**Zeitschrift:** Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

**Herausgeber:** Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

**Band:** 61 (1970)

**Heft:** 21

**Artikel:** Analyse des causes de la distorsion de l'onde dans une installation d'essais à haute tension, à fréquence industrielle, et moyen d'y remédier

**Autor:** Boupda, J.P.

**DOI:** https://doi.org/10.5169/seals-915988

**Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

**Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

**Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

**Download PDF:** 10.07.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch**

# Analyse des causes de la distorsion de l'onde dans une installation d'essais à haute tension, à fréquence industrielle, et moyen d'y remédier

Par *J. P. Boupda*, Lausanne

3100-3114

621.314.21:621.3.018.782.5

*Dans cet article, l'auteur étudie une installation d'essais à haute tension, à fréquence industrielle, dans laquelle on constate une distorsion de la tension au secondaire du transformateur d'essais alors que la tension du réseau d'alimentation est pratiquement sinusoïdale. Cette distorsion est due à l'interaction des inductances de fuite des transformateurs avec la capacité entre spires de l'enroulement à haute tension et la capacité que représente bien souvent l'objet à l'essai, ces éléments formant un circuit résonant série accordé à des fréquences voisines des harmoniques présents dans la tension du réseau d'alimentation. Il indique ensuite comment cette distorsion peut être corrigée.*

*In diesem Aufsatz untersucht der Verfasser die Ursachen der bei technischer Frequenz beobachteten Spannungsverzerrung auf der Ausgangsseite eines Versuchstransformators bei praktisch sinusförmiger Spannung des Versorgungsnetzes. Er findet, dass diese Verzerrung durch die Wechselwirkung der Streuinduktivität des Transformators mit der Eigenkapazität der Hochspannungswicklung und der oft vorkommenden Eigenkapazität des Versuchsobjektes bedingt ist. Diese Impedanzen ergeben einen Serieresonanzkreis, dessen Eigenfrequenz den in der Spannung des Versorgungsnetzes vorhandenen Oberwellenfrequenzen benachbart ist. Es wird angegeben, wie man diese Erscheinung korrigieren kann.*

## 1. Introduction

### *1.1 Généralité du phénomène*

Les installations d'essais à haute tension à fréquence industrielle comportent généralement un transformateur d'essais monophasé à haute tension, alimenté par un transformateur de réglage recevant l'énergie du réseau par couplage direct ou par l'intermédiaire d'un groupe convertisseur triphasé-monophasé.

Dans ces installations, il est fréquent qu'à vide ou à faible charge, la tension obtenue au secondaire du transformateur d'essais présente une distorsion par rapport à la tension d'alimentation pratiquement sinusoïdale. C'est pour cette raison notamment que les normes prescrivent les conditions que doit remplir la tension d'essai pour être acceptable [1][1]).

### *1.2 Cas particulier étudié*

On a étudié ce phénomène dans l'installation haute tension monophasée 200 kVA, 50 Hz, qui équipe le laboratoire HT de l'Institut d'Electrotechnique de l'EPF-Lausanne. Son schéma de principe est donné à la fig. 1.

Cette étude a été motivée par la constatation d'une distorsion de la tension au secondaire du transformateur d'essais par rapport à la tension au primaire et à la tension du réseau d'alimentation en marche à vide, en faible charge capacitive ou en charge inductive, lors des essais en usine de l'installation (fig. 2).

Pour cette installation destinée à l'essai des objets les plus divers, notamment de simples isolateurs ne présentant aucune charge appréciable, il a été convenu avec le fournisseur que tous les dispositifs additifs nécessaires seraient mis au point pour obtenir une onde d'essai sinusoïdale à toutes les tensions et à tous les régimes de charge s'étendant entre 0 et le courant nominal, inductif, capacitif ou résistif, y compris la marche à vide.

Avant de concevoir ces dispositifs additionnels pour corriger la distorsion, il convenait d'en déterminer les causes.

[1]) Voir bibliographie à la fin de l'article.

L'analyse de la tension déformée montre qu'en dehors de l'onde de base, elle contient essentiellement un harmonique 5. Or, c'est un fait bien connu que dans les transformateurs, la saturation du fer provoque des harmoniques d'ordre impair dans le courant magnétisant. Ainsi, l'idée qui vient naturellement à l'esprit est de mettre en cause les courants magnétisants des transformateurs. Cependant, en exploitant les données constructives des appareils et les essais en usine, on s'est aperçu que leur influence dans la distorsion observée ne peut être que secondaire, voire négligeable.

Il ressort également des essais en usine que le courant d'appel de l'installation «à vide» dépasse de loin le courant magnéti-

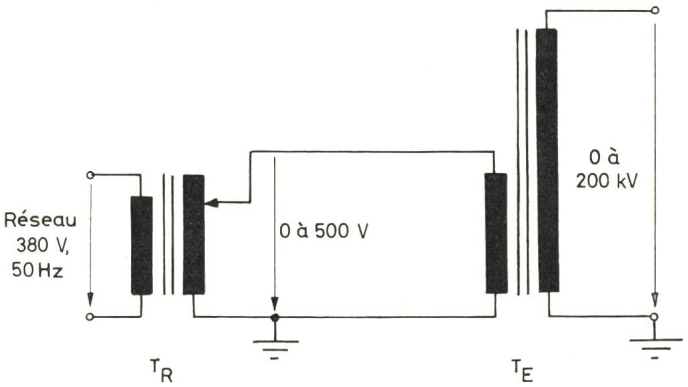



Fig. 1
**Schéma de principe de l'installation d'essais**

$T_R$ transformateur de réglage

| | |
|---|---|
| – tension primaire nominale (tension composée du réseau d'alimentation) | 380 V |
| – tension composée secondaire réglable de | 0 à 500 V |
| – fréquence | 50 Hz |
| – puissance, à 500 V au secondaire | 25 kVA |
| – tension de court-circuit | 5 % |

$T_E$ transformateur d'essais

| | |
|---|---|
| – tension primaire nominale | 500 V |
| – tension secondaire nominale | 200 kV |
| – fréquence | 50 Hz |
| – puissance, à 200 kV au secondaire | 20 kVA |
| – puissance absorbée à vide | 4 kVA |
| – tension de court-circuit | 8 % |

