Office de la Propriété Intellectuelle du Canada
Un organisme d'Industrie Canada

Canadian Intellectual Property Office
An agency of Industry Canada

CA 2685157 A1 2008/11/06

(21) 2 685 157

(12) DEMANDE DE BREVET CANADIEN
CANADIAN PATENT APPLICATION

(13) A1

(86) Date de dépôt PCT/PCT Filing Date: 2008/04/22
(87) Date publication PCT/PCT Publication Date: 2008/11/06
(85) Entrée phase nationale/National Entry: 2009/10/23
(86) N° demande PCT/PCT Application No.: EP 2008/054843
(87) N° publication PCT/PCT Publication No.: 2008/132092
(30) Priorité/Priority: 2007/04/24 (FR07 54660)

(51) Cl.Int./Int.Cl. *H02J 3/18* (2006.01)

(71) Demandeur/Applicant:
AREVA T & D SAS, FR

(72) Inventeurs/Inventors:
BENCHAIB, ABDELKRIM, FR;
POULLAIN, SERGE, FR;
WEILER, YANNICK, FR

(74) Agent: FASKEN MARTINEAU DUMOULIN LLP

(54) Titre : SYSTEME ET PROCEDE DE CONTROLE D'UN TCSC DANS UN RESEAU DE TRANSPORT D'ENERGIE ELECTRIQUE NOTAMMENT PAR UNE APPROCHE DE TYPE LYAPUNOV

(54) Title: SYSTEM AND METHOD FOR CONTROL OF A TCSC IN AN ELECTRICITY TRANSPORT NETWORK, SPECIFICALLY USING A LYAPUNOV APPROACH

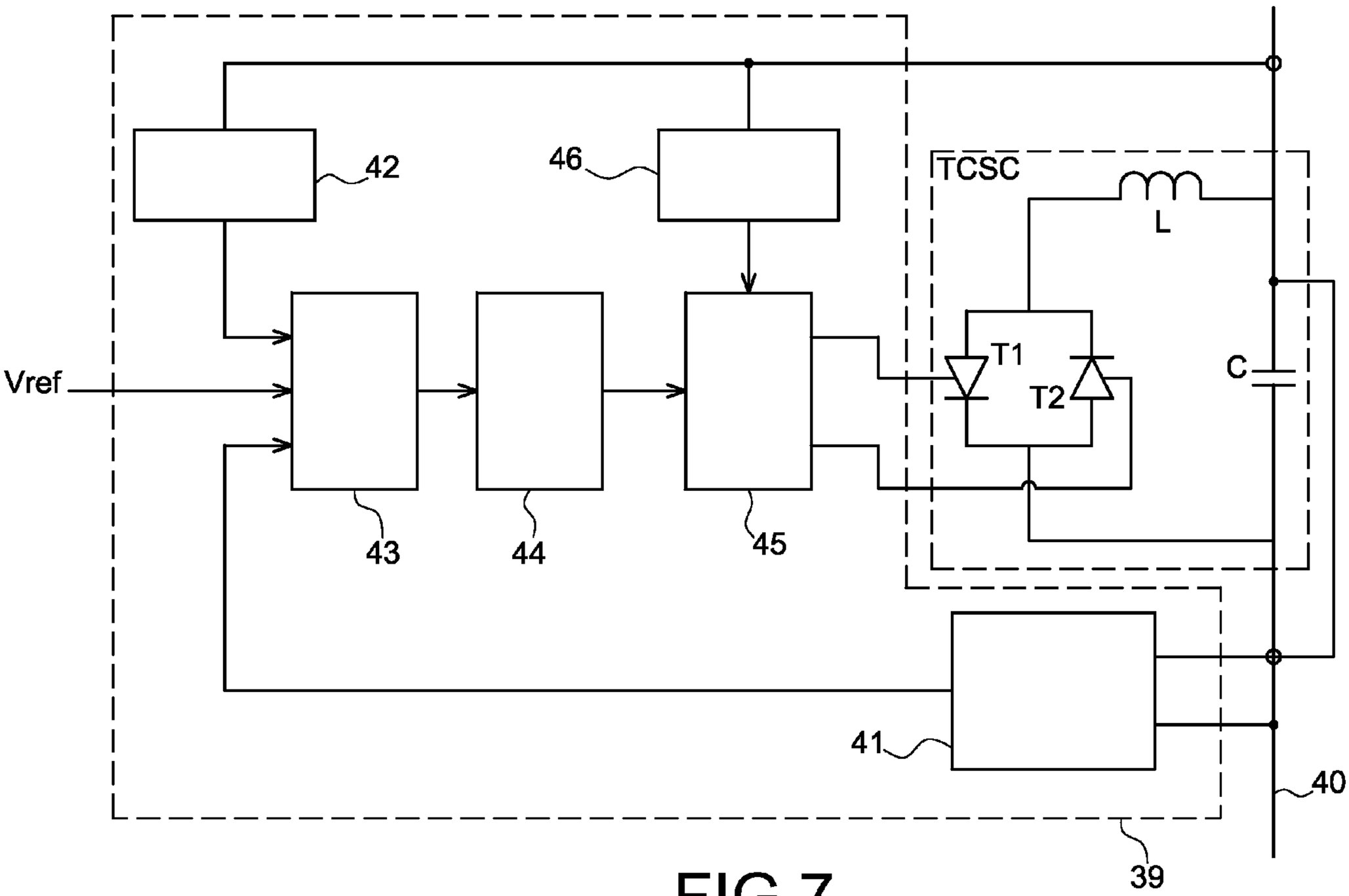

FIG.7

(57) Abrégé/Abstract:
L' invention concerne un système et un procédé de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension (40) d'un réseau de transport d'énergie électrique. Le système comprend : - un module de mesure de tension (41), - un mode de mesure du

(21) 2 685 157

(13) A1

(57) Abrégé(suite)/Abstract(continued):
courant (42), - un régulateur (43) selon une loi de commande non linéaire, qui reçoit en entrée les sorties des deux modules de mesure de tension et de courant, et une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, - un module (44) d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction, - un module (45) de commande des thyristors (T1, T2) du TCSC, qui reçoit une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant (46).

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international

(43) Date de la publication internationale
6 novembre 2008 (06.11.2008)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2008/132092 A1

(51) Classification internationale des brevets :
H02J 3/18 (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2008/054843

(22) Date de dépôt international : 22 avril 2008 (22.04.2008)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
07 54660 24 avril 2007 (24.04.2007) FR

(71) Déposant *(pour tous les États désignés sauf US)* : **AREVA T & D SA** [FR/FR]; Tour AREVA, 1, place de la Coupole, F-92084 Paris La Defense Cedex (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants *(pour US seulement)* : **BENCHAIB, Abdelkrim** [FR/FR]; 65 Boulevard Vauban, F-78180 Montigny Le Bretonneux (FR). **POULLAIN, Serge** [FR/FR]; 61 bis rue Fessart, F-92100 Boulogne Billancourt (FR). **WEILER, Yannick** [FR/FR]; 71 avenue d'Italie, F-75013 Paris (FR).

(74) Mandataire : **POULIN, Gérard**; Brevatome, 3, rue du Docteur Lancereaux, F-75008 Paris (FR).

(81) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible)* : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible)* : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM,

[Suite sur la page suivante]

(54) **Title:** SYSTEM AND METHOD FOR CONTROL OF A TCSC IN AN ELECTRICITY TRANSPORT NETWORK, SPECIFICALLY USING A LYAPUNOV APPROACH

(54) **Titre :** SYSTEME ET PROCEDE DE CONTROLE D'UN TCSC DANS UN RESEAU DE TRANSPORT D'ENERGIE ELECTRIQUE NOTAMMENT PAR UNE APPROCHE DE TYPE LYAPUNOV

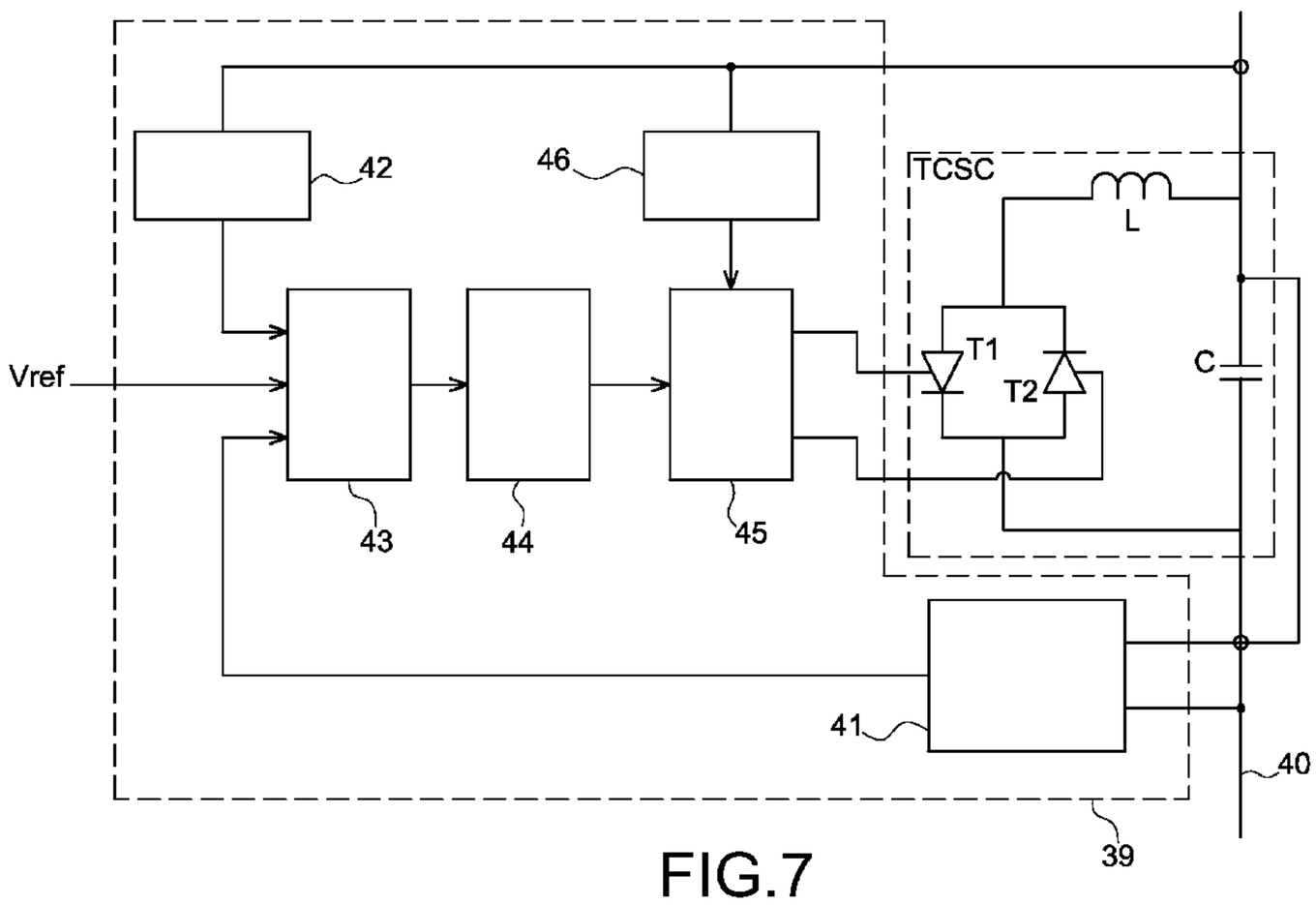

FIG.7

(57) **Abstract:** The invention concerns a system and a method for command of a TCSC fitted to a high voltage line (40) in an electricity transport network. The system comprises: - a voltage measuring module (41), - a current measuring module (42), - a regulator (43) following a nonlinear command law, which receives the outputs of the two modules for measuring voltage and current, and a reference voltage corresponding to the voltage fundamental sought from the terminals of the TCSC, - an extraction module (44) for the command angle according to an extraction algorithm, - a command module (45) for thyristors (T1, T2) of the TCSC, which receives a zero current reference delivered by a phase lock loop giving the current position (46).

