dans bien des cas, on peut obtenir la stabilité en limitant k_e à des valeurs qui sont encore par ailleurs tout à fait satisfaisantes. On obtient ainsi des montages semi-stabilisés, où les composantes périodiques de la tension ne sont pas diminuées, mais où les fluctuations erratiques sont grandement comprimées. La fluctuation relative globale de tension reste bien inférieure au centième. C'est là un résultat qui est assez souvent suffisant. Il faut noter qu'il est rendu possible par les caractéristiques mécaniques et géométriques du générateur, qui limitent beaucoup les fluctuations périodiques sur lesquelles on ne peut rien (le cylindre est une figure qu'il est possible de réaliser avec une grande approximation, et les fluctuations périodiques résultent des déviations par rapport au cylindre idéal) et rejettent ces fluctuations périodiques dans une zone de fréquence élevée, bien distincte de celle des fluctuations erratiques, grâce à la petitesse du temps de transfert θ . Pour un générateur à grand temps de transfert, les fluctuations périodiques et erratiques tombent dans la même bande de fréquence, et on ne peut plus rien corriger. Un montage « semi-stabilisé » perdrait alors tout son intérêt.

Montages régulés.

Tous les montages « stabilisés » sont évidemment régulés, mais nous réserverons ce dernier terme aux montages qui n'ont pas pour but la précision, mais simplement le maintien d'une tension de sortie constante dans des limites le plus souvent acceptables par l'industrie, soit quelques centièmes en valeur relative. Il n'est plus nécessaire alors de se soucier des fluctuations périodiques ou erratiques, qui dépassent rarement le centième, mais de maintenir la valeur moyenne de la tension débitée constante malgré les variations du débit ou du réseau d'alimentation. Le problème est passablement simplifié, mais il faut le résoudre au meilleur prix, puisqu'il doit être résolu pour tous les générateurs, sauf de rares exceptions.

Il est certain que, moyennant une technologie convenable, la solution pratique pourrait bien ne plus être électronique. Nous avons essayé pendant longtemps des systèmes d'effluves réglables, que j'ai exposés ailleurs [6], et qui constituent des solutions remarquablement simples du problème de la régulation. Malheureusement ces systèmes, excellents dans des essais de principe, posaient sur le plan industriel des problèmes technologiques qui n'ont

pas encore été résolu. Leur endurance, en particulier, est toujours restée inférieure à celle du générateur. Certaines machines équipées de régulateurs à effluve sont revenues jusqu'à trois fois à l'usine pour cause d'usure du régulateur, alors que la partie génératrice proprement dite fonctionnait toujours parfaitement. Contre le régulateur à effluve joue aussi le fait que le générateur à transporteur isolant, dans l'état actuel des connaissances, nécessite une source auxiliaire de haute tension, au moins au moment de la mise en route. Cette source et ses accessoires représentent une dépense appréciable ; or, comme il suffit, pour réguler le générateur, d'agir sur cette source, l'intérêt d'une régulation non électronique en est fortement diminuée. La situation pourrait changer si l'on savait construire des générateurs industriels auto-exciteurs et auto-amorçables, comme cela se pratique depuis toujours avec les transporteurs conducteurs. Malheureusement, nous ne pouvons pas employer les procédés de nos ancêtres, comme d'appuyer sur le cylindre tournant le doigt bien sec recouvert d'or mussif (!). D'autres procédés d'allure plus moderne sont à l'étude, basés principalement sur la radioactivité. Mais jusqu'à présent, on en est toujours aux essais de laboratoire.

D'ailleurs, la solution électronique a pour elle l'immense avantage de faire appel à des techniques éprouvées et courantes. Quelque goût qu'on ait pour les solutions neuves, on ne saurait prétendre innover en tout et pour tout. Aussi doit-on reconnaître que la régulation électronique n'est peut-être pas la solution définitive, mais qu'elle est dans l'immédiat, la seule praticable.

Certaines circonstances spéciales ont d'ailleurs grandement facilité l'adaptation de l'électronique à une régulation à bon marché. Pour agir commodément sur le générateur, il est nécessaire de disposer de tubes amplificateurs haute tension à gain élevé dans les très basses fréquences. Jusqu'à ces dernières années, il n'existait en catalogue, pouvant servir à cet usage, que des tubes d'émission de quelques centaines de watts. Bien que leur tension anodique normale ne soit que de quelques kilovolts, ces tubes peuvent supporter une tension de 15 et parfois 20 kV, si la dissipation anodique est limitée à quelques dizaines de watts. Malheureusement, leur coefficient d'amplification est faible, leur prix élevé, et surtout ils demandent pour fonctionner un courant anodique de plusieurs centaines de microampères au moins. Très satisfaisants pour les amplis série des générateurs stabilisés, ils sont peu commodes dans les montages simplement régulés. Par un heureux hasard, le développement de la télévision en couleurs aux Etats-Unis a amené la création de tubes à tension élevée (30 kV), de très grande amplification, fonctionnant avec quelques microampères seulement, et de prix raisonnable. Ces tubes semblent avoir été créés tout exprès pour nos problèmes de régulation. C'est là un des facteurs, et non des moindres, qui rendent la régulation électronique vraiment très commode.