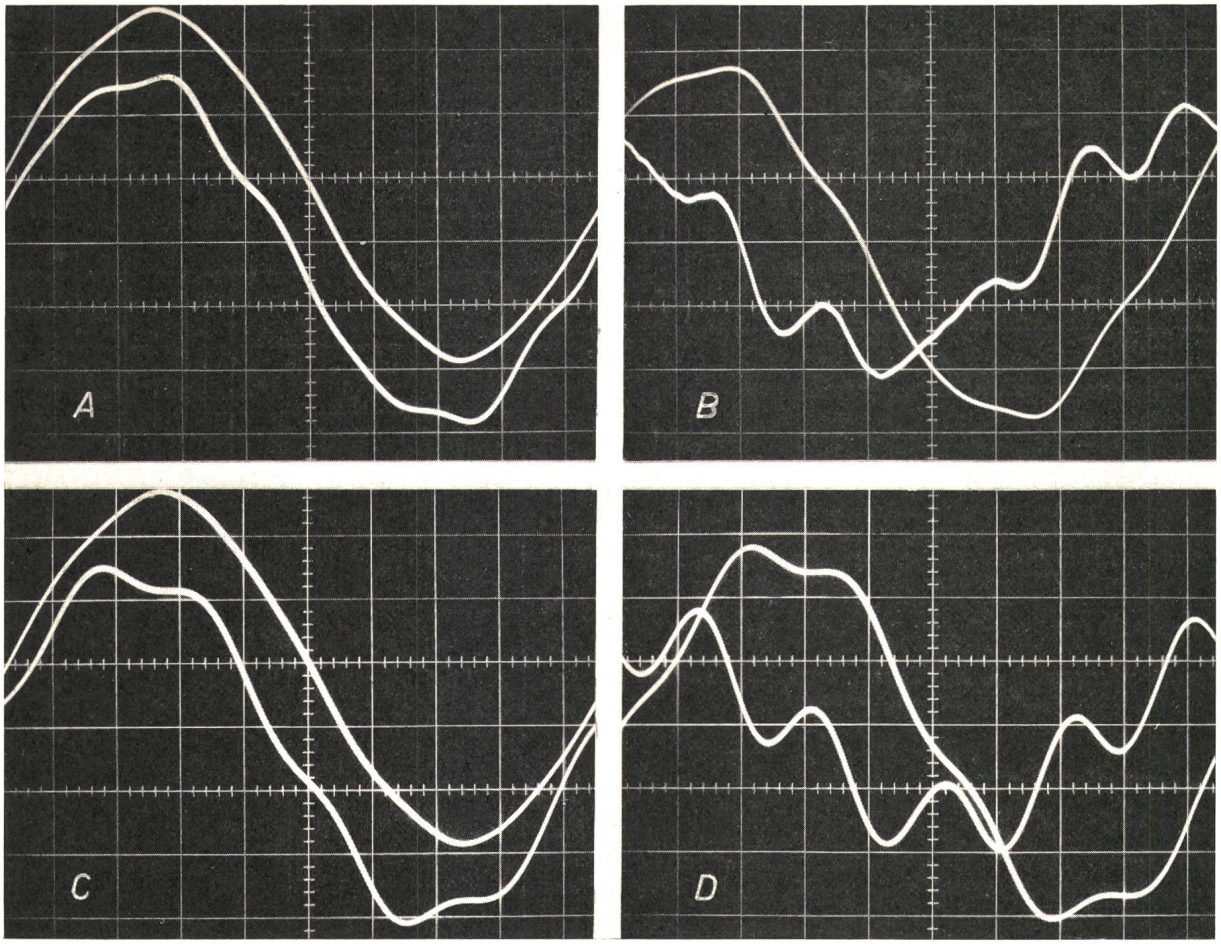



Fig. 2

**Essai de l'installation, à vide (A et B) et en charge capacitive de 400 pF (C et D)**

*Oscillogramme A:* tension du réseau d'alimentation et tension au secondaire du transformateur d'essais. Cette dernière est représentée par la courbe du bas de l'oscillogramme.

Echelles: tension du réseau: 200 V/cm
tension secondaire: 20 kV/cm
temps: 2 ms/cm

*Oscillogramme B:* tension au secondaire du transformateur d'essais et courant primaire du même transformateur (courbe la plus déformée).

Echelles: tension secondaire: 20 kV/cm
courant primaire: 2 A/cm
temps: 2 ms/cm

*Oscillogramme C:* tension du réseau d'alimentation et tension au secondaire du transformateur d'essais, cette dernière étant représentée par la courbe du bas de l'oscillogramme.

Echelles: tension du réseau: 200 V/cm
tension secondaire: 20 kV/cm
temps: 2 ms/cm

*Oscillogramme D:* tension au secondaire du transformateur d'essais et courant primaire du même transformateur (courbe la plus déformée).

Echelles: tension secondaire: 20 kV/cm
courant primaire: 5 A/cm
temps: 2 ms/cm

sant des transformateurs (fig. 6a, 6b, 7b). Ce courant d'appel «à vide» est essentiellement capacitif, il est dû aux capacités entre spires de l'enroulement à haute tension.

Dans le schéma équivalent complet établi pour l'installation, il a été possible d'éliminer certains éléments en montrant que leur influence est en tout cas négligeable dans le phénomène étudié, ce qui a conduit à la conclusion qu'«à vide» ou en charge capacitive, l'installation se comporte comme un circuit résonant série à accord variable selon la charge.

Si la tension du réseau d'alimentation contient des harmoniques voisins de la fréquence d'accord de ce circuit résonant série, ces harmoniques se trouveront amplifiés au secondaire du transformateur d'essais. Ils peuvent alors devenir manifestes à ce niveau sur un oscillogramme, alors qu'ils ne le sont pas dans la tension du réseau d'alimentation. Les simplifications et les hypothèses de départ admises dans cette étude trouvent leur justification dans les essais qui concordent avec les calculs.

## 2. Schéma équivalent de l'installation

### *2.1 Effet prépondérant de la capacité propre de l'enroulement à 200 kV*

L'examen du raccordement des transformateurs conduit au schéma équivalent «à vide» de la fig. 3.

Il est intéressant de comparer les influences des capacités du schéma équivalent de la fig. 3. Pour ce faire il faut tenir compte de 2 points importants:

a) La capacité propre d'un enroulement est proportionnelle au nombre de spires et inversément proportionnelle à l'épaisseur de l'isolation [2].

b) Pour une capacité, $I = \omega C U$

Dans le cas présent:

$N_{1R} = 2 \times 85$, isolation $= 0{,}3$ mm
$N_{2R} = 2 \times 116$, isolation $= 0{,}2$ mm
$N_{1E} = 166$, isolation $= 0{,}5$ mm
$N_{2E} = 4 \times 16600$, isolation $= 0{,}2$ mm

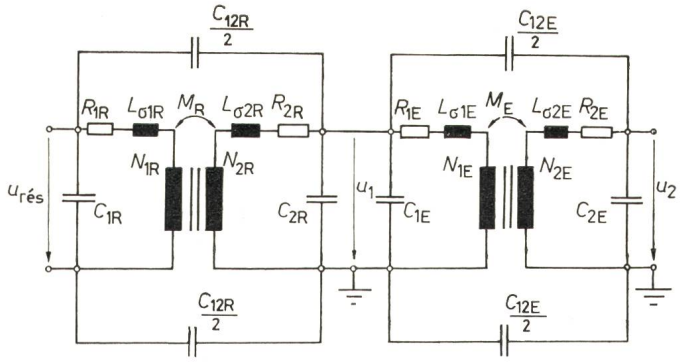



Fig. 3
**Schéma équivalent complet de l'installation «à vide»**

L'indice $R$ se rapporte au transformateur de réglage:
$R_{1R}$ résistance de l'enroulement primaire; $R_{2R}$ résistance de l'enroulement secondaire; $L_{\sigma 1R}$ inductance de fuite primaire; $L_{\sigma 2R}$ inductance de fuite secondaire; $M_R$ inductance mutuelle variable entre les enroulements primaire et secondaire, compte tenu des propriétés du fer; $u_1$, $u_2$ tensions primaire et secondaire du transformateur d'essais; $u_{rés}$ tension du réseau alimentant l'installation (380 V); $C_{12R}$ capacité de couplage entre les enroulements primaire et secondaire; $C_{1R}$ capacité propre de l'enroulement primaire; $C_{2R}$ capacité propre de l'enroulement secondaire; $N_{1R}$ nombre de spires au primaire; $N_{2R}$ nombre de spires au secondaire.
L'indice $E$ se rapporte au transformateur d'essais pour lequel on retrouve des éléments semblables à ceux ci-dessus.

On peut donc affirmer que:

$$C_{2E} \gg C_{1R},\ C_{2R},\ C_{12R},\ C_{1E} \text{ et } C_{12E}$$

Lorsqu'on rapporte toutes ces capacités au même niveau de tension (étage 500 V par exemple), l'importance relative de la capacité propre de l'enroulement à haute tension est considérablement accrue.

$$C'_{2E} \gg C'_{1R},\ C_{2R},\ C'_{12R},\ C_{1E} \text{ et } C'_{12E}$$

Au lieu de négliger tous ces éléments comme on le fait généralement dans les transformateurs à fréquence industrielle de tension peu élevée, on a tenu compte de $C'_{2E}$ dans le schéma équivalent de la fig. 4, obtenu à partir du schéma de la fig. 3, en rapportant toutes les grandeurs à l'étage 500 V. Des bobines d'inductance à noyau de fer sans pertes $L'_{hR}$ et $L_{hE}$ en parallèle avec des résistances $R'_{FeR}$ et $R_{FeE}$ rendent compte des courants magnétisants et des pertes dans le fer par hystérésis et courant de Foucault.