[Suite sur la page suivante]

WO 2008/132092 A1

WO 2008/132092 A1

ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— *avec rapport de recherche internationale*

(57) Abrégé : L' invention concerne un système et un procédé de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension (40) d'un réseau de transport d'énergie électrique. Le système comprend : - un module de mesure de tension (41), - un mode de mesure du courant (42), - un régulateur (43) selon une loi de commande non linéaire, qui reçoit en entrée les sorties des deux modules de mesure de tension et de courant, et une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, - un module (44) d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction, - un module (45) de commande des thyristors (T1, T2) du TCSC, qui reçoit une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant (46).

SYSTEME ET PROCEDE DE CONTROLE D'UN TCSC DANS UN RESEAU DE TRANSPORT D'ENERGIE ELECTRIQUE NOTAMMENT PAR UNE APPROCHE DE TYPE LYAPUNOV

DESCRIPTION

DOMAINE TECHNIQUE

L'invention concerne un système et un procédé de contrôle d'un TCSC dans un réseau de transport d'énergie électrique notamment par une approche de type Lyapunov.

ÉTAT DE LA TECHNIQUE ANTÉRIEURE

L'accroissement continuel de la demande en électricité sature les grands réseaux de transport et de distribution d'énergie. L'ouverture totale du marché de l'électricité en Europe, d'une importance certaine sur le plan économique, soulève cependant bon nombre de problèmes, et montre notamment l'importance de l'interconnexion des grands réseaux, les réseaux moins sollicités pouvant ainsi soutenir ceux qui sont plus chargés. Les grands « black-out » (effondrement du réseau ou perte de synchronisme) survenus aux Etats-Unis et en Europe (Italie) au cours de l'été 2003 suite à une très forte demande en énergie ont fait prendre conscience aux opérateurs de la nécessité de développer les réseaux parallèlement à l'évolution de la demande. La maximisation du transfert de puissance devient dès lors une nouvelle contrainte à prendre en compte. La gestion et le contrôle des unités de production, la régulation, les capacités variables à interrupteurs

mécaniques ont été les premières méthodes utilisées pour le contrôle du flux de puissance. Cependant, il existe des applications nécessitant un contrôle continu qui serait impossible avec de telles méthodes. Les systèmes FACTS (« Flexible Alternative Current Transmission System ») offrent une réponse adéquate à ces nouvelles exigences, en contrôlant la puissance réactive. Parmi ceux-ci, le TCSC (« Thyristor Controled Series Capacitor ») reste, malgré les récentes avancées technologiques, la solution offrant le meilleur compromis entre les critères économiques et techniques. Il permet en plus du contrôle de la puissance réactive, l'accroissement de la stabilité du réseau, notamment face à l'apparition de phénomènes de résonance hyposynchrone.

Principe du transfert de puissance

Dans un réseau de transport d'énergie, l'électricité est produite par des alternateurs en courant alternatif triphasé, puis la tension est augmentée par des transformateurs élévateurs très haute tension avant d'être transmise sur le réseau. La très haute tension permet de transporter l'énergie sur de longues distances, tout en allégeant les structures et en minimisant les pertes par échauffement. Elle reste cependant limitée par des contraintes d'isolement des équipements et par des phénomènes de rayonnement électromagnétique. Le niveau de très haute tension offrant un bon compromis va de 400 kV à 800 kV.

Pour que la puissance puisse transiter entre une source et un récepteur, il faut que la

tension de la source soit déphasée d'un angle θ par rapport à la tension du récepteur. Cet angle θ est appelé angle interne de la ligne ou angle de transmission.

En notant Vs la tension côté source, Vr la tension côté récepteur, et Xl l'impédance purement inductive de la ligne, les puissances active P et réactive Q fournies par la source ont respectivement pour expressions :

$$P = \frac{V_s V_r}{Xl} \sin\theta \qquad Q = \frac{V_s^2 - V_s V_r \cos\theta}{Xl} \qquad P_{max} = \frac{V_s V_r}{Xl}$$

Ces expressions montrent que les puissances active et réactive transmises sur une ligne inductive sont fonction des tensions Vs et Vr, de l'impédance Xl et de l'angle de transmission θ.

Pour augmenter la puissance transmissible par la ligne, on peut donc agir de trois façons :

- Augmenter les tension Vs et Vr. On est alors vite limité par les distances d'isolement et le dimensionnement de l'installation. Le champ électromagnétique rayonné est plus important. Il y a donc un impact environnemental à prendre en compte. De plus le matériel est plus cher et la maintenance coûteuse.

- Agir sur l'angle de transmission θ. Cet angle est fonction de la puissance active fournie par les sites de production. L'angle maximal correspondant à P_{max} est $\theta = \pi/2$. Pour des angles supérieurs, on entre dans la partie descendance de la courbe $P=f(\theta)$, qui est une zone instable. Travailler avec des angles θ trop importants c'est risquer de perdre le contrôle du

réseau, notamment dans le cas d'un défaut transitoire (par exemple mise à la terre des phases) sur le réseau où le retour à un fonctionnement normal entraîne une augmentation transitoire de l'angle de transmission (afin d'évacuer l'énergie produite pendant le défaut qui n'a pu être utilisée par la charge et a été emmagasinée sous forme d'énergie cinétique dans les rotors des générateurs). Il est alors impératif que cet angle ne dépasse pas la limite de stabilité.

- Agir sur la valeur de l'impédance Xl que l'on peut faire baisser en plaçant un condensateur en série avec la ligne, compensant ainsi la puissance réactive générée par la ligne de transport d'énergie. La valeur de l'impédance Xl baissant, la puissance transmissible augmente pour un même angle de transmission. Les FACTS série sont des dispositifs qui permettent de réaliser cette fonction de compensation d'énergie réactive. Parmi les FACTS série, le FC (« Fixed Capacitor ») est le plus répandu. Cependant, il ne permet pas un réglage du degré de compensation. Si un tel réglage est requis, il est alors possible de faire appel à un système TCSC.

<u>Utilisation des FACTS série pour la compensation de puissance réactive</u>

L'utilisation des FACTS ouvre de nouvelles perspectives pour une exploitation plus efficace des réseaux électriques par action continue et rapide sur les différents paramètres du réseau : déphasage, tension, impédance. Ainsi, les transferts de puissance sont mieux contrôlés et les tensions mieux tenues, ce

qui permet d'augmenter les marges de stabilité et de tendre vers une exploitation des lignes de transport d'énergie par un transfert de courant maximum à la limite de la tenue thermique de ces lignes à haute et très haute tension.

Les FACTS peuvent être regroupés en deux familles : les FACTS parallèles et les FACTS série :

- Les FACTS parallèles regroupent notamment le MSC (« Mechanical Switched Capacitor »), le SVC (« Static Var Compensator ») et le STATCOM (« STATIC synchronous COMPensator »).

- Les FACTS série regroupent notamment le FC (« Fixed Capacitor »), le TSSC (« Thyristor Switched Serie Capacitor »), le TCSC (« Thyristor Controlled Serie Capacitor »), et le SSSC (« Static Synchronous Serie Compensator »).

La forme la plus élémentaire de FACTS série consiste en un simple condensateur (FC) placé en série sur la ligne de transmission. Ce condensateur compense une partie de l'inductance de la ligne. En notant Xc l'impédance de ce condensateur, et en négligeant la résistance des câbles, la puissance transmise par la ligne compensée s'écrit :

$$P = \frac{V_s V_r}{Xl - Xc} \sin\theta$$

En notant kc = $\frac{Xc}{Xl}$, le taux de compensation de la ligne, l'expression précédente devient :

$$P = \frac{V_s V_r}{Xl(1-kc)} \sin\theta$$

La figure 1 montre l'évolution de la puissance active en fonction de l'angle de transmission

pour trois valeurs différentes du taux de compensation : 0% (courbe 10), 30% (courbe 11), et 60% (courbe 12). L'amélioration apportée par la compensation série est nettement visible. En effet, le taux de compensation agit directement sur la valeur P_{max}. Ainsi, plus le taux de compensation est élevé, plus la puissance transmissible est importante ou plus l'angle de transmission est faible pour une même puissance transportée. De plus, l'augmentation de la puissance transmissible permet, par un accroissement de la marge de stabilité (i.e. marge de puissance active disponible avant l'angle critique de stabilité), d'améliorer la stabilité globale du réseau en cas de défaut transitoire sur la ligne de transport d'énergie.

Cependant, l'association de condensateurs, de capacité fixée et constante, avec l'inductance de la ligne de transport forme un système résonant peu amorti. Dans certains cas particuliers, notamment dans celui d'un retour à un fonctionnement normal consécutif à un défaut sur la ligne de transport, ce système résonnant peut se mettre à osciller à travers un échange d'énergie avec le système mécanique résonant constitué des masses et arbres des turbines des générateurs. Ce phénomène d'échanges d'énergie (plus connu sous le nom de « résonance sub-synchrone » ou SSR pour « Sub-Synchronous Resonance ») se traduit par des oscillation de puissance (et donc de couple électromagnétique) de fortes amplitudes, pouvant, dans certains cas, entraîner la rupture des arbres mécaniques des parties tournantes des générateurs.

Pour amortir ces oscillations de puissance, on peut alors avoir recours à un condensateur série commandable ou CSC (« Controlable Series Capacitor ») pour amortir artificiellement ces oscillations par un contrôle actif de la réactance capacitive insérée (et donc de l'impédance). L'équipement adéquat pour l'amortissement des oscillations de puissance utilise des thyristors pour contrôler cette réactance. Le dispositif le plus communément utilisé est le condensateur série commandé par thyristors, ou TCSC, qui offre une bonne solution aux problèmes de stabilité des réseaux, et est l'un des FACTS les moins coûteux.

Utilisation des TCSC pour la compensation de puissance réactive

Comme illustré sur la figure 2, un TCSC est constitué de deux branches parallèles. La première comprend deux thyristors T1 et T2 branchés tête-bêche en série avec une inductance L. Cette branche est appelée TCR ou « Thyristor Controlled Reactor » pour inductance contrôlée par thyristor qui peut être comparée à une inductance variable. La seconde branche ne contient qu'un condensateur C. L'inductance variable, montée en parallèle avec ce condensateur, permet de faire varier l'impédance du TCSC en compensant tout ou partie de l'énergie réactive produite par le condensateur. La modification de la valeur de cette impédance se fait en jouant sur l'angle d'amorçage des thyristors, i.e. l'instant dans une période où les thyristors commencent a conduire. Il y a une zone critique correspondant à la résonance du

circuit LC. La figure 3 permet de visualiser l'impédance globale du TCSC en fonction de l'angle d'amorçage. La zone de résonance 15 est nettement visible.

Le TCSC possède principalement deux modes de fonctionnement : le mode capacitif et le mode inductif. Le mode de fonctionnement dépend de la valeur de l'angle d'amorçage. Le démarrage du TCSC ne peut se faire qu'en mode capacitif.

Pour un angle d'amorçage supérieur à la valeur de résonance, le TCSC est en mode capacitif, et le courant est en avance sur la tension. Le TCSC fonctionne alors comme un condensateur et compense une partie de l'inductance de la ligne. La figure 4 illustre ainsi un fonctionnement en mode capacitif, la courbe 20 illustrant le courant capacitif, la courbe 21 illustrant le courant de ligne, la courbe 22 illustrant la tension capacitive (angle $\alpha = 65°$).