Pour réduire au maximum le matériel utilisé, on utilise dans les montages régulés une génératrice

électrostatique auxiliaire à la fois comme source d'excitation et comme organe amplificateur. On dispose ainsi de toute tension nécessaire pour l'excitation du générateur principal, sans avoir besoin de prévoir des redresseurs largement dimensionnés, et aussi d'un gain en tension de l'ordre de 10 ou 20, qui permet de réduire l'amplificateur électronique au seul tube haute tension. Enfin, la machine amplificatrice intervient encore utilement en affaiblissant les fréquences dangereuses sans introduire pour autant de différence de phase exagérée.

Un régulateur comprend ainsi un système de mesure de la tension (diviseur potentiométrique à résistances et étalon) qui agit directement sur la grille du tube H.T. Ce tube commande directement, par montage parallèle, la tension de sortie d'un petit redresseur à forte résistance interne, qui excite l'amplificatrice, qui excite elle-même le générateur principal (fig. 25). Le gain du tube H.T. pouvant

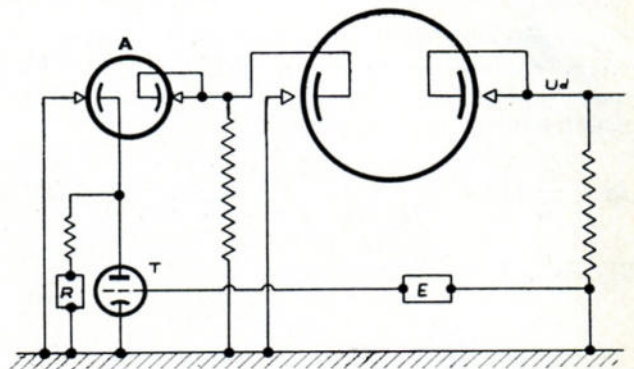


FIG. 25. — Régulation ordinaire pour générateur positif non stabilisé

R : redresseur de 25 kV, 200 μ A.

T : triode H.T. à grande amplification (6 BD 4 A).

E : étalon de tension.

A : machine électrostatique amplificatrice de tension.

atteindre 1 000 (à fréquence nulle), et celui de l'amplificatrice 20, on dispose d'un k_e de 20 si le potentiomètre à résistance divise par 1 000 de son côté. Une telle valeur de k_e garantit une excellente régulation, une très faible pente statique, une indépendance presque complète des fluctuations du réseau.

Le problème de la stabilité ne se pose pas dans les mêmes termes que précédemment, à cause de la présence de deux générateurs en cascade.

Les temps de transfert de ces deux générateurs s'ajoutent, ce qui est nuisible, mais, en revanche, les causes d'affaiblissement propres aux générateurs interviennent au carré, et, dans bien des cas, la stabilité de l'ensemble est réalisée sans plus si on limite le gain extérieur k_e à des valeurs qui sont encore très suffisantes. Naturellement la difficulté du problème de la stabilité dépend beaucoup du genre d'utilisation du générateur. S'il doit alimenter une cabine de peinture, c'est-à-dire un effluve à impédance différentielle faible, k_g sera petit dès que l'effluve s'amorcera et les risques d'oscillation en seront fort diminués. Au contraire, si l'impédance différentielle est grande ou infinie, comme celle d'un tube à rayons X, k_g sera toujours très grand et la stabilité plus difficile. Elle sera plus difficile encore

si le récepteur comprend, en outre, une capacité parallèle de médiocre valeur (câbles blindés d'un tube à rayons X). Cette capacité introduit en effet, dans la boucle de régulation, une différence de phase retard importante, sans pour cela ajouter beaucoup à l'affaiblissement.

Dans les cas difficiles, on peut obtenir la stabilité sans diminuer trop k_e en employant un procédé bien classique en matière de servomécanismes. Soit k_e la valeur du gain extérieure souhaitable pour avoir une régulation satisfaisante, k'_e la valeur admissible sans oscillations. En général, k_e/k'_e n'est pas extrêmement grand, de l'ordre de 10 au plus, cela grâce à l'affaiblissement procuré par les deux générateurs en cascade. Il faut donc que le gain, égal à k_e pour la fréquence 0, soit divisé par un facteur supérieur à k_e/k'_e quand on atteint la fréquence des oscillations naturelles. Pour obtenir ce résultat sans introduire de phase trop gênante, on utilise un circuit intégral souscompensé (fig. 26). Le courant i qui