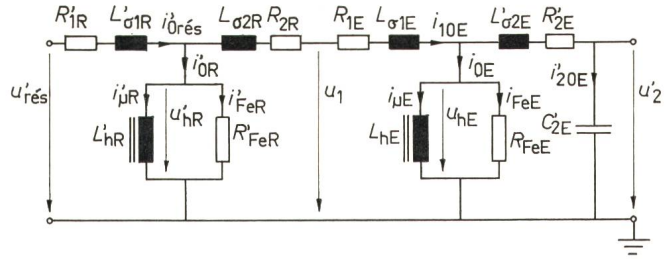



Fig. 4
**Schéma équivalent simplifié**

L'indice «'» indique que la grandeur qu'il affecte s'exprime en valeur rapportée à l'étage 500 V
$L'_{hR}$, $L_{hE}$ inductances saturables à noyau de fer représentant l'effet des courants magnétisants;
$R'_{FeR}$, $R_{FeE}$ résistances variables avec la tension et la fréquence représentant l'effet des pertes par hystérésis et courant de Foucault;
$R'_{FeR}$, $L'_{hR}$ varient de plus comme $N^2_{2R}$;
$R'_{1R}$, $L'_{\sigma 1}$ varient comme $N^2_{2R}$ tandis que $R_{2R}$ est proportionnel à $N_{2R}$;
$R_{1E}$, $R'_{2E}$, $L_{\sigma 1E}$, $L'_{\sigma 2E}$ et $C'_{2E}$ sont constants
Déscriptions voir fig. 3

### 2.2 *Calcul des éléments du schéma équivalent*

Ce calcul a été fait sur la base des caractéristiques des tôles utilisées pour les circuits magnétiques et des essais normaux des transformateurs.

— Caractéristiques magnétiques: fig. 5a et 5b
— Caractéristiques à vide: fig. 6a et 6b
— Essais en court-circuit

| | $U_{1cc}$ V | $I_{1cc}$ A | $f$ Hz | $\cos\varphi_{cc}$ |
|---|---|---|---|---|
| Transform. de réglage | 9,6 | 68,4 | 50 | 0,675 (ind.) |
| Transformateur d'essais | 37 | 40 | 50 | 0,203 (ind.) |

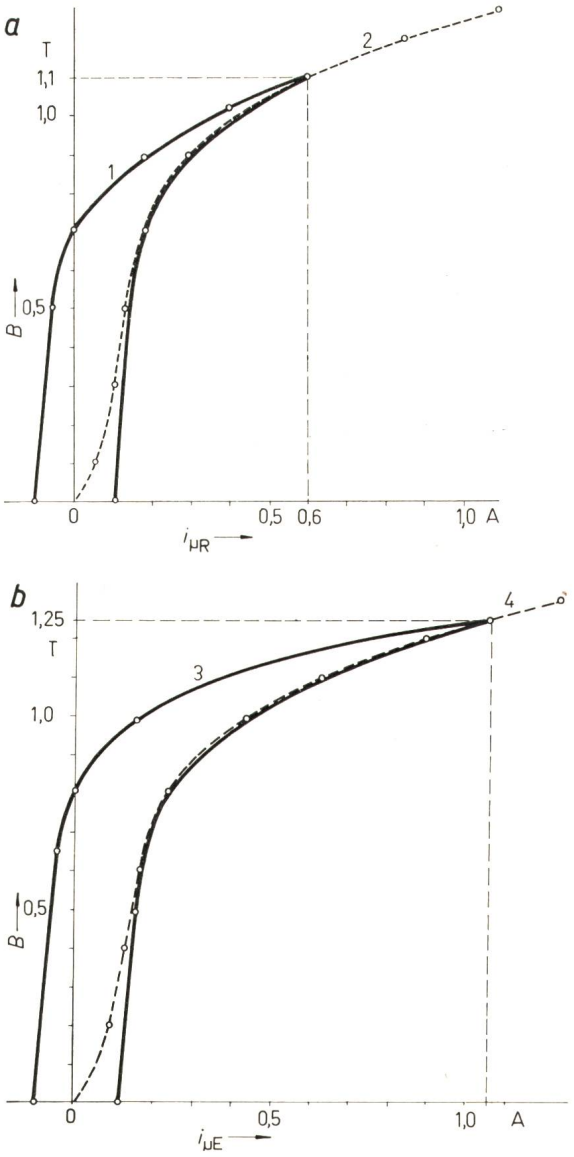



Fig. 5
**Caractéristique magnétique**
*a* de $L'_{hR}$
*b* de $L_{hE}$

*1* cycle d'hystérésis statique; la valeur 1,1 T est l'induction maximum correspondant à 350 V, 50 Hz, à vide; *2* lieu des têtes des cycles d'hystérésis; *3* cycle d'hystérésis statique: la valeur 1,25 T est l'induction maximum correspondant à 500 V, 50 Hz, à vide; *4* lieu des têtes des cycles d'hystérésis; *B* induction dans les tôles en teslas; $i_{\mu E}$ courant magnétisant calculé pour le transformateur d'essais; $i_{\mu R}$ courant magnétisant calculé pour le transformateur de réglage (voir fig. 4)

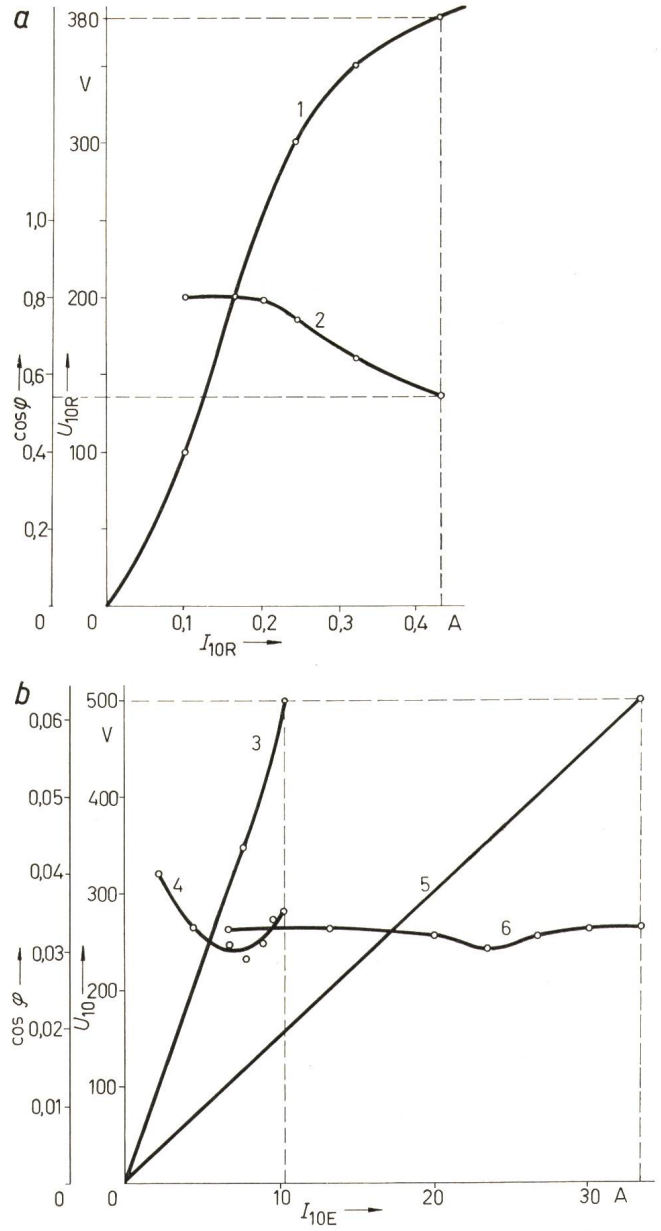



Fig. 6

**Caractéristiques à vide du transformateur de réglage mesurées à 50 Hz**

*a* du transformateur de réglage à 50 Hz;

*b* du transformateur d'essais à 50 Hz et à 130 Hz;

*1* $U_{10R} = f(I_{10R})$; *2* $\cos\varphi = f(I_{10R})$; Rapporté à l'étage 500 V. Le courant à vide $I'_{10R}$ est $\frac{500}{380}$ fois plus petit; *3* $U_{10} = f(I_{10E})$ à 50 Hz; *4* $\cos\varphi = f(I_{10E})$ à 50 Hz; *5* $U_{10} = f(I_{10E})$ à 130 Hz; *6* $\cos\varphi = f(I_{10E})$ à 130 Hz. Le courant $I_{10E}$ est capacitif à 50 Hz et à 130 Hz.

— Résistances des enroulements mesurées au pont, à 20 °C

| | Primaire mΩ | Secondaire mΩ |
|---|---|---|
| Transformateur de réglage (position du curseur 380/528 V) | 46,6 | 52,65 |
| Transformateur d'essais | 87,3 | 11670 |

Pour n'avoir sur le schéma équivalent que des éléments de valeur fixe, on a admis pour la plupart des calculs que la position du curseur du transformateur de réglage donne $N_{2R}/N_{1R} = 500/380$. Il est bien entendu que pour toute autre tension, les grandeurs de la fig. 4 se rapportant au transformateur de réglage changent, mais la méthode de calcul reste la même.