La tension aux bornes du condensateur est augmentée (ou boostée) grâce à un surplus de courant provenant de la charge de l'inductance qui est additionné au courant de ligne lors de la fermeture de l'un des thyristors, par exemple T1. Cet accroissement peut être caractérisé par le rapport Kb = X_{TCSC} / X_{CT} appelé facteur de Boost, où X_{CT} est l'impédance du condensateur seul. Lors de la demi-période suivante, l'amorçage de l'autre thyristor, par exemple T2, permet de reproduire le cycle pour l'alternance opposée. L'amorçage des thyristors T1 et T2 provoque ainsi un cycle de charge/décharge de l'inductance vers le condensateur C à chaque demi-période. Le cycle complet

dure une période complète du courant de ligne. Les deux thyristors T1 et T2 sont commandés en parallèle, l'un étant ouvert l'autre étant fermé, cette séquence variant avec l'alternance du courant.

Dans le cas d'un mode fonctionnement inductif, l'angle d'amorçage est inférieur à la valeur de résonance, et le courant est en retard sur la tension. L'ordre d'amorçage des thyristors est inversé. La tension est fortement déformée par la présence d'harmonique non-négligeables. La figure 5 illustre ainsi un fonctionnement en mode inductif, la courbe 25 illustrant le courant capacitif, la courbe 26 illustrant le courant de ligne, la courbe 27 illustrant la tension capacitive.

Les TCSC sont principalement utilisés en mode capacitif, mais dans certains cas particuliers, ils doivent fonctionner en mode inductif. Le passage d'un mode à l'autre se fait grâce à une commande particulière des thyristors. Ces transitions ne sont possibles que si la constante de temps du circuit LC est inférieure à la période du réseau.

En régime permanent, le passage par zéro de la tension aux bornes du TCSC (et donc le minimum, ou maximum selon l'alternance du courant de ligne, de l'intensité du courant dans le TCSC) correspond exactement au maximum du courant de ligne, i.e. $\pi/2$ dans le cas d'un courant sinusoïdal. De nombreux calculs de modélisation peuvent être facilités en se plaçant dans le cas du régime permanent. La symétrie résultant d'une telle approximation permet, en effet, de considérablement simplifier les différentes

expressions intervenant dans la modélisation. Cependant le modèle résultant n'est alors valable qu'en régime permanent, ce qui est une limitation importante puisque le contrôle se fait par variation de l'angle d'amorçage.

Dès que le régime devient transitoire (c'est à dire dès que l'angle d'amorçage varie), la symétrie évoquée précédemment disparaît, et, comme illustré sur la figure 6, on constate un déphasage Ø entre le maximum du courant de ligne i_1 (courbe 30) et le passage par zéro de la tension v (courbe 31) aux bornes du TCSC, la courbe 32 illustrant le courant i dans l'inductance du TCSC. Ce déphasage Ø est dû aux échanges d'énergie permanents entre l'inductance et la capacité. Tant que cet angle Ø, qui peut être vu comme une perturbation, conserve une valeur relativement petite, le système peut l'amortir et rester stable. Cependant des valeurs de Ø plus importantes peuvent conduire à des échanges d'énergie croissants aboutissant ainsi à l'instabilité du système.

L'angle d'amorçage α et l'angle de fin de conduction τ peuvent s'exprimer en fonction de l'angle de déphasage Ø grâce aux relations suivantes :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\sigma}{2} + \varnothing$$

$$\tau = \frac{\pi}{2} + \frac{\sigma}{2} + \varnothing$$

Modélisation du TCSC

Pour la suite on fait les hypothèses suivantes :

- les thyristors sont considérés comme idéaux, et toute non-linéarité à l'ouverture ou à la fermeture est négligée,

- les thyristors sont connectés dans une ligne simple reliant une génératrice débitant dans un bus infini,

- le courant de ligne a pour expression $i_l = I_l \sin(\omega_s t)$ et l'instant du maximum de courant est $\pi/2$,

- on se place dans l'intervalle $[\alpha, \alpha + \pi]$.

On introduit les notations suivantes :

α : angle d'amorçage des thyristors,

τ : angle de fin de conduction,

$\sigma = \tau - \alpha$: durée de conduction,

$\varnothing$: angle de déphasage,

ω_0 : pulsation de résonance,

ω_s :pulsation du réseau,

$$S = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega_s^2},$$

$$\eta = \frac{\omega_0}{\omega_s},.$$

L : inductance, R : résistance, C : capacité du TCSC,

pulsation du réseau : $\omega_s = 2*50*\pi$,

pulsation de résonnance : $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$,

la Capacité effective :

$$C_{eff}(\beta) = \left\{ \frac{1}{C} - \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{2C} S \left(\beta + \frac{\sin(2\beta)}{2} \right) + \omega_s^2 L S^2 \cos^2(\beta) \left(\tan(\beta) - \eta \tan(\eta\beta) \right) \right] \right\}^{-1}$$

β : Angle de semi-conduction

$u^* = \omega_s C_{eff}(\beta^*)$: admittance équivalente de référence du TCSC,

$V^* = [V_1^*, V_2^*]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*}, 0\right]^T$: tension de référence,

V_1 et V_2 : tensions mesurées,

$V_1^* \; et \; V_2^*$: tensions de référence,

$\tilde{V}_1 \; et \; \tilde{V}_2$: erreur de poursuite des tensions.

L'objectif principal est de proposer un modèle d'état du TCSC apte à représenter son comportement dynamique sur toute sa plage de fonctionnement. A partir des lois de Kirchoff et de la description du fonctionnement du TCSC, les équations régissant la dynamique du système se résument au système d'équation suivant :

$$\begin{cases} C\frac{dv}{dt} = i_l - i \\ L\frac{di}{dt} = qv - Ri \end{cases}$$

où q est la fonction de commutation telle que q = 1 pour $\omega_s t \in [\alpha, \tau]$ et q = 0 pour $\omega_s t \in [\tau, \pi + \alpha]$.

Le paramètre q pouvant prendre deux valeurs discrètes différentes selon l'état du système, le modèle obtenu s'apparente à un modèle d'état de type « structure variable ou hybride » (association de grandeurs continues et de grandeurs discrètes). Un tel modèle se prête assez mal à l'utilisation des techniques classiques de synthèse de lois de commande non linéaires, sauf à faire appel aux techniques très particulières de la commande des systèmes hybrides.

Afin d'obtenir un modèle plus adapté, on va maintenant introduire la notion de phaseur. La décomposition de Fourier en phaseurs, moyennés sur une période T, permet en effet de s'affranchir de cette structure double du modèle d'état.

La méthode de moyenne généralisée réalisée ici pour obtenir le modèle de dynamique des phaseurs est basée sur le fait qu'une sinusoïde x (.) peut être représentée sur l'intervalle]t-T,t] à l'aide d'une série de Fourier de la forme :

$$x(\tau) = \mathrm{Re}\left\{\sum_{k\geq 0} X_k(t) e^{jk\omega_s \tau}\right\}$$

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T}$$

$$\tau \in \left]t-T, t\right]$$

où Re représente la partie réelle, et $X_k(t)$ sont les coefficients complexes de Fourier, que l'on appelle également phaseurs. Ces coefficients de Fourier sont fonctions du temps, puisque l'intervalle considéré dépend du temps (on peut parler de fenêtre glissante). Le k-ième coefficient (ou phaseur k) au temps t est donné par la moyenne suivante :

$$X_k(t) = \frac{c}{T}\int_{t-T}^{t} x(\tau) e^{-jk\omega_s \tau}\, d\tau$$

$$X_k(t) = < x >_k (t)$$

avec c = 1 pour k = 0 et c = 2 pour k = > 0. On obtient un modèle d'état pour lequel les coefficients définis ci-dessus sont les variables d'état.

On appelle harmonique de rang k de la fonction x, la fonction sinusoïdale obtenue avec le

coefficient de Fourier d'indice k. C'est la fonction $X_k e^{jkw_s\tau}$. Le premier harmonique est appelé fondamental.

Pour k=0, le coefficient X_0 n'est autre que la valeur moyenne de x.

La dérivée du k-ième coefficient de Fourier est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{dX_k}{dt} = < \frac{dx}{dt} >_k - jk\omega_s X_k$$

On peut remarquer aussi que si $f\left(t + \frac{T}{2}\right) = -f(t)$, les harmoniques paires de f sont nulles.

La convention pour l'écriture des complexes peut varier. La plupart des articles concernant les modélisations et commandes du TCSC ont adopté la convention z = a-ib et non z = a+ib, écriture qui est utilisée ici. Cependant il est à noter que ce choix n'influe en rien sur les résultats présentés, tant que la décomposition des équations complexes en partie réelle et partie imaginaire se fait de manière rigoureuse et en respectant la convention adoptée dès le départ. La transformée de Fourier en elle même reste identique dans les deux cas. La seule différence importante vient du signe de ω_s. En effet en adoptant la convention a-ib, on change l'orientation de l'axe des imaginaires, la rotation des phaseurs change donc de sens et ω_s devient négatif.

Le modèle statique n'étant pas exploitable et s'avérant insuffisant, on va donc tenter d'établir un modèle présentant une dynamique sur les fondamentaux de tension et de courant.

En utilisant la décomposition de Fourier, on va donc pouvoir établir la dynamique des phaseurs des signaux de tension et de courant.

En partant des équations régissant les dynamiques de tension et de courant données précédemment :

$$\begin{cases} C\dfrac{dv}{dt} = i_l - i \\ L\dfrac{di}{dt} = qv - Ri \end{cases}$$

on applique la transformée de Fourier et on récupère alors le modèle :

$$\begin{cases} C < \dfrac{dv}{dt} >_k = < i_l >_k - < i >_k \\ L < \dfrac{di}{dt} >_k = < qv >_k - R < i >_k \end{cases}$$

avec $<qv>_k = \dfrac{2\omega_s}{\pi}\int_{\alpha/\omega_s}^{\tau/\omega_s} v(\omega_s t)e^{-jk\omega_s t}dt$.

D'après l'expression précédente donnant $\dfrac{dXt}{dt}$, le système précédent devient :

$$\begin{cases} C\dfrac{dV_k}{dt} = I_{lk} - I_k - \dfrac{1}{C}jk\omega_s V_k \\ L\dfrac{dI_k}{dt} = < qv >_k - RI_k - \dfrac{1}{L}jk\omega_s I_k \end{cases}$$

On va dans un premier temps se limiter uniquement au fondamental.

On note V_{1c}, V_{1s}, I_{1c}, I_{1s} les parties réelles (cosinus) et imaginaires (sinus) des fondamentaux (ou premiers phaseurs) de la tension et du courant. On a donc :

$$V_1 = V_{1c} + jV_{1s}$$
$$I_1 = I_{1c} + jI_{1s}$$

On sait que la contribution du fondamental sur le signal total est de la forme :

$$v_1 = V_{1c}\cos(\omega_s t) - V_{1s}\sin(\omega_s t)$$

Ainsi le calcul de $\langle qv \rangle_1$ donne:

$$\langle qv \rangle_1 = \frac{1}{\pi}\left[V_1\sigma + \tilde{V}_1 \sin(\sigma) e^{-2j\left(\frac{\pi}{2}+\phi\right)}\right]$$

On obtient ainsi un modèle d'état complexe du second ordre. En séparant les parties réelles et imaginaires, on trouve un modèle réel d'ordre 4, dont les variables d'état sont V_{1c}, V_{1s}, I_{1c}, I_{1s} :

$$\begin{cases} C\dfrac{dV_{1c}}{dt} = & I_{l1c} - I_{1c} - \dfrac{1}{C} j\omega_s V_{1s} \\ C\dfrac{dV_{1s}}{dt} = & I_{l1s} - I_{1s} - \dfrac{1}{C} j\omega_s V_{1c} \\ L\dfrac{dI_{1c}}{dt} = \mathrm{Re}(\langle qv \rangle_1) - RI_{1c} - \dfrac{1}{L} j\omega_s I_{1s} \\ L\dfrac{dI_{1s}}{dt} = \mathrm{Im}(\langle qv \rangle_1) - RI_{1s} - \dfrac{1}{L} j\omega_s I_{1c} \end{cases}$$

Cependant, si α est contrôlé, τ dépend du passage par zéro du courant dans l'inductance, et peut être déterminé par résolution d'une équation transcendante. En conséquence, τ ne dépend pas uniquement de V_1, I_1 et I_ℓ. Mais certaines approximations permettent de convertir le système précédent en un véritable modèle d'état. Il suffit pour cela de pouvoir exprimer $\varnothing$ en fonction des quantités citées précédemment. On a supposé que le signal était suffisamment bien approché par le signal obtenu avec le fondamental uniquement. On peut donc exprimer $\varnothing$ comme le décalage entre le fondamental du courant de ligne et le fondamental du courant dans l'inductance, i.e. :

$$\varnothing = \arg\left[-\boldsymbol{I}_\ell \cdot \bar{\boldsymbol{I}}_1\right]$$

Tous les paramètres du modèle peuvent ainsi être déterminés en fonction de V_1, I_1 et I_ℓ.