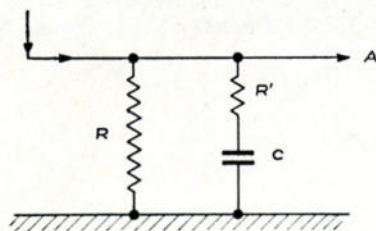


FIG. 26. — Circuit intégral souscompensé.

provient du diviseur est envoyé dans une résistance R qui, pour la fréquence 0, assure le gain désiré k_e . En parallèle est une résistance R' telle que $R' < R \frac{k'_e}{k_e}$ suivie d'un condensateur C . Pour les hautes fréquences, le gain devient certainement inférieur à k_e et l'impédance du condensateur étant petite par rapport à R' , le déphasage résultant est petit (cela montre l'intérêt du montage par rapport à la solution rudimentaire qui consisterait à mettre un gros condensateur C directement aux bornes de R . On aurait un déphasage retard supplémentaire de 90° aux fréquences tant soit peu élevées par rapport à $1/RC$). L'impédance du circuit est :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R' + \frac{1}{Cp}} \quad \text{d'où} \quad Z = R \cdot \frac{1 + R' Cp}{1 + (R + R') Cp}$$

$$\text{Posons } R = (n-1) R' \\ R'C = \tau$$

$$Z = R \frac{1 + \tau p}{1 + n \tau p}. \text{ Pour } p=0, Z=R; p=\infty, Z=\frac{R}{n}$$

Le gain est divisé par n . En régime sinusoïdal :

$$Z = R \frac{1 + j \omega \tau}{1 + n j \omega \tau}. \text{ La phase retard introduite est :}$$

$$\text{arc tg } (n \omega \tau) - \text{arc tg } (\omega \tau) = \text{arc tg } \frac{(n-1) \omega \tau}{1 + n \omega^2 \tau^2}$$

$$\text{Elle est maxima pour } \omega \tau = \frac{1}{\sqrt{n}} \text{ et vaut arc tg } \frac{n-1}{2\sqrt{n}}.$$

$$\text{Pour } n=10, \text{ cela fait arc tg } \frac{9}{2\sqrt{10}} = \frac{9}{6,3} = 1,43$$

ou 55° . Quand $\omega \tau$ croît encore, le retard diminue.

$$\text{Pour } \omega \tau = 1, \text{ il vaut arc tg } \frac{n-1}{n+1} \text{ soit moins de } 45^\circ.$$

Il faut que pour la fréquence d'oscillation du système sans circuit compensateur on ait un retard faible, c'est-à-dire $\omega_{osc} \tau \sim n$ par exemple. On en déduit τ donc C . Soit par exemple :

$$\omega_{osc} = 2\pi \times 5 \approx 30 \quad n=5 \quad \tau = \frac{1}{6} \text{ s.}$$

$$\text{Si } R' = 0,1 \text{ Mégohm } C = \frac{1}{0,6} \approx 2 \mu\text{F.}$$

Conclusion

Affirmer que l'électronique est applicable à la régulation des générateurs électrostatiques, c'est énoncer un fait évident. Ce qui ne l'est pas, c'est l'exceptionnelle simplicité et efficacité des montages combinant un amplificateur électronique et un générateur électrostatique, grâce à la parenté des deux sortes d'appareils. Une pente pratiquement nulle pour un générateur ordinaire, une stabilité de 10^{-4} pour un générateur stabilisé, sont réalisables sans générateur électrostatique — tout est réalisable à notre époque. Ce qu'il faut examiner, c'est la complexité plus ou moins grande des solutions, car c'est elle qui, en dernière analyse, détermine le prix, et aussi la sécurité. Or, nous voyons que dans le générateur simplement régulé, n'intervient qu'un seul tube électronique. Dans le générateur stabilisé, il en faut davantage, mais la plupart d'entre eux se rencontrent dans des dispositifs auxiliaires tels que la tension de référence, qui sont en tout état de cause inévitables.

Le générateur électrostatique tournant a donc, comme le condensateur, sa place marquée parmi les pièces détachées de l'électronique. Contrairement aux convertisseurs électro-magnétiques, qui s'associent difficilement avec des tubes de faible puissance, les machines électrostatiques s'intègrent sans effort à un ensemble électronique. On verra dans un autre article l'intérêt qu'elles peuvent présenter pour l'alimentation de récepteurs de cette nature.

RÉFÉRENCES

- [1] N.J. FELICI. — *Annales des Télécommunications*. Février 1954.
- [2] N.J. FELICI. — *Research*. Juillet 1954.
- [3] Elie GARTNER. — *Revue Générale de l'Electricité*. Février 1953.
- [4] A. GABET et J. TAIEB. — *Onde Electrique*. Novembre 1955.
- [5] S.D. WINTER. — *Les Accélérateurs de Particules*. Editions de la Revue d'Optique.
- [6] N.J. FELICI. *M Bulletin de la S.F.E.* Décembre 1953.