Valeurs trouvées pour les éléments, à $U_1 = 500$ V:

| | |
|---|---|
| $R'_{1R} = 80{,}5$ mΩ à 20 °C | $R_{1E} = 87{,}3$ mΩ à 20 °C |
| $R_{2R} = 49{,}85$ mΩ à 20 °C | $R'_{2E} = 73$ mΩ à 20 °C |
| $L'_{\sigma 1R} = -41$ µH | $L_{\sigma 1E} = -34$ µH |
| $L_{\sigma 2R} = 610$ µH | $L'_{\sigma 2E} = 2{,}914$ mH |
| $R'_{FeR} = 2{,}81$ kΩ | $R_{FeE} = 1{,}55$ kΩ |
| | $C'_{2E} = 70{,}8$ µF |

$L'_{\sigma 1R}$ et $L_{\sigma 1E}$ sont négatifs à cause de la disposition concentrique des 2 enroulements autour du noyau magnétique, celui d'indice 1 étant à l'intérieur.

On a calculé $C'_{2E}$ à partir de l'essai «à vide» à 130 Hz du transformateur d'essais. Pour cette fréquence, la caractéristique «à vide» est quasiment linéaire (fig. 6b). En vertu de la relation bien connue

$$U_1 = 4{,}44\, f\, N_1\, S_{FE}\, \hat{B}$$

$S_{FE}$: section fer

le flux ou l'induction dans le circuit magnétique est 2,6fois plus petit à 130 Hz qu'à 50 Hz, pour une tension donnée. Il apparaît donc sur la fig. 5b que même à 500 V, le courant magnétisant est tout à fait négligeable par rapport au courant «à vide», à 130 Hz. L'impédance «à vide» du transformateur d'essais est alors:

$$\frac{U_{10}}{I_{10E}} = \left| R_{1E} + R'_{2E} + j\omega\,(L_{\sigma 1E} + L'_{\sigma 2E}) + \frac{1}{j\omega C'_{2E}} \right|$$

On tire $C'_{2E}$ de la relation ci-dessus, $L_{\sigma 1E}$ et $L'_{\sigma 2E}$ ayant été calculés avec l'essai en court-circuit.

*2.3 Estimation du courant $I_{0E}$ en fonction de la tension $U_1$ à 50 Hz*

Si l'on admet dans l'installation que le courant et la tension, bien que déformés, ont en première approximation la même valeur efficace que leur onde de base, on peut estimer la caractéristique $I_{0E} = f(U_1)$, connaissant la caractéristique à vide du transformateur d'essais à 50 Hz.

On lit sur la fig. 4:

$$\underline{I}_{10E} = \underline{I}_{0E} + \underline{I}'_{20E} \qquad (1)$$

$$\underline{I}'_{20E} = \frac{\underline{U}_{hE}}{R'_{2E} + j\left(\omega L'_{\sigma 2E} - \frac{1}{\omega C'_{2E}}\right)}$$

Il convient de remarquer que

$$\underline{U}_1 \gg \left| (R_{1E} + j\omega L_{\sigma 1E})\, \underline{I}_{10E} \right| \text{ pour tout } \underline{U}_1 \text{ donc } \underline{U}_{hE} \approx \underline{U}_1$$

$$R'_{2E} \ll \left| \omega L'_{\sigma 2E} - \frac{1}{\omega C'_{2E}} \right| \text{ à 50 Hz}$$

On a donc

$$\underline{I}'_{20E} \approx \frac{\underline{U}_1}{\frac{1}{\omega C'_{2E}} - \omega L'_{\sigma 2E}} \qquad (2)$$

A chaque valeur de $\underline{U}_1$ correspond une valeur de $\underline{I}_{0E}$ qu'on détermine graphiquement compte tenu de l'équation (1) dans laquelle on connaît $\underline{I}_{10E}$ (caractéristique «à vide») et $\underline{I}_{20E}$ [équation (2)]. Un exemple est traité à la fig. 7a.

On obtient ainsi la caractéristique $I_{0E} = f(U_1)$ de la fig. 7b. La valeur de $C'_{2E}$ a été déterminée par l'essai à 130 Hz.

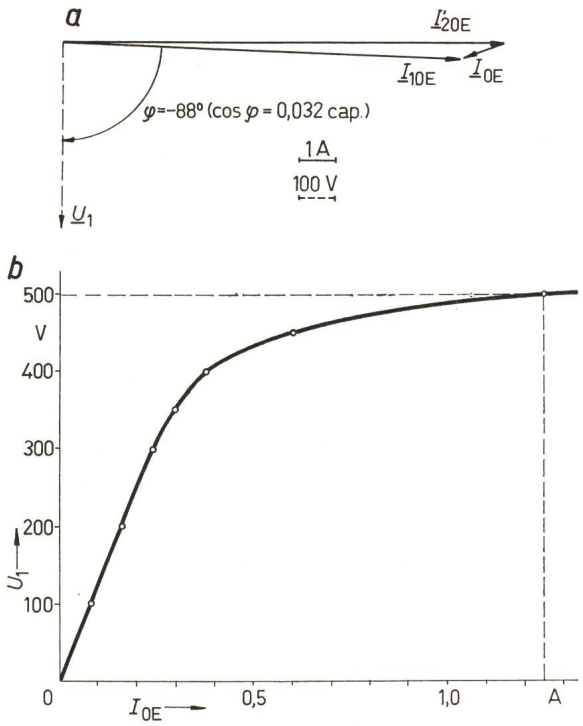



Fig. 7
**Calculs graphiques de $I_{0E}$**
*a* pour $U_1 = 500$ V, $f = 50$ Hz
*b* $I_{0E} = f(U_1)$ pour $f = 50$ Hz

$I'_{20E}$ courant dû à la capacité propre de l'enroulement secondaire; $I_{10E}$ courant magnétisant calculé d'après les caractéristiques magnétiques; $I_{0E}$ courant primaire à vide du transformateur d'essais. (Il s'agit des valeurs efficaces des courants $i'_{20E}$, $i_{10E}$ et $i_{0E}$ de la fig. 4)

### 3. Influence des courant magnétisants des transformateurs

Considérons l'installation «à vide» ou en charge capacitive, sous tension nominale $U_1 = 500$ V, alimentée par la tension du réseau supposée parfaitement sinusoïdale. Il apparaît sur la fig. 4 qu'en régime permanent les courants magnétisants $i'_{\mu R}$ et $i_{\mu E}$ sont les seules grandeurs qui, par leur passage dans les éléments $R'_{1R}$, $L'_{\sigma 1R}$, $L_{\sigma 2R}$, $R_{2R}$, $R_{1E}$ et $L_{\sigma 1E}$ pourraient entraîner une distorsion de la tension $u_{hE}$, et par conséquent celle de la tension d'essais $u'_2$.

Ces courants magnétisants contiennent essentiellement des harmoniques de rang impair. Lorsqu'on construit point par point leur allure en fonction du temps, on en déduit aisément l'amplitude des harmoniques par décomposition en série de Fourier (fig. 8a et 8b).

On constate alors que les chutes de tensions dues à ces différents harmoniques des courants magnétisants dans les éléments $R'_{1R}$, $L'_{\sigma 1R}$, $L_{\sigma 2E}$, $R_{2R}$, $R_{1E}$ et $L_{\sigma 1E}$ sont parfaitement négligeables devant la tension nominale $U_1 = 500$ V.

En effet, pour la fréquence $\nu f$:

$$^{\nu}\underline{\Delta U} =$$

$$= |[R'_{1R} + R_{2R} + R_{1E} + j\nu\omega(L'_{\sigma 1R} + L_{\sigma 2R} + L_{\sigma 1E})] \cdot {}^{\nu}\underline{I}_{\mu E} + (R'_{1R} + j\nu\omega L'_{\sigma 1R}) \cdot {}^{\nu}\underline{I}'_{\mu R}|$$

avec $\omega = 314\ s^{-1}$ (pulsation fondamentale)
$\nu$ rang de l'harmonique considéré

Les valeurs les plus importantes calculées sont:

$$^{3}\underline{\Delta U} = |(41 + j84)\ mV|$$

$$^{5}\underline{\Delta U} = |(15 + j48)\ mV|$$

Ces deux tensions sont inférieures à 0,02 % de 500 V.