Lois de commande du TCSC

Le document référencé [1] en fin de description définit un dispositif de commande d'un TCSC selon une loi de commande telle que les instants des passages à zéro de la tension aux bornes du condensateur du TSC soient sensiblement équidistants même pendant des durées où le courant passant dans la ligne de transport d'énergie contient des composantes subsynchrones en plus de sa composante fondamentale.

Un second document de l'art connu, le document référencé [2], décrit trois lois de commande non linéaires pour un système TCSC : une loi de commande dont la synthèse est effectuée par une approche de type Lyapunov, une loi de commande de type IDA (« Interconnection and Damping Assignment ») et une loi de commande obtenue par une technique de type FLC (« Feedback Linearization Control »). Ce document analyse la stabilité de ces trois lois de commande, et utilise des simulations dans le domaine temporel pour vérifier les performances obtenues par ces trois lois de commande. Ce document décrit ainsi une loi de commande dite de type Lyapunov. Cependant, les performances avec cette loi de commande s'avèrent insuffisantes notamment à travers les deux problèmes techniques suivants :

- l'existence d'erreurs statiques, d'autant plus importantes que le point de fonctionnement s'approche de la zone de résonance du TCSC,

- un manque de robustesse (la robustesse correspondant au maintien des performances) en présence de perturbations externes.

L'invention a pour objet un système et un procédé de contrôle d'un TCSC dans un réseau de transport d'énergie électrique permettant de résoudre ces deux problèmes techniques, en proposant de nouvelles lois de commande générant les instants d'amorçage des thyristors du TCSC.

EXPOSÉ DE L'INVENTION

L'invention concerne un système de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension d'un réseau de transport d'énergie électrique, qui comprend :

- un module de mesure de tension qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,

- un mode de mesure du courant qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant circulant dans la ligne haute tension,

- un régulateur selon une loi de commande non linéaire, qui reçoit en entrée les sorties des deux modules de mesure de tension et de courant, et une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, et qui délivre une admittance effective équivalente,

- un module d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction qui reçoit

cette admittance effective équivalente et qui délivre un angle de commande,

caractérisé en ce qu'il comprend en outre :

- un module de commande des thyristors du TCSC, qui reçoit cet angle de commande et une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant,

et en ce que la loi de commande est telle que :

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & u_{tot} \geq u_{\max} \\ u_{tot}, & u_{\min} \leq u_{tot} \leq u_{\max} \\ u_{\min}, & u_{tot} \leq u_{\min} \end{cases}$$

avec :

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*) R_2 \tilde{V}_2 + u^* \tilde{V}_1 \frac{C}{\tilde{V}_2 |i_l|} \dot{V}_1^* - R_3 \frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

avec :

$u^* = \omega_s C_{eff}(\beta^*)$: admittance effective équivalente au point d'équilibre (régime permanent),

$V^* = [V_1^*, V_2^*]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*}, 0 \right]^T$: tension de référence,

V_1 et V_2 : tensions mesurées,

V_1^* et V_2^* : tensions de référence,

$\tilde{V}_1$ et $\tilde{V}_2$: erreur de poursuite de tensions,

R_2, R_3 et ε : paramètres de réglage,

$|i_l|$: module du courant de ligne.

sign : Fonction de commutation dont des exemples sont donnés en figures 12 et 13.

Avantageusement l'algorithme d'extraction d'angle comprend un tableau, une modélisation ou une recherche par dichotomie.

L'invention concerne également un procédé de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension d'un réseau de transport d'énergie électrique, qui comprend les étapes suivantes :

- une étape de mesure de tension qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,
- une étape de mesure du courant qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant de la ligne haute tension,
- une étape de régulation selon une loi de commande non linéaire, à partir des signaux de mesure de tension et de courant, et d'une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, pour obtenir une admittance effective équivalente,
- une étape d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction d'angle à partir de cette admittance effective équivalente, pour obtenir un angle de commande,

caractérisé en ce qu'il comprend, en outre :

- une étape de commande des thyristors du TCSC à partir de cet angle de commande et d'une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant,

et en ce que la loi de commande est telle que :

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & u_{tot} \geq u_{\max} \\ u_{tot}, & u_{\min} \leq u_{tot} \leq u_{\max} \\ u_{\min}, & u_{tot} \leq u_{\min} \end{cases}$$

avec :

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*) R_2 \tilde{V}_2 + u^* \tilde{V}_1 \frac{C}{\tilde{V}_2 |i_l|} \dot{V}_1^* - R_3 \frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

avec :

$u^* = \omega_s C_{eff}(\beta^*)$: admittance effective équivalente au point d'équilibre (régime permanent),

$V^* = [V_1^*, V_2^*]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*}, 0\right]^T$: tension de référence,

V_1 et V_2 : tensions mesurées,

V_1^* et V_2^* : tensions de référence,

$\tilde{V}_1$ et $\tilde{V}_2$: erreur de poursuite de tensions,

R_2, R_3 et ε : paramètres de réglage,

$|i_l|$: module du courant de ligne.

sign : Fonction de commutation dont des exemples sont donnés en figures 12 et 13.

Avantageusement la loi de commande peut être déterminée à partir d'une approche de type Lyapunov.

Une telle loi de commande permet d'obtenir une robustesse nettement améliorée, plus particulièrement en en mode capacitif. Elle permet également de supprimer les erreurs statiques en modes capacitif et inductif.

BRÈVE DESCRIPTION DES DESSINS

La figure 1 illustre la puissance active en fonction de l'angle de transmission pour trois valeurs différentes du taux de compensation.

La figure 2 illustre le schéma électrique du TCSC.

La figure 3 illustre l'impédance du TCSC en fonction de l'angle d'amorçage.

La figure 4 illustre le fonctionnement du TCSC en mode capacitif.

La figure 5 illustre le fonctionnement du TCSC en mode inductif.

La figure 6 illustre les courbes de courant et de tension du TCSC en mode capacitif.

La figure 7 illustre le système de l'invention.

La figure 8 illustre l'admittance effective équivalente du TCSC en fonction de l'angle β, dans un système de l'art connu.

La figure 9 illustre l'erreur statique sur le fondamental de tension en fonctionnement proche de la résonance (58,7 degrés) dans un système de l'art connu.

La figure 10 illustre une approximation de la fonction signe.

La figure 11 illustre une approximation « optimisée » de la fonction signe.

La figure 12 illustre la disparition de l'erreur statique sur le fondamental de tension, grâce au procédé de l'invention.

Les figures 13 à 15 illustrent les résultats comparatifs obtenus avec la loi de commande définie dans le document référencé [2] et avec la loi de commande de l'invention.

EXPOSÉ DÉTAILLÉ DE MODES DE RÉALISATION PARTICULIERS

Le système de commande d'un TCSC dans un réseau de transport d'énergie électrique selon l'invention est illustré sur la figure 7. Ce TCSC, qui est disposé sur une ligne haute tension 40, comprend un condensateur C, une inductance L, et un ensemble de deux thyristors T1 et T2.

Ce système de commande 39 comprend :

- un module de mesure de tension 41 qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,
- un module de mesure du courant 42 qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant circulant dans la ligne haute tension 40,
- un régulateur 43 selon une loi de commande non linéaire déterminée, qui reçoit en entrée les sorties des deux modules 41 et 42 de mesure de tension et de courant, et une tension de référence V_{ref} correspondant au fondamental (harmonique 1 à 50 Hz) de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, et qui délivre une admittance effective équivalente,
- un module 44 d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction d'angle (par exemple un tableau, une modélisation ou une recherche

par dichotomie) qui reçoit cette admittance effective équivalente et qui délivre un angle de commande,

- un module 45 de commande des thyristors T1 et T2 du TCSC qui reçoit cet angle de commande et une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage 46 de phase donnant la position du courant.

Le procédé de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension d'un réseau de transport d'énergie électrique selon l'invention, comprend donc les étapes suivantes :

- une étape de mesure de tension qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,
- une étape de mesure du courant qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant circulant dans la ligne haute tension,
- une étape de régulation selon une loi de commande non linéaire, à partir des signaux de mesure de tension et de courant, et d'une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, pour obtenir une admittance effective équivalente,
- une étape d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction d'angle à partir de cette admittance effective équivalente pour obtenir un angle de commande,
- une étape de commande des thyristors (T1, T2) du TCSC à partir de cet angle de commande et d'une

référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant.

Pour décrire plus précisément le procédé de l'invention, on va, ci-dessous, analyser successivement une loi de commande de l'art connu, et une première et seconde lois de commande de l'invention.

Loi de commande de l'art connu

On va, à présent, analyser une loi de commande de l'art connu décrite dans le document référencé [2]. Cette loi de commande est obtenue par une approche de type Lyapunov.

L'objectif de celle loi de commande est de maintenir le fondamental de la tension V aux bornes du TCSC à une valeur de référence V*, et d'amortir d'éventuelles perturbations en contrôlant l'angle d'amorçage des thyristors. Dans cette loi de commande, on considère un modèle simplifié du fondamental du signal de tension.

On a, précédemment, détaillé la démarche qui permet d'obtenir un modèle d'état de la forme :

$$\begin{cases} C\dfrac{dV}{dt} = I_l - I - JC\omega_s V \\ L\dfrac{dI}{dt} = \langle qv \rangle 1 - JL\omega_s I \end{cases}$$

où q désigne une fonction de commutation décrivant le statut des thyristors : q = 1 si l'un des thyristors est fermé, et q = 0 lorsque les thyristors sont tous les deux ouverts. I et V désignent les coefficients fondamentaux de Fourier (ou 1-phaseurs) de i et v,

respectivement le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du TCSC.

J désigne la matrice $\begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$, utilisée en remplacement du complexe j pour exprimer les phaseurs comme vecteurs comprenant les parties réelles et imaginaires des phaseurs complexes correspondants.

On peut rappeler par ailleurs que le premier phaseur du courant de ligne Il est donné par la formule $I_1 = [0,-|i_1|]^T$, où $|i_1|$ désigne l'amplitude du courant circulant dans la ligne.