Il faut donc admettre que la distorsion manifeste de la tension d'essais $u'_2$ (voir fig. 2) ne provient en tout cas pas de celle des courants magnétisants $i'_{\mu R}$ et $i_{\mu E}$.

Quant aux courants $i'_{FeR}$ et $i_{FeE}$ correspondant aux pertes fer des noyaux, il convient de remarquer qu'ils sont aussi négligeables devant le courant d'appel de l'installation, même «à vide».

| | $I'_{res}$ [A] | $I'_{FeR}$ [A] | $I_{FeE}$ [A] |
|---|---|---|---|
| «A vide» | 10,25 (cap) | 0,178 | 0,322 |
| En charge nominale | 40 | 0,178 | 0,322 |

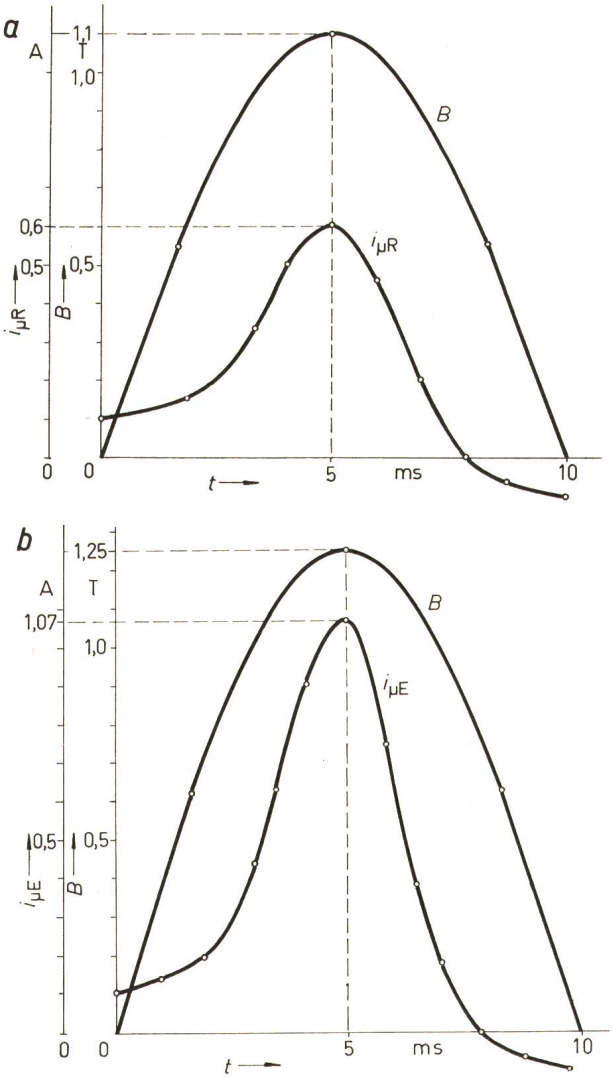



Fig. 8
**Allure du courant magnétisant $i_{\mu R} = f(t)$, obtenu à l'aide de la caractéristique magnétique 5a**
*a* $i_{\mu R} = f(t)$
*b* $i_{\mu E} = f(t)$

*B* induction sinusoïdale correspondant à $U_{hR} = 380$ V, 50 Hz (*a*) resp. $U_{hE} = 500$ V (*b*) calculée avec les dimensions du circuit magnétique données par le constructeur

$^{1}I_{\mu R} = 0{,}45$ A $\quad$ $^{3}I_{\mu R} = 0{,}10$ A $\quad$ $^{5}I_{\mu R} = 0{,}05$ A
$^{1}I_{\mu E} = 0{,}75$ A $\quad$ $^{3}I_{\mu E} = 0{,}24$ A $\quad$ $^{5}I_{\mu E} = 0{,}08$ A

*t* temps

On tire de ces résultats que dans le schéma équivalent de la fig. 4, la suppression des éléments $L'_{hR}$, $R'_{FeR}$, $L_{hE}$ et $R_{FeE}$ conduit à un nouveau schéma qui représente encore avec une bonne approximation le circuit à l'étude, pour une fréquence égale ou supérieure à 50 Hz. Ce nouveau schéma définitivement adopté, permet par sa linéarité de simplifier considérablement les calculs. On est en présence d'un circuit résonant série à accord variable selon la charge capacitive (fig. 9).

| | Fréquence de résonance $f_0$ [Hz] |
|---|---|
| «A vide» | 320 |
| En charge nominale capacitive | 150 |

### 4. Influence des harmoniques de la tension du réseau

Dans tous les cas de charge entre la marche «à vide» et la marche en charge nominale, la fréquence de résonance de l'installation $f_0$ reste voisine des fréquences $vf$ des harmoniques que l'on trouve généralement dans la tension du réseau, à savoir le 3, le 5 et le 7.

Si par exemple pour une charge capacitive $C_{ch}$ donnée $f_0 = vf$, et si en même temps l'harmonique $v$ est présent dans la tension du réseau d'alimentation $u'_{rés}$, le taux de cet harmonique dans la tension d'essais $u'_2$ est beaucoup plus grand que dans $u'_{rés}$. Ceci apparaît clairement sur un diagramme complexe (fig. 10).

Amplification de l'onde de fréquence $vf$ dans l'installation:

$$\frac{{}^{v}\underline{U}'_2}{{}^{v}\underline{U}'_{rés}} = \left| \frac{1}{R' + j\left(v\omega L'_\sigma - \frac{1}{v\omega C}\right)} \cdot \frac{1}{jv\omega C} \right|$$

Amplification du taux d'harmonique $v$ dans l'installation:

$$\frac{{}^{v}d_2}{{}^{v}d_{rés}} = \frac{{}^{v}U'_2}{{}^{v}U'_{rés}} \cdot \frac{{}^{1}U'_{rés}}{{}^{1}U'_2}$$

avec

${}^{v}d_2$ taux d'harmonique $v$ dans $u'_2$
${}^{v}d_{rés}$ taux d'harmonique $v$ dans $u'_{rés}$

Sous tension nominale $U_1 = 500$ V et en charge capacitive $C_{ch} = 300$ pF par exemple, $f_0 = 250$ Hz. On trouve pour l'harmonique 5 dont la fréquence est $vf = f_0$:

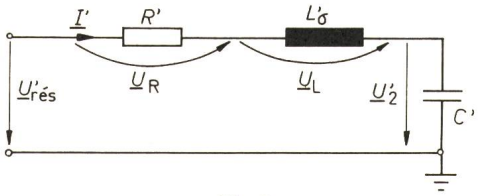



Fig. 9
**Schéma équivalent définitif**

$R' = R'_{1R} + R_{2R} + R_{1E} + R'_{2E} = 0{,}291\ \Omega$ à 20 °C
$L_\sigma' = L'_{\sigma 1R} + L_{\sigma 2R} + L_{\sigma 1E} + L'_{\sigma 2E} = 3{,}45$ mH
$C' = C'_{2E} + C'_{ch}$

$C'_{ch}$ capacité de charge en valeur rapportée à l'étage 500 V

$\underline{I}'$ courant d'alimentation rapporté à 500 V en négligeant les courants magnétisants et de pertes dans le fer. $\underline{U}_2'$ tension secondaire du $T_E$ rapportée à 500 V; $\underline{U}_L$ chute de tension inductive; $\underline{U}_R$ chute de tension résistive; $\underline{U}_{rés}$ tension d'alimentation rapportée à l'enroulement 500 V

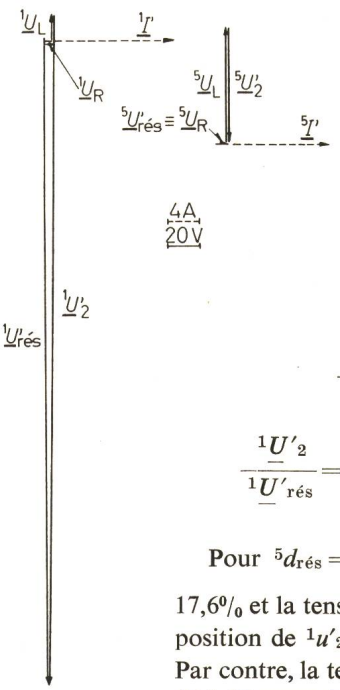



Fig. 10
**Calcul graphique de ${}^{v}\underline{U}_2'$ pour $v = 1$ (50 Hz) et $v = 5$ (250 Hz)**

${}^{1}\underline{U}'_{rés} = 500$ V;
${}^{5}\underline{U}'_{rés} = 1\ \%\ {}^{1}\underline{U}'_{rés}$;
$C_{ch} = 300$ pF, $C'_{ch} = 48\ \mu$F
$C' = 118{,}8\ \mu$F

$$\frac{{}^{5}\underline{U}'_2}{{}^{5}\underline{U}'_{rés}} = 18{,}3$$

$$\frac{{}^{1}\underline{U}'_2}{{}^{1}\underline{U}'_{rés}} = 1{,}04 \quad \text{et} \quad \frac{{}^{5}d_2}{{}^{5}d_{rés}} = 17{,}6$$

Pour ${}^{5}d_{rés} = \frac{{}^{5}U'_{rés}}{{}^{1}U'_{rés}} = 1\%$, on aura ${}^{5}d_2 = 17{,}6\%$ et la tension $u'_2$ qui résulte de la superposition de ${}^{1}u'_2$ et ${}^{5}u'_2$ ne sera pas sinusoïdale. Par contre, la tension $u'_{rés}$ qui ne contient que 1 % d'harmonique 5 sera pratiquement sinusoïdale. Telle est l'explication de la distorsion qui se présente au secondaire du transformateur d'essais.

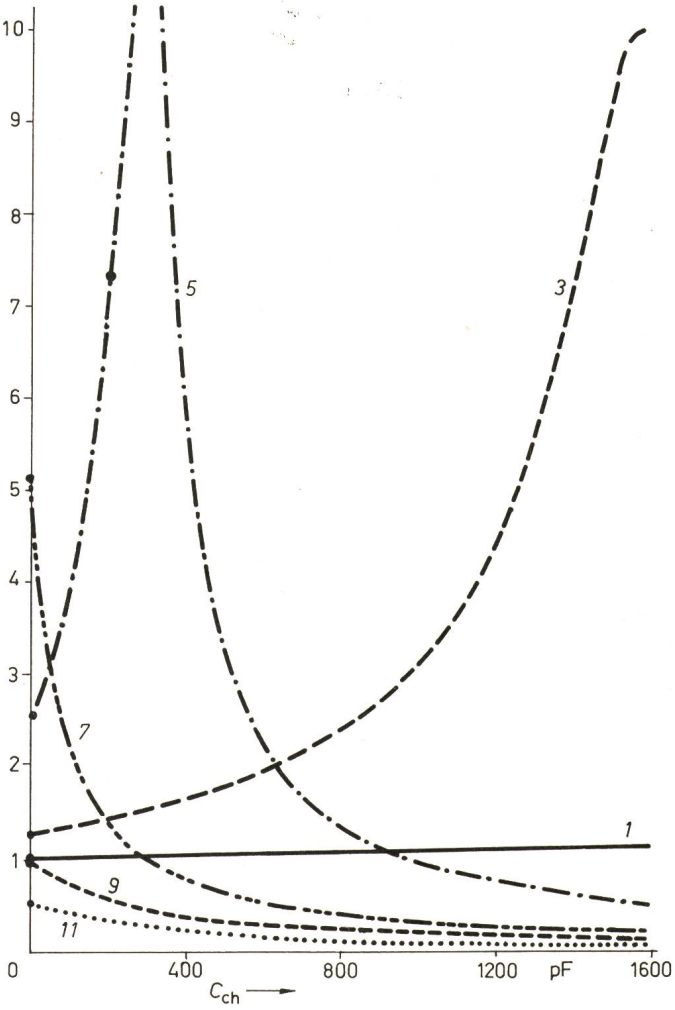



Fig. 11
**Comportement de l'installation en charge capacitive**

La courbe 1 correspond à ${}^{1}U_2'/{}^{1}U'_{rés}$; la courbe 3 correspond à ${}^{3}d_2/{}^{3}d_{rés}$; la courbe 5 correspond à ${}^{5}d_2/{}^{5}d_{rés}$; la courbe 7 correspond à ${}^{7}d_2/{}^{7}d_{rés}$; la courbe 9 correspond à ${}^{9}d_2/{}^{9}d_{rés}$; la courbe 11 correspond à ${}^{11}d_2/{}^{11}d_{rés}$

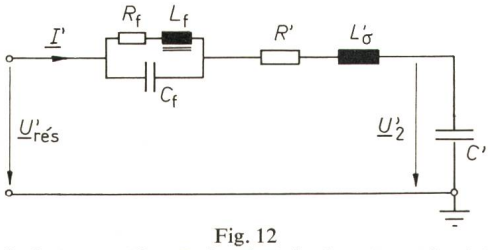



Fig. 12
**Schéma équivalent de l'installation équipée d'un filtre (circuit-bouchon)**
$C_f$ capacité du filtre; $L_f$ inductance du filtre; $R_f$ résistance de la bobine d'inductance
Autres descriptions voir fig. 9

Il y a lieu de remarquer ici que les harmoniques de la tension du réseau, généralement de rang impair, proviennent essentiellement des alternateurs. Dans le but d'éliminer au moins les harmoniques de rang 3 et multiples de 3, l'installation est alimentée par la tension composée.

Ainsi, l'absence des harmoniques de rang 3 et multiples dans la tension du réseau d'alimentation de l'installation à l'étude, explique le fait que l'on n'a pas observé de distorsion due à ces harmoniques lors des essais en usine (voir paragraphe 1.2).

On a néanmoins écrit en langage FORTRAN un programme permettant de calculer, d'imprimer numériquement et graphiquement l'amplification du taux des harmoniques 3, 5, 7, 9 et 11 dans l'installation, en fonction de la charge capacitive que

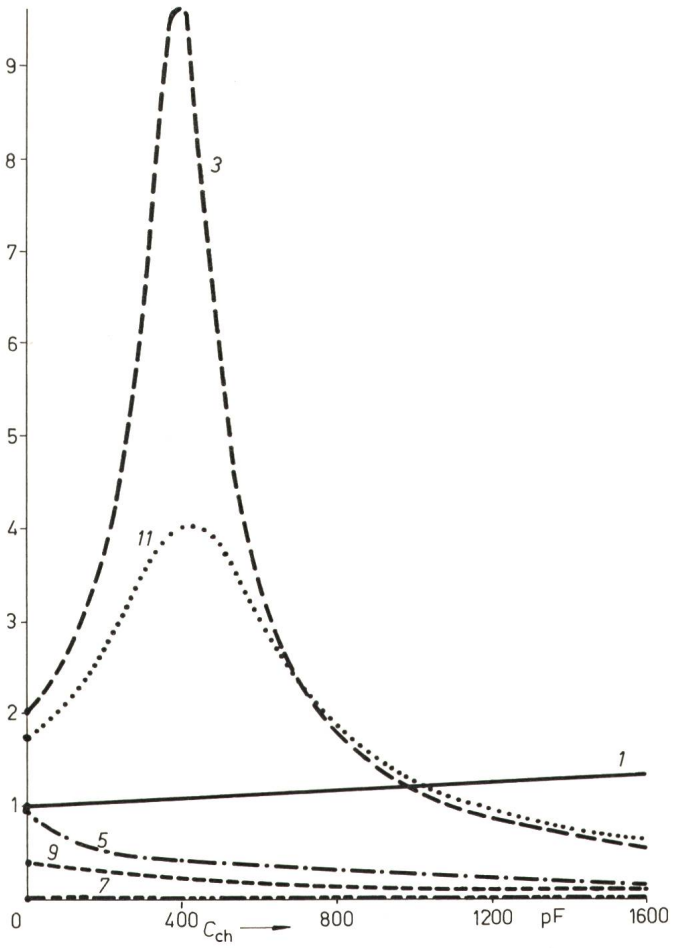



Fig. 13
**Comportement de l'installation équipée d'un filtre pour l'harmonique 7**
($L_f$ = 4 mH, $C_f$ = 50 μF), **en charge capacitive**
Les numéros des courbes sont explicités à la fig. 11

représente l'objet à l'essai (fig. 11). Avec les résultats de la fig. 11, on peut prévoir immédiatement l'effet des harmoniques 5 et 7 qui sont les principaux en cause, le premier se manifestant pour toute capacité $C_{ch} < 900$ pF et le second pour $C_{ch} < 300$ pF. Les harmoniques 3 et 9 sont absents dans la tension d'alimentation, le 11 est atténué dans l'installation. Les essais que l'on a fait sont conformes à ces prévisions (fig. 2).