Ce modèle d'état peut être réduit, tout en préservant une bonne précision, en considérant que les dynamiques des phaseurs de courant I sont beaucoup plus importantes que celles des phaseurs de tension V. Cette hypothèse peut être confirmée en observant les valeurs propres du système linéarisé. On peut ainsi considérer que, rapidement, $\frac{dI}{dt} \approx 0$. On en tire :

$$I = -J\frac{<qv>1}{\omega_s L}$$

Or on peut écrire :

$$\frac{<qv>1}{L} = \frac{V}{Leff(\sigma)}$$

où Leff(σ)désigne l'inductance effective de la branche TCR, dépendant de l'angle de conduction σ. On choisit de remplacer cet angle de conduction σ par l'angle de demi-conduction $\beta = \frac{\sigma}{2}$. On obtient ainsi finalement :

$$I = -J\frac{V}{\omega_s L_{eff}(\sigma)}$$

En remplaçant I par sa nouvelle expression dans la première équation du système, on obtient :

$$C\frac{dV}{dt} = I_1 + J\frac{V}{\omega_s L_{eff}(\beta)} - J\omega_s CV$$

$$C\frac{dV}{dt} = I_1 - J\omega_s\left(C - \frac{1}{\omega_s^2 L_{eff}(\beta)}\right)V$$

On préfère en général utiliser la capacitance effective d'état quasi-permanent C_{eff} plutôt que l'inductance effective L_{eff}. Ces deux grandeurs sont liées par la relation suivante :

$$L_{eff}(\beta) = \frac{1}{\omega_s^2 (C - C_{eff}(\beta))}$$

Cette capacitance effective d'état quasi-permanent C_{eff} peut s'exprimer en fonction de l'angle de semi-conduction β grâce à l'égalité suivante :

$$C_{eff}(\beta) = \left\{\frac{1}{C} - \frac{4}{\pi}\left[\frac{1}{2C}S\left(\beta + \frac{\sin(2\beta)}{2}\right) + \omega_s^2 LS^2\cos^2(\beta)\left(\tan(\beta) - \eta\tan(\eta\beta)\right)\right]\right\}^{-1}$$

On rappelle l'expression suivante : $\eta = \frac{\omega_o}{\omega_s}$

On obtient alors le modèle :

$$C\frac{dV}{dt} = I_l - J\omega_s C_{eff}(\beta)V$$

Le contrôle est ici représenté par β. Cette équation est donc fortement non-linéaire du point de vue de la variable de contrôle. Le calcul d'une loi de commande à partir de cette équation serait donc laborieux.

Comme proposé dans le document référencé [2], on peut cependant réécrire l'équation précédente sous une forme convenant mieux à la conception d'une loi de commande :

$$C\frac{dV}{dt} = I_l - Ju(\beta)V$$

On a ici défini l'entrée de contrôle u en posant $u(\beta) = \omega_s C_{eff}(\beta)$.

La figure 8 montre l'admittance effective $\omega_s C_{eff}(\beta)$. Le signe de cette admittance varie selon le mode de fonctionnement du TCSC : positif en capacitif, négatif en inductif.

Après avoir calculé le signal de contrôle u, l'angle β peut-être trouvé grâce à l'équation précédente donnant $C_{eff}(\beta)$ (par exemple par dichotomie). Il peut également être extrait d'une table remplie préalablement. Connaissant β on en déduit l'angle d'amorçage α (mesuré par rapport au passage par zéro du courant de ligne) en calculant :

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \beta$$

L'objectif de contrôle consiste à trouver u (et donc β) tel que l'admittance effective $u(\beta) = \omega_s C_{eff}(\beta)$ prenne la valeur de référence constante $u^* = \omega_s C_{eff}(\beta^*)$. Le problème présenté ici est donc un problème de régulation sur l'état V du système.

On remarque également que le système décrit par l'équation précédente donnant C dV/dt admet un unique point d'équilibre $\overline{V} = \frac{-JI_l}{u^*}$ pour une constante u* donnée.

L'objectif consiste donc à amener la tension V à une référence constante $V^* = \overline{V}$ en calculant le signal de contrôle u approprié.

D'après l'hypothèse $I_1 = \left[0,-|i_l|\right]^T$, on a donc

$$V^* = \left[V_1^*, V_2^*\right]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*},0\right]^T .$$

En raison de contraintes physiques et pour des raisons de sécurité, le signal de contrôle (admittance effective) est restreint à un intervalle donné pour chaque régime de fonctionnement :

$u_{\min}^{cap} < u < u_{\max}^{cap}$ (cap = capacitif)

$u_{\min}^{ind} < u < u_{\max}^{ind}$ (ind = inductif)

En modifiant le modèle de manière à travailler sur les dynamiques des erreurs, et non plus sur le signal même, Ces dynamiques sont données par le système suivant :

$$C\dot{V}_1 = uV_2$$

$$C\dot{\tilde{V}}_2 = -u\tilde{V}_1 - V_1^*\tilde{u}$$

avec $(\tilde{\cdot}) = (\cdot) - (\cdot)^*$.

Partant de ce nouveau modèle, on considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$W = \frac{C}{2}\tilde{V}^T\tilde{V} + \frac{|i_1|}{|u^*|b}\int_0^z \mathrm{sat}(\tau)\mathrm{d}\tau$$

avec b constante positive, z variable auxiliaire (nulle au point d'équilibre) et sat (τ) est une fonction de saturation vérifiant les propriétés suivantes :

$\tau\,\mathrm{sat}(\tau) > 0$

$\mathrm{sat}(0) = 0$

$\mathrm{sat}_{min} \leq \mathrm{sat}(\tau) \leq \mathrm{sat}_{max}$

Une fonction de Lyapunov de ce type est communément utilisée dans le domaine de

l'électrotechnique. Elle peut-être regardée comme une forme d'énergie mécanique, somme d'une énergie cinétique (premier terme) et d'une énergie potentielle (terme intégrale).

On vérifie aisément que W est bien une fonction de Lyapunov : cette fonction est bien nulle au point d'équilibre (0,0) (on a z=0 au point d'équilibre), et strictement positive partout ailleurs.

On va, à présent, calculer la dérivée en temps de W le long des trajectoires du système donnant $C\dot{\tilde{V}}_1$ et $C\dot{\tilde{V}}_2$:

On pose $h(z) = \int_0^z \mathrm{sat}(\tau)\mathrm{dr}$. On a alors $\frac{dh(z)}{dt} = \frac{dh(z)}{dz}\frac{dz}{dt} = sat(z)\,\dot{z}$, ce qui donne pour la dérivée totale :

$$\dot{W} = -\tilde{V}_2 V_1^{*} \tilde{u} + \frac{|i_l| sat(z)\dot{z}}{|u^*|b}$$

$$\dot{W} = \frac{|i_l|}{u^*}\tilde{V}_2\tilde{u} + \frac{|i_l| sat(z)\dot{z}}{|u^*|b}$$

$$\dot{W} = \frac{|i_l|}{u^* b}\left(V_2\tilde{u}b + sign(u^*)sat(z)\dot{z}\right)$$

Cette dérivée peut-être rendue négative avec la commande suivante :

$$\tilde{u} = -sign(u^*)sat(z)$$

$$\dot{z} = -az + b\tilde{V}_2$$

où a est une constante positive. a et b peuvent être vus comme des coefficients de réglage. En utilisant les deux expressions précédentes, la dérivée de la fonction W devient :

$$\dot{W} = \frac{|i_l|}{u^* b}\left(-sign(u^*)sat(z)V_2 b + sign(u^*)sat(z)\dot{z}\right)$$

$$\dot{W} = -\frac{|i_l|a}{|u^*|b} z.sat(z)$$

La dérivée est donc négative. De plus

$$\begin{aligned} &\dot{W} = 0 \\ &\Leftrightarrow z \equiv 0 \\ &\Leftrightarrow \left.\begin{matrix}\tilde{V}_2 \\ \tilde{u}\end{matrix}\right\} = 0 \\ &\Leftrightarrow \tilde{V}_1 = 0 \end{aligned}$$

L'unique point d'équilibre de ce système est donc l'origine (0,0), et ce point est asymptotiquement stable.

Le système donnant $\dot{z}$ converge vers sat(z), donc sat(z) est donné par l'équation :

$$0 = -asat(z) + b\tilde{V}_2$$

$$\text{sat(z)} = \frac{b}{a}\tilde{V}_2$$

On pose $\frac{b}{a} = R_2$.

La loi de commande est donc finalement donnée par l'expression suivante :

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & u_{tot} \geq u_{\max} \\ u_{tot}, & u_{\min} \leq u_{tot} \leq u_{\max} \\ u_{\min}, & u_{tot} \leq u_{\min} \end{cases}$$

avec :

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*)R_2\tilde{V}_2$$

et donc :

$$\tilde{u} = u_{tot} - u^* = sign(u^*)R_2\tilde{V}_2$$

où R_2 est un paramètre de réglage du système.

Dans le cas d'une référence variable, le problème peut être vu comme un problème de suivi de trajectoire(« tracking trajectory »).

Le système d'erreur devient alors :

$$C\ddot{\tilde{V}}_1 = u\tilde{V}_2 - C\dot{V}_1^*$$

$$C\ddot{\tilde{V}}_2 = -u\tilde{V}_1 - V_1^*\tilde{u}$$

Cette variation de référence introduit un nouveau terme dans la commande. On a cette fois :

$$\tilde{u} = -sign(u^*)R_2\tilde{V}_2 + u^*\tilde{V}_1\frac{C}{|i_l|\tilde{V}_2}\dot{V}_1^*$$

Il faut alors naturellement penser à saturer le terme du dénominateur $\tilde{V}_2$ pour l'empêcher de s'annuler.

Ce terme supplémentaire n'entraîne aucune différence sur le résultat final mais permet de traiter rigoureusement le cas d'une référence variable.

Ce modèle paraît efficace au premier abord et la dynamique est sensiblement identique à celle de la boucle ouverte. Cependant on constate, comme illustré sur la figure 9, l'apparition d'une erreur statique dans les zones proches de la résonance, la courbe 48 illustrant la référence et la courbe 49 le premier harmonique.

Cette erreur statique peut s'expliquer de plusieurs manières : imprécision de mesure, simplifications du modèle et absence d'harmonique, mauvais réglage de gain etc....

L'objet de l'invention est donc notamment de modifier cette loi de façon à éliminer cette erreur statique.

Première loi de commande de l'invention

Dans le procédé de l'invention on conserve en grande partie la démarche développé ci-dessus pour décrire la loi de commande de l'art connu. Le modèle simplifié reste donc le même :

$$C\frac{dV}{dt} = I_l - Ju(\beta)V$$

On conserve la fonction de Lyapunov précédente donnant W, et on rajoute cette fois dans la commande le terme :

$$-R_3 sign(\tilde{V}_1)$$

On choisit également, pour éviter les phénomènes d'oscillations (« chattering »), d'approcher la fonction signe.

Une première possibilité consiste à utiliser une approximation du type :

$$sign(x) \simeq \frac{x}{|x| + \varepsilon}$$

avec ε assez faible et déterminé en fonction de la constante de temps du système, comme illustré sur la figure 10, la courbe 50 illustrant la fonction signe et la courbe 51 illustrant la fonction signe approchée.

Cependant on choisit d'utiliser une approximation plus efficace illustré sur la figure 11. La formule précédente reste identique mais ε est choisi grand, de manière à "aplatir" la fonction signe approchée 51 au voisinage de 0.

Une telle approche revient à introduire un gain variable. Ainsi, le gain tend vers zéro lorsque l'erreur tend vers zéro (i.e. la sortie commandée tend ver la référence), ce qui évite de trop solliciter l'actionneur lorsque la sortie est proche de la référence.

La loi de commande devient alors :

$$\tilde{u} = -sign(u^*)R_2\tilde{V}_2 + u^*\tilde{V}_1\frac{C}{\tilde{V}_2|i_l|}\dot{V}_1^* - R_3\frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

ou:

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*)R_2\tilde{V}_2 + u^*\tilde{V}_1\frac{C}{\tilde{V}_2|i_l|}\dot{V}_1^* - R_3\frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

On peut vérifier la stabilité du système avec cette nouvelle loi de commande. La dérivée de la fonction W devient :

$$\dot{W} = \frac{|i_1|}{u^*b}\left\{b\tilde{V}_2\left[-\text{sign}(u^*)\text{sat}(z) - R_3\text{sign}(\tilde{V}_1) + u^*\tilde{V}_1\frac{C}{\tilde{V}_2|i_1|}\dot{V}_1^*\right] + \text{sign}(u^*)\text{sat}(z)\dot{z}\right\} - C\tilde{V}_1\dot{V}_1^*$$

On choisit cette fois :

$$\dot{z} = -az + b\tilde{V}_2 + R_3b\tilde{V}_2\text{sign}(u^*)\text{sign}(\tilde{V}_1)\frac{1}{\text{sat}(z)}$$

ce qui donne :

$$\dot{W} = \frac{|i_1|}{u^*b}\left(-b\tilde{V}_2\text{sign}(u^*)\text{sat}(z) - bV_2R_3\text{sign}(\tilde{V}_1) + \text{sign}(u^*)\text{sat}(z)\right.$$
$$\left.(-az + b\tilde{V}_2 + R_3b\tilde{V}_2\text{sign}(u^*)\text{sign}(\tilde{V}_1)\frac{1}{\text{sat}(z)})\right)$$

$$\dot{W} = -\frac{|i_1|a}{|u^*|b}z.\text{sat}(z)$$

Le système reste donc stable avec cette nouvelle loi de commande.

De plus on a cette fois :

$$0 = -a.sat(z) + b\tilde{V}_2 + R_3\tilde{V}_2 sign(u^*) sign(\tilde{V}_1)\frac{1}{sat(z)}$$

ce qui entraîne :

$$sat(z) = \frac{b\tilde{V}_2 \pm \sqrt{\Delta}}{2a}$$

avec $\Delta = (b\tilde{V}_2)^2 + 4aR_2\tilde{V}_2 sign(V_1^*)\, sign(\tilde{V}_1)$

Une solution consiste à choisir $\Delta = 0$. On peut ainsi trouver une relation liant a et b, que l'on peut remplacer dans l'expression de sat(z).

Cette loi de commande permet d'éliminer l'erreur statique, comme illustré sur la figure 12, et même améliorer la dynamique du système, la courbe 55 illustrant la référence, et la courbe 56 illustrant le premier harmonique.

Les figures 13 à 15 illustrent des résultats comparatifs obtenus avec la loi de commande de l'art connu telle que définie dans le document référencé [2] et avec la première loi de commande de l'invention.

La figure 13 illustre ainsi un fonctionnement sans harmoniques obtenu successivement en mode capacitif (de 0 à 0,9 secondes) et en mode inductif (de 0,9 à 2 secondes) avec :

- un signal de référence I,
- le signal II obtenu avec le document référencé [2],
- le signal de l'invention III.

Comme cela apparaît clairement entre 0,2 secondes et 0,6 secondes la loi de commande de l'invention permet de réduire l'erreur statique par

rapport au document référencé [2]. De plus elle permet un gain en rapidité.

La figure 14 illustre un fonctionnement avec un courant de ligne comportant des harmoniques, comme illustré sur la figure 15. La loi de commande de l'invention est moins sensible aux perturbations (harmoniques) que le document référencé [2]. De plus elle est plus robuste.

Seconde loi de commande de l'invention

Cette seconde loi de commande a pour objet de tenir compte des harmoniques afin d'améliorer la robustesse ou la dynamique des lois de commande en prenant en compte la contribution des harmoniques comme une perturbation mesurée.

En reprenant les calculs précédents, on obtient le système simplifié suivant :

$$C\frac{dV}{dt} = I_l - Ju(\beta)V + J\frac{P}{L\omega_s}$$

où P = $[P_1, P_2]^T$ représente la contribution connue et mesurée des harmoniques.

Le nouveau point d'équilibre de ce système est donné par :

$$V^* = \frac{1}{u^*}\left[-|i_l| + \frac{P_1}{L\omega_s}, \frac{P_2}{L\omega_s}\right]$$

On obtient cette fois comme système d'erreur :

$$C\dot{\tilde{V}}_1 = u\tilde{V}_2 + (u-1)\frac{P_2}{L\omega_s}$$

$$C\dot{\tilde{V}}_2 = -u\tilde{V}_1 - V_1^*\tilde{u}$$

La fonction de Lyapunov étant toujours donné par :

$$W = \frac{C}{2}\tilde{V}^T\tilde{V} + \frac{|i_1|}{|u^*|b}\int_0^z sat(\tau)d\tau$$

sa dérivée devient à présent :

$$\dot{W} = \frac{|i_1|}{u^*}\left\{\tilde{u}\tilde{V}_2\left(1 - \frac{P_1}{L\omega_s}\frac{1}{|i_1|} + \frac{u^*\tilde{V}_1}{|i_1|\tilde{V}_2}\frac{P_2}{L\omega_s}\right) + sign(u^*)\frac{sat(z)}{b}\dot{z}\right\} + (u^* - 1)\tilde{V}_1\frac{P_2}{L\omega_s}$$

Cette dérivée peut être rendue négative en posant la seconde loi de commande :

$$\tilde{u} = \left(-sign(u^*)R_2\tilde{V}_2 - (u^* - 1)\frac{u^*\tilde{V}_1}{|i_1|\tilde{V}_2}\frac{P_2}{L\omega_s}\right)\frac{1}{1 - \frac{P_1}{L\omega_s}\frac{1}{|i_1|} + \frac{u^*\tilde{V}_1}{|i_1|\tilde{V}_2}\frac{P_2}{L\omega_s}}$$

La contribution des harmoniques, dont le spectre peut faire apparaître des fréquences élevées, est filtrée afin de ne pas déstabiliser le système en faisant saturer la commande.

On obtient dans ce cas le résultat déjà illustré sur la figure 12, l'erreur statique étant donc également annulée.

REFERENCES

[1] US 5 801 459

[2] G. ESCOBAR, A. STANKOVIC, P. MATTAVELLI, R. ORTEGA, "A comparative Study of three Nonlinear Controllers for TCSC" (IEEE Porto Tech Conference, 10-13 septembre 2001, Porto).

REVENDICATIONS

1. Système de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension (40) d'un réseau de transport d'énergie électrique, qui comprend :

- un module de mesure de tension (41) qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,

- un mode de mesure du courant (42) qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant circulant dans la ligne à haute tension,

- un régulateur (43) selon une loi de commande non linéaire, qui reçoit en entrée les sorties des deux modules de mesure de tension et de courant, et une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, et qui délivre une admittance effective équivalente,

- un module (44) d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction qui reçoit cette admittance effective équivalente et qui délivre un angle de commande,

caractérisé en ce qu'il comprend, en outre :

- un module (45) de commande des thyristors (T1 et T2) du TCSC, qui reçoit cet angle de commande et une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant (46),

et en ce que la loi de commande est telle que :

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & u_{tot} \geq u_{\max} \\ u_{tot}, & u_{\min} \leq u_{tot} \leq u_{\max} \\ u_{\min}, & u_{tot} \leq u_{\min} \end{cases}$$

avec :

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*) R_2 \tilde{V}_2 + u^* \tilde{V}_1 \frac{C}{\tilde{V}_2 |i_l|} \dot{V}_1^* - R_3 \frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

et :

$u^* = \omega_s C_{eff}(\beta^*)$ admittance effective équivalente au point d'équilibre (régime permanent),

$V^* = [V_1^*, V_2^*]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*}, 0\right]^T$: tension de référence,

V_1 et V_2 : tensions mesurées,

$V_1^* \; et \; V_2^*$: tensions de référence,

$\tilde{V}_1 \; et \; \tilde{V}_2$: erreur de poursuite de tensions,

R_2, R_3 et ε : paramètres de réglage,

$|i_l|$: module du courant de ligne,

sign : fonction de communication.

2. Système selon la revendication 1, dans lequel l'algorithme d'extraction d'angle comprend un tableau, une modélisation ou une recherche par dichotomie.

3. Procédé de commande d'un TCSC disposé sur une ligne haute tension (40) d'un réseau de transport d'énergie électrique, qui comprend les étapes suivantes :

- une étape de mesure de tension qui permet d'extraire les harmoniques de la tension aux bornes du TCSC,

- une étape de mesure du courant qui permet d'extraire l'amplitude du fondamental et éventuellement des autres harmoniques du courant circulant dans la ligne à haute tension,

- une étape de régulation selon une loi de commande non linéaire, à partir des signaux de mesure de tension et de courant, et d'une tension de référence correspondant au fondamental de la tension que l'on veut obtenir aux bornes du TCSC, pour obtenir une admittance effective équivalente,

- une étape d'extraction de l'angle de commande selon un algorithme d'extraction d'angle à partir de cette admittance effective équivalente pour obtenir un angle de commande,

caractérisé en ce qu'il comprend, en outre :

- une étape de commande des thyristors (T1, T2) du TCSC à partir de cet angle de commande et d'une référence de zéro courant délivrée par une boucle à verrouillage de phase donnant la position du courant,

et en ce que la loi de commande est telle que :

$$u = \begin{cases} u_{\max}, & u_{tot} \geq u_{\max} \\ u_{tot}, & u_{\min} \leq u_{tot} \leq u_{\max} \\ u_{\min}, & u_{tot} \leq u_{\min} \end{cases}$$

avec :

$$u_{tot} = u^* - sign(u^*) R_2 \tilde{V}_2 + u^* \tilde{V}_1 \frac{C}{\tilde{V}_2 |i_l|} \dot{V}_1^* - R_3 \frac{\tilde{V}_1}{|\tilde{V}_1| + \varepsilon}$$

et :

u* = $\omega_S C_{eff}(\beta^*)$ admittance effective équivalente au point d'équilibre (régime permanent),

V* = $[V_1^*, V_2^*]^T = \left[-\frac{|i_l|}{u^*}, 0\right]^T$: tension de référence,

V_1 et V_2 : tensions mesurées,

V_1^* *et* V_2^* : tensions de référence,

$\tilde{V}_1$ *et* $\tilde{V}_2$: erreur de poursuite de tensions,

R_2, R_3 et ε : paramètres de réglage,

$|i_l|$: module du courant de ligne,

sign : fonction de communication.

4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel l'algorithme d'extraction d'angle est obtenu en utilisant un tableau, une modélisation ou une recherche par dichotomie.

5. Procédé selon la revendication 3, dans lequel la loi de commande est déterminée à partir d'une approche de type Lyapunov.