## 5. Correction de la distorsion

On a retenu comme dispositifs pour la correction de la distorsion des circuits bouchons pour les harmoniques 5 et 7 com-

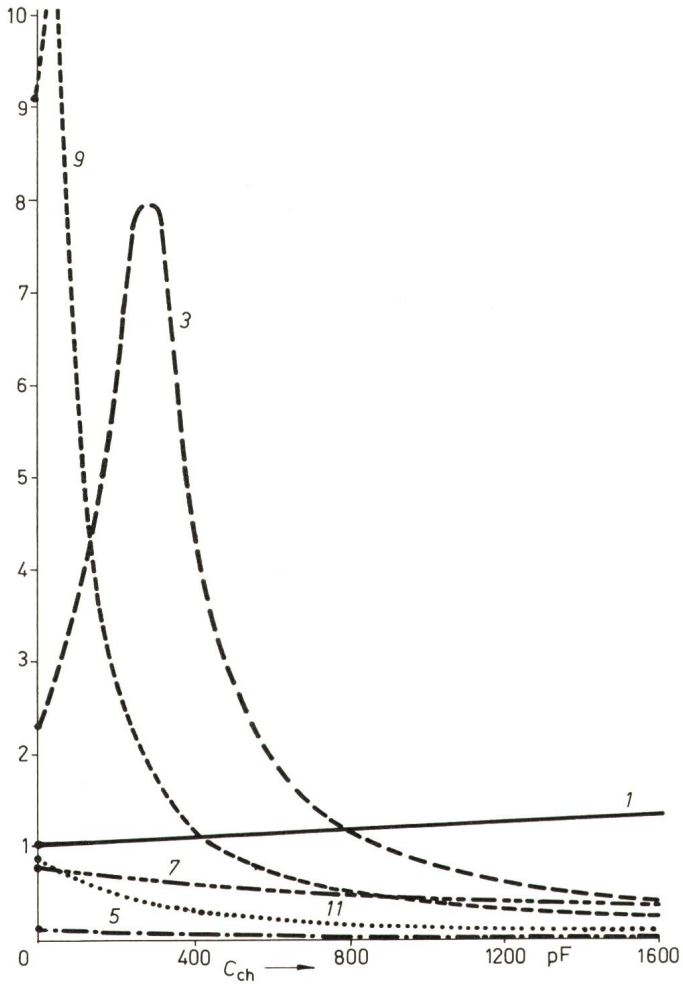



Fig. 14
**Comportement de l'installation équipée d'un filtre pour l'harmonique 5**
($L_F$ = 4 mH, $C_F$ = 100 μF) **en charge capacitive**
Les numéros des courbes sont explicités à la fig. 11

portant une inductance $L_f$ et une capacité $C_f$ en parallèle. La condition de résonance est

$$L_f\, C_f = (\nu\omega)^{-2}$$

Si l'on insère un de ces circuits bouchons en série entre le transformateur de réglage et le transformateur d'essai, le schéma équivalent de l'installation (fig. 9) se trouve modifié (fig. 12).

Pour la réalisation des circuits bouchons, il faut remarquer que le prix de $L_f$ et $C_f$ est proportionnel à leur puissance réactive à 50 Hz, fréquence pour laquelle l'impédance du circuit bouchon se réduit pratiquement à celle de l'inductance $L_f$. Cette

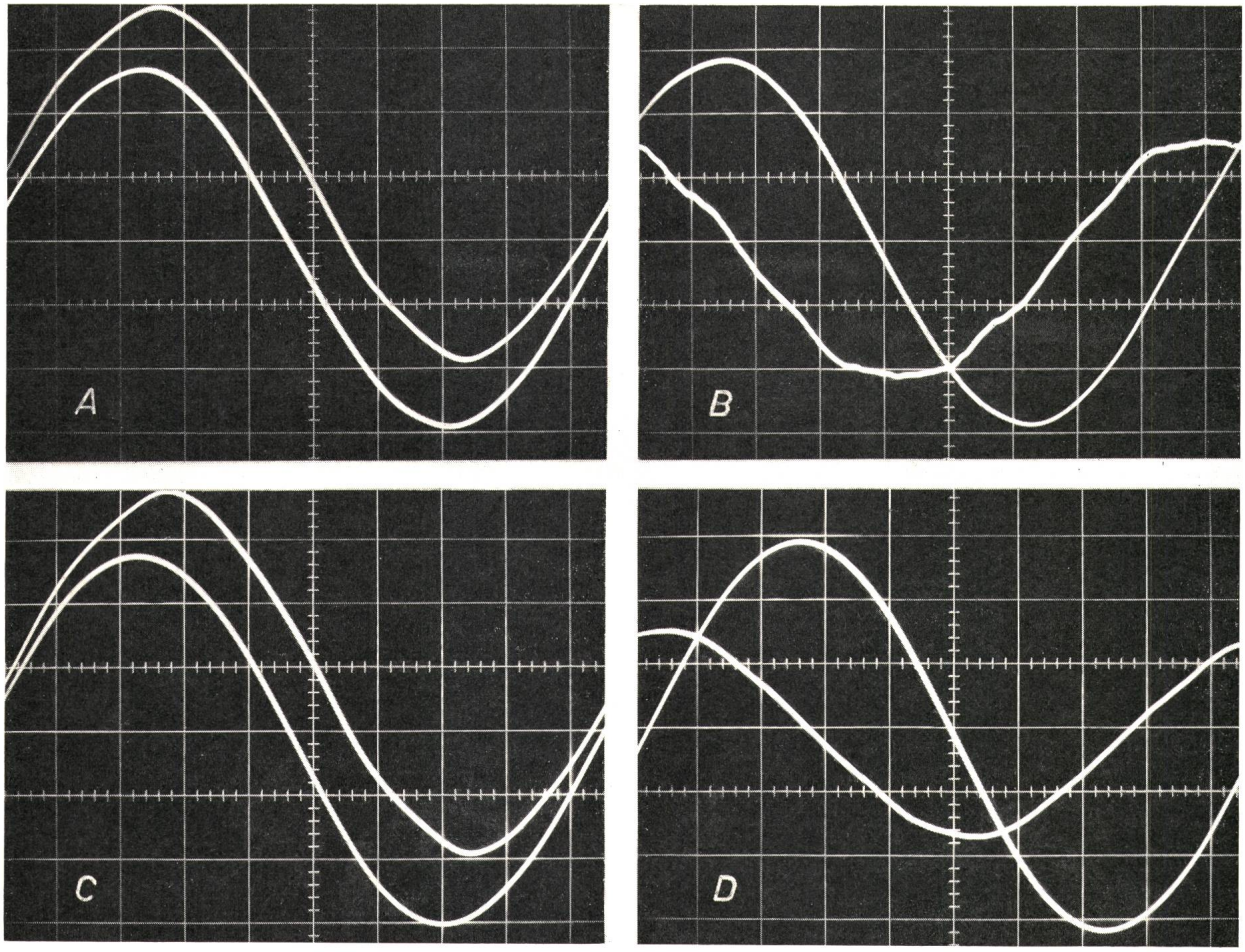



Fig. 15

**Essai de l'installation équipée du filtre pour l'harmonique 5, à vide (A, B) et en charge capacitive de 400 pF (C, D)**

*Oscillogramme A:* tension du réseau d'alimentation et tension au secondaire du transformateur d'essais, cette dernière étant représentée par la courbe du bas de l'oscillogramme.

Echelles: tension du réseau: 200 V/cm
tension secondaire: 20 kV/cm
temps: 2 ms/cm

*Oscillogramme B:* tension au secondaire du transformateur d'essais et courant primaire du même transformateur (courbe la plus déformée).

Echelles: tension secondaire: 20 kV/cm
courant primaire: 2 A/cm
temps: 2 ms/cm
Cette figure est à comparer avec la fig. 2 (Osc. A, B)

*Oscillogramme C:* tension du réseau d'alimentation et tension au secondaire du transformateur d'essais, cette dernière étant représentée par la courbe du bas de l'oscillogramme.

Echelles: tension du réseau: 200 V/cm
tension secondaire: 20 kV/cm
temps: 2 ms/cm

*Oscillogramme D:* tension au secondaire du transformateur d'essais et courant primaire du même transformateur. Par le choix des échelles la courbe représentant le courant a l'amplitude la plus petite de l'oscillogramme.