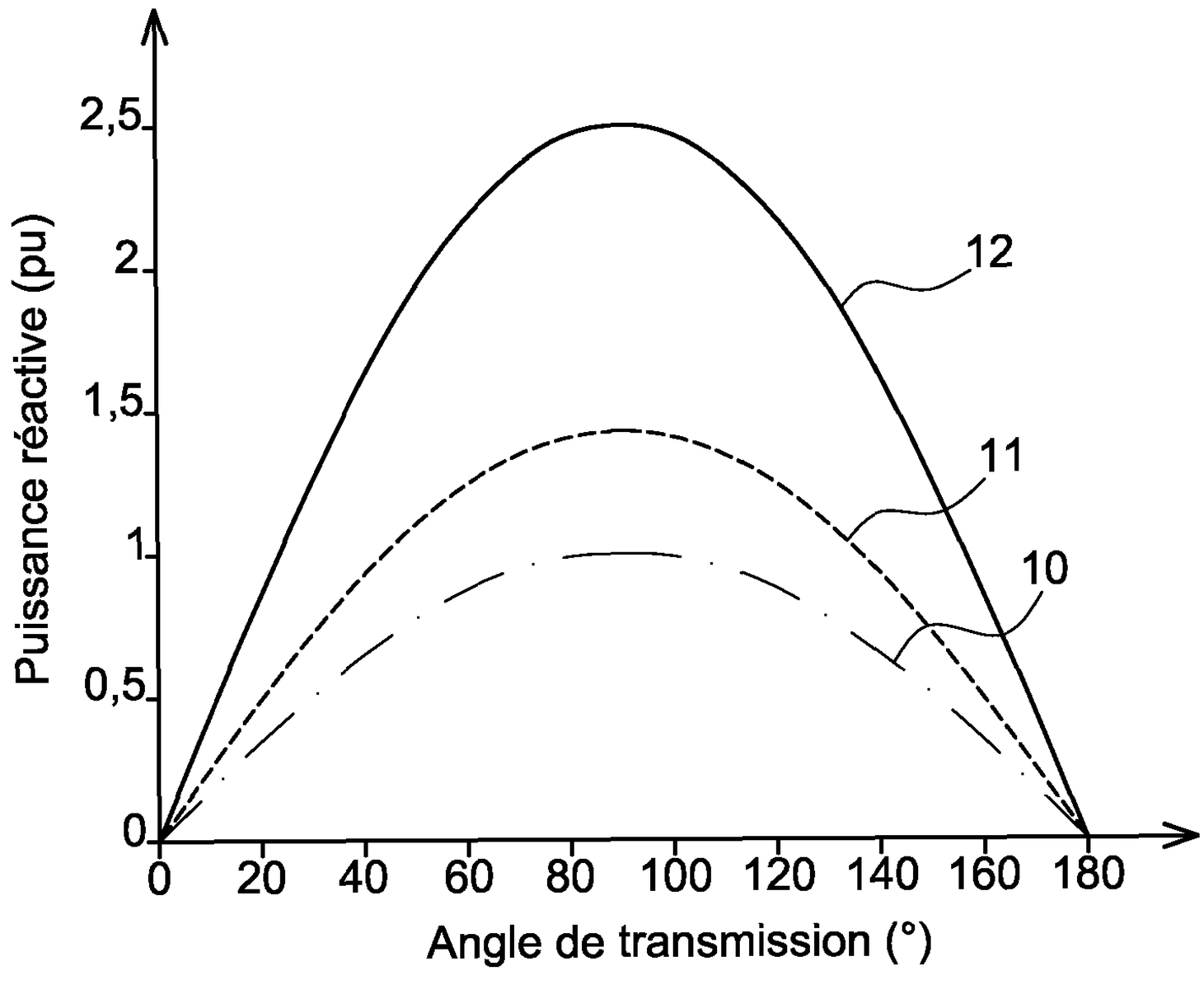
Puissance réactive (pu)
2,5
2
1,5
1
0,5
0
0
20
40
60
80
100
120
140
160
180
Angle de transmission (°)
12
11
10

FIG.1

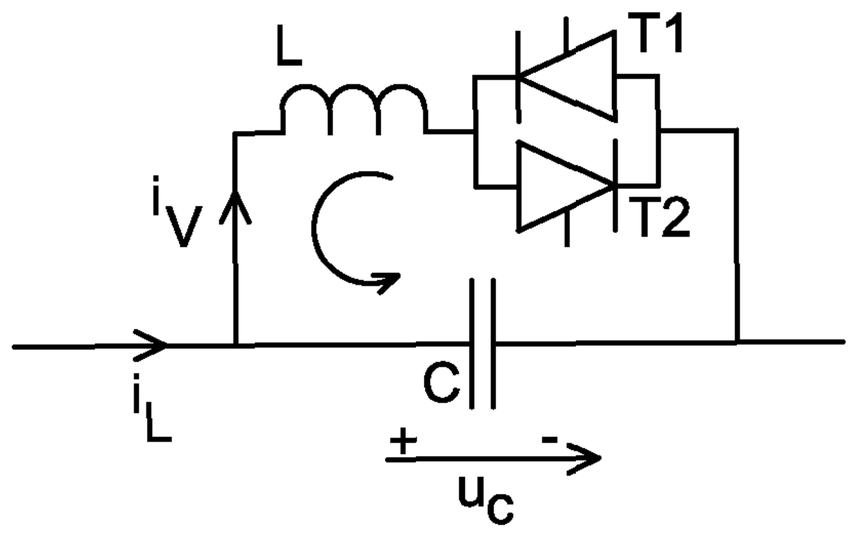
L
T1
T2
i_V
i_L
C
+
-
u_C

FIG.2

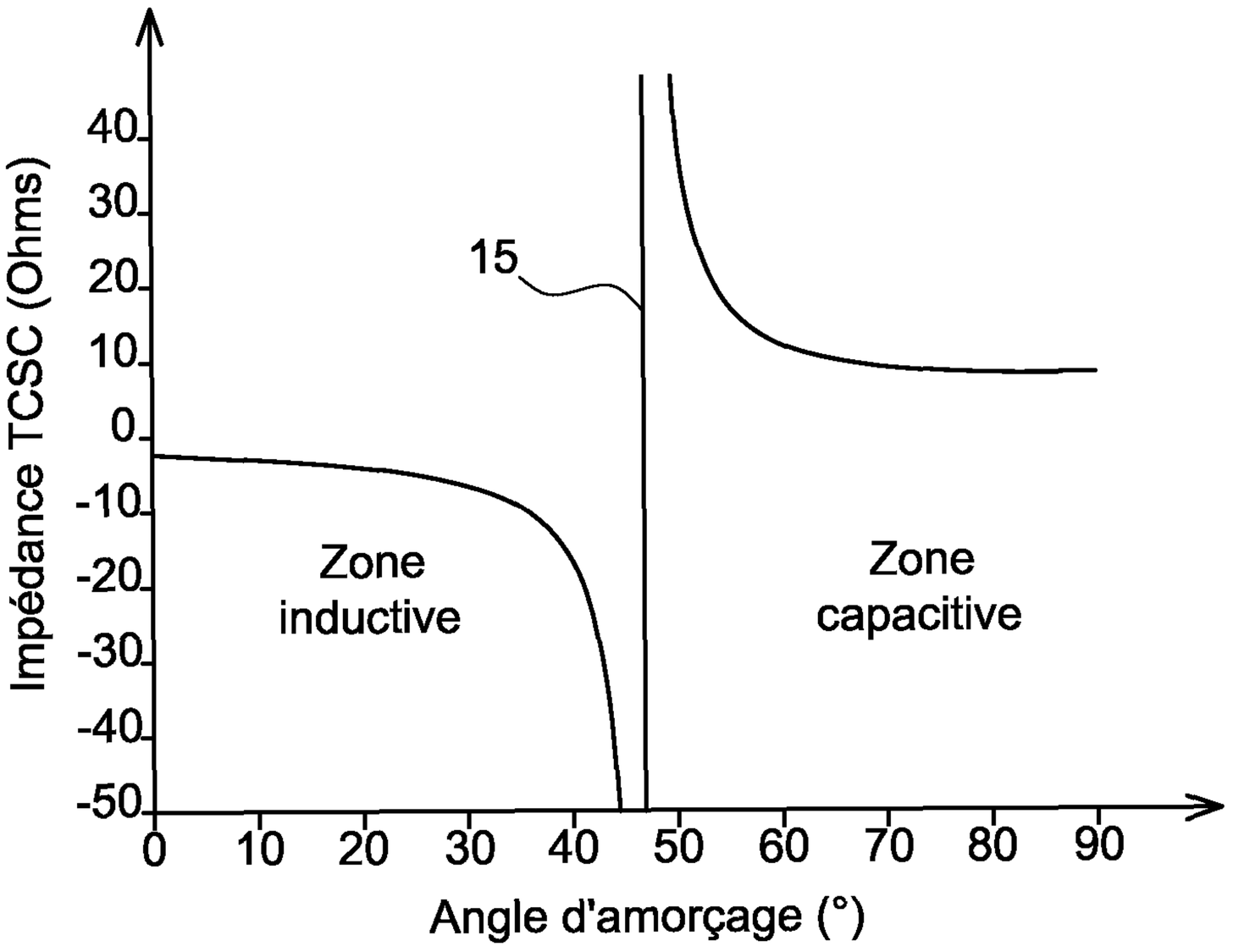
Impédance TCSC (Ohms)
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
Angle d'amorçage (°)
15
Zone inductive
Zone capacitive

FIG.3

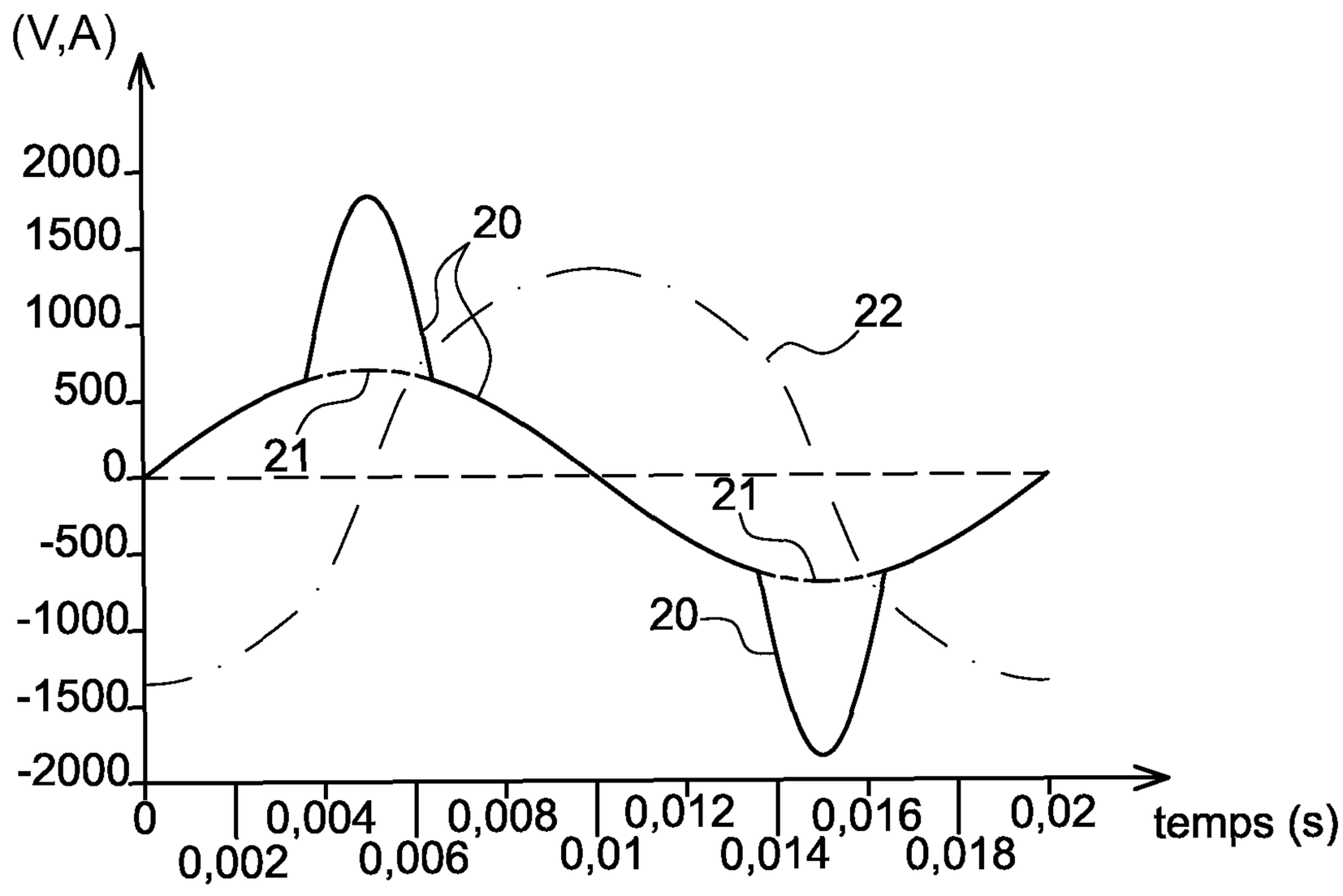
(V,A)
2000
1500
1000
500
0
-500
-1000
-1500
-2000
0
0,002
0,004
0,006
0,008
0,01
0,012
0,014
0,016
0,018
0,02
temps (s)
20
21
22