Echelles: tension secondaire: 20 kV/cm
courant primaire: 5 A/cm
temps: 2 ms/cm
Cette figure est à comparer avec la fig. 2, (Osc. C, D)

dernière est donc à dimensionner pour le courant nominal de l'installation.

Puissance réactive de l'inductance $L_f$:

$$P_{qL} = \omega L_f I^2_N$$

Puissance réactive du condensateur $C_f$:

$$P_{qC} = -\omega C_f U^2_f$$

$U_f$ est la tension (50 Hz) aux bornes du circuit bouchon imposée par $L_f$ et $I_N$:

$$U_f = \omega L_f I_N$$

Ces deux puissances réactives sont proportionnelles à l'inductance $L_f$. Il faut donc la choisir petite pour abaisser le prix des dispositifs. Cependant, $\omega_0$ étant fixé, $C_f$ croît quand $L_f$ décroît.

Compte tenu de ces remarques, on a adopté pour les deux circuits bouchons la même valeur de l'inductance $L_f = 4$ mH. Il vient alors pour les capacités:

$$C_f = 100\ \mu F\ (250\ Hz)$$
$$C_f = 50\ \mu F\ (350\ Hz)$$

On a utilisé le programme de calcul mentionné au paragraphe 4 pour chercher l'influence de ces filtres lorsqu'on les utilise chacun à leur tour (fig. 13 et 14).

Il apparaît sur la fig. 13 que les harmoniques 5 et 7 seront atténués dans l'installation, mais que le 11 sera amplifié pour $C_{eh} < 1000$ pF. Comme il est présent dans la tension du réseau,

la distorsion qu'il entraîne est directement liée à son taux à ce niveau, ce dernier étant généralement faible. La fig. 14 montre que les harmoniques 5, 7 et 11 présents dans la tension du réseau seront tous atténués. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser les 2 circuits bouchons dans l'installation pour éliminer la distorsion, celui accordé à la fréquence 250 Hz donnant entière satisfaction comme on l'a constaté pendant les essais (fig. 15).

### 6. Conclusion

Cette étude a permis d'éclaircir le problème de la distorsion de l'onde de tension dans une installation d'essais à fréquence industrielle, essentiellement en cas de marche à vide ou en charge capacitive. On pourrait donc se demander quel sera le comportement en charge inductive ou résistive.

On ne s'est pas étendu sur ces deux derniers cas, étant donné que les objets qu'on essaie sur ce genre d'installations représentent presque toujours des capacités.

Néanmoins, à la lumière de cette étude on peut avancer qu'en n'importe quel cas de charge, les capacités entre spires qui forment la capacité propre de l'enroulement secondaire du transformateur d'essais jouent un rôle très important. Si, compte tenu de la charge, la fréquence de résonance de l'installation reste voisine de celle d'un harmonique présent dans la tension du réseau, on pourra observer une distorsion d'essai, due à cet harmonique.

### Bibliographie


[1] Essais à haute tension. Deuxième édition. Publication CEI 60. Genève, Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale, 1962.

[2] *R. Feldtkeller:* Bobines et transformateurs en électronique et télécommunications. Paris, Dunod, 1969.



**Adresse de l'auteur:**

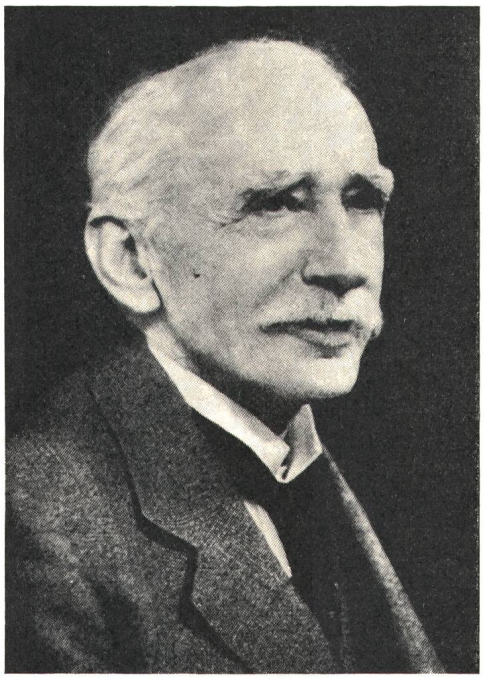
*J.-P. Boupda,* Chaire d'installations Electriques EPF-Lausanne, 16, chemin de Bellerive, 1007 Lausanne.


---

# JOHN AMBROSE FLEMING

**1849 — 1945**

3042



In der Reihe der Entwicklung zur Elektronenröhre stellt die Gleichrichterröhre die erste Stufe dar. John Ambrose Fleming, Sohn eines schottischen Pioniers der Zementherstellung, hat sie erfunden.

Fleming wurde am 29. November 1849 in Lancaster geboren. Als Knabe durfte er seinen Vater auf Reisen begleiten, wobei er sich für Lokomotiven und technische Einrichtungen interessierte. Als 14jähriger bastelte er mit Elementen und Leydener-Flaschen, wobei die ganze Familie für elektrische Schläge herhalten musste.

Nach Übersiedlung nach London kam der Junge ans College, wo er in Mathematik glänzte, aber in den Sprachen versagte. Technische Schulen gab es noch keine; um Ingenieur zu werden, musste man bei einer Firma ein teuer zu bezahlendes Praktikum absolvieren. Weil er sich das nicht leisten konnte, entschloss sich Fleming zum Chemiestudium und auch dabei musste er zwischenhinein mit Abzeichnen von Plänen Geld verdienen. 1871 wurde er Master of Science.

Die Vorliebe zur Elektrizität war aber geblieben. Zwar arbeitete er eine Zeitlang am Chemieinstitut in South Kensington, las dann die Schriften Faradays und wiederholte seine Versuche. Unter anderem konnte er Faradays Vermutung experimentell bestätigen, wonach in einer zwischen zwei Magnetpolen fliessenden Flüssigkeit eine Spannung induziert wird. 1877 gab er seine Stellung auf, um in Cambridge Physik zu studieren. Dort war er auch Schüler Maxwells (dessen Experimente stets auf das beste vorbereitet, aber die Vorlesungen sehr schwer verständlich waren).

Mit welchen Mitteln man arbeiten musste, lässt die Erzählung vom lebenden Ampèremeter erkennen. Als man am Institut noch kein Galvanometer besass, musste ein Labordiener Cavendishs herhalten und sagen, ob der Strom gleich stark, schwächer oder stärker als ein Vergleichsstrom sei. 1883 schloss Fleming sein zweites Studium ab und las von da an während 42 Jahren am Universitäts-College in London über Elektrizitätstechnologie. Er richtete sich mit der Zeit grosse Laboratorien ein und war auch einer der ersten, der mit seinen Studenten Werkbesuche ausführte. 1905 reichte er der Royal Society seinen berühmten Bericht über das «thermionische Ventil» ein. Zwanzig Jahre zuvor hatte Edison entdeckt, dass von einem im Vakuum glühenden Draht ein Strom zu einer positiv geladenen Platte fliesst (Edison-Effekt). Fleming ging den Zusammenhängen nach und zeigte, dass bei Speisung mit Wechselstrom eine Gleichrichterwirkung auftritt. Einige Jahre später griff er die Sache erneut auf und liess sich von Swan einige 12-V-Kohlefadenlampen bauen mit einem den Glühdraht umgebenden Metallzylinder. Damit war die Gleichrichterröhre geboren. Fleming nannte sie «thermionisches Ventil», während andere sie als «Fleming-Ventil» bezeichneten. Nur 2 Jahre später entwickelte der Amerikaner Lee de Forest aus dem Fleming-Ventil die Elektronenröhre (Triode).

Fleming schuf auch um 1897 die ersten Fokussier-Spulen für Braunsche Röhren, die später für Kathodenstrahl-Oscillographen und Fernsehröhren grosse Bedeutung erlangten.

Er war aber nicht nur ein erfolgreicher Wissenschaftler und guter Lehrer, sondern malte und photographierte selber, liebte Musik und machte grosse Reisen nach Amerika, Palästina und Ägypten, zu einer Zeit, als Reisen noch beschwerlich war.

Erst spät fielen Fleming die verdienten Ehrungen zu. Am 19. April 1945 starb er in Sidmouth im hohen Alter von 95½ Jahren.

*H. Wüger*