FIG.4

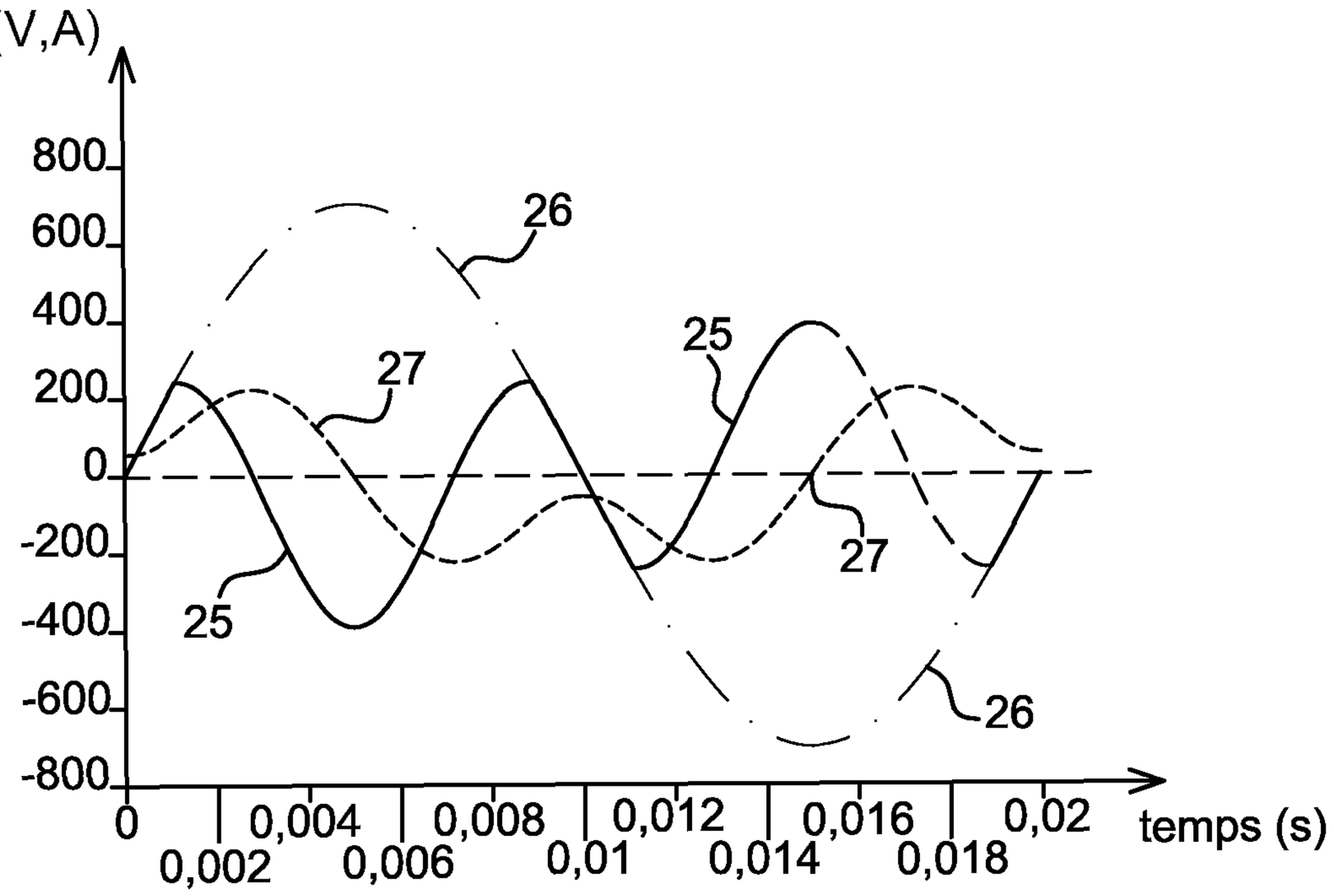
(V,A)
800
600
400
200
0
-200
-400
-600
-800
26
25
27
25
27
26
0
0,002
0,004
0,006
0,008
0,01
0,012
0,014
0,016
0,018
0,02
temps (s)

FIG.5

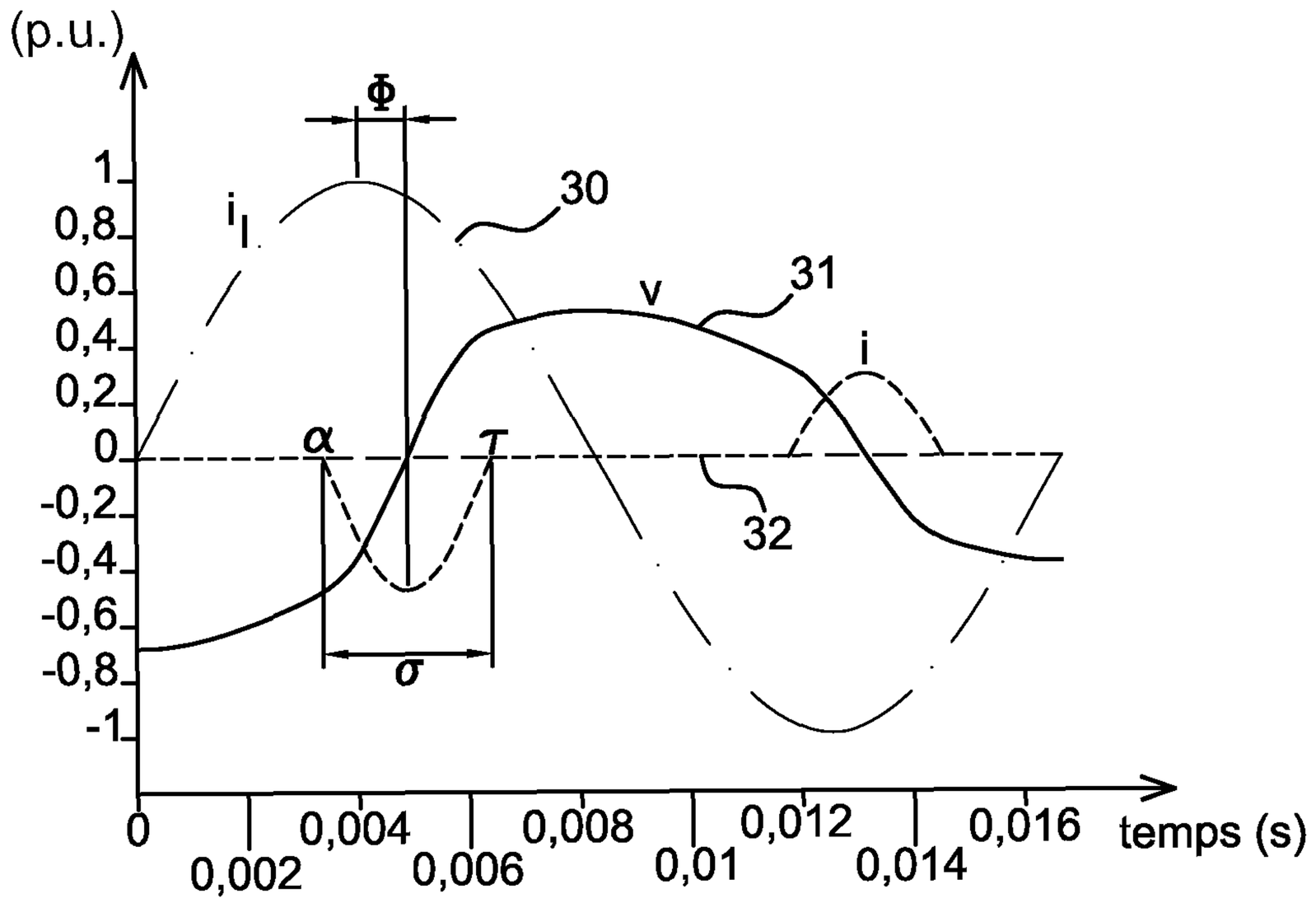
(p.u.)
Φ
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
-0,2
-0,4
-0,6
-0,8
-1
i_l
30
v
31
i
α
τ
σ
32
0
0,002
0,004
0,006
0,008
0,01
0,012
0,014
0,016
temps (s)

FIG.6

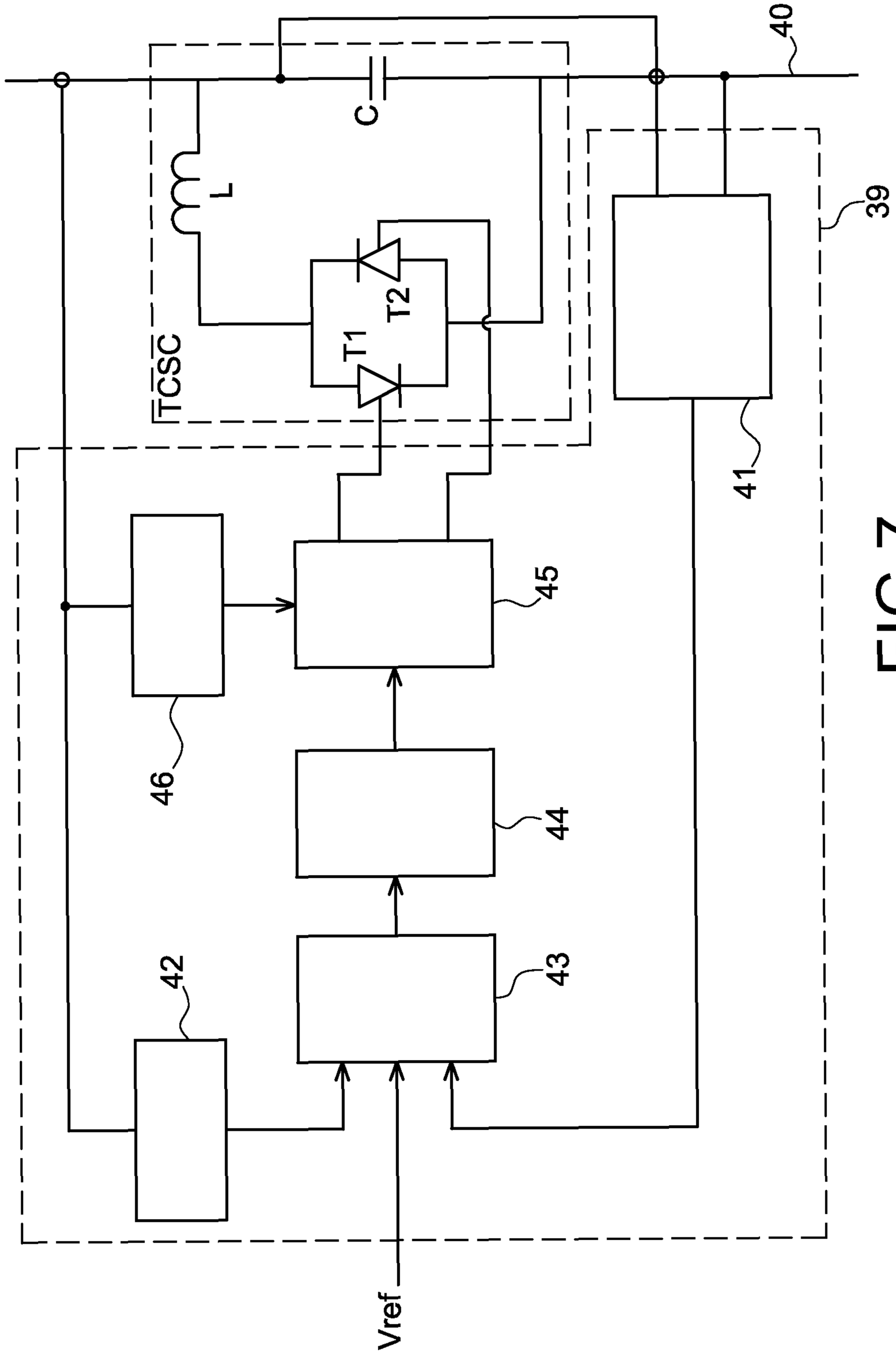

FIG.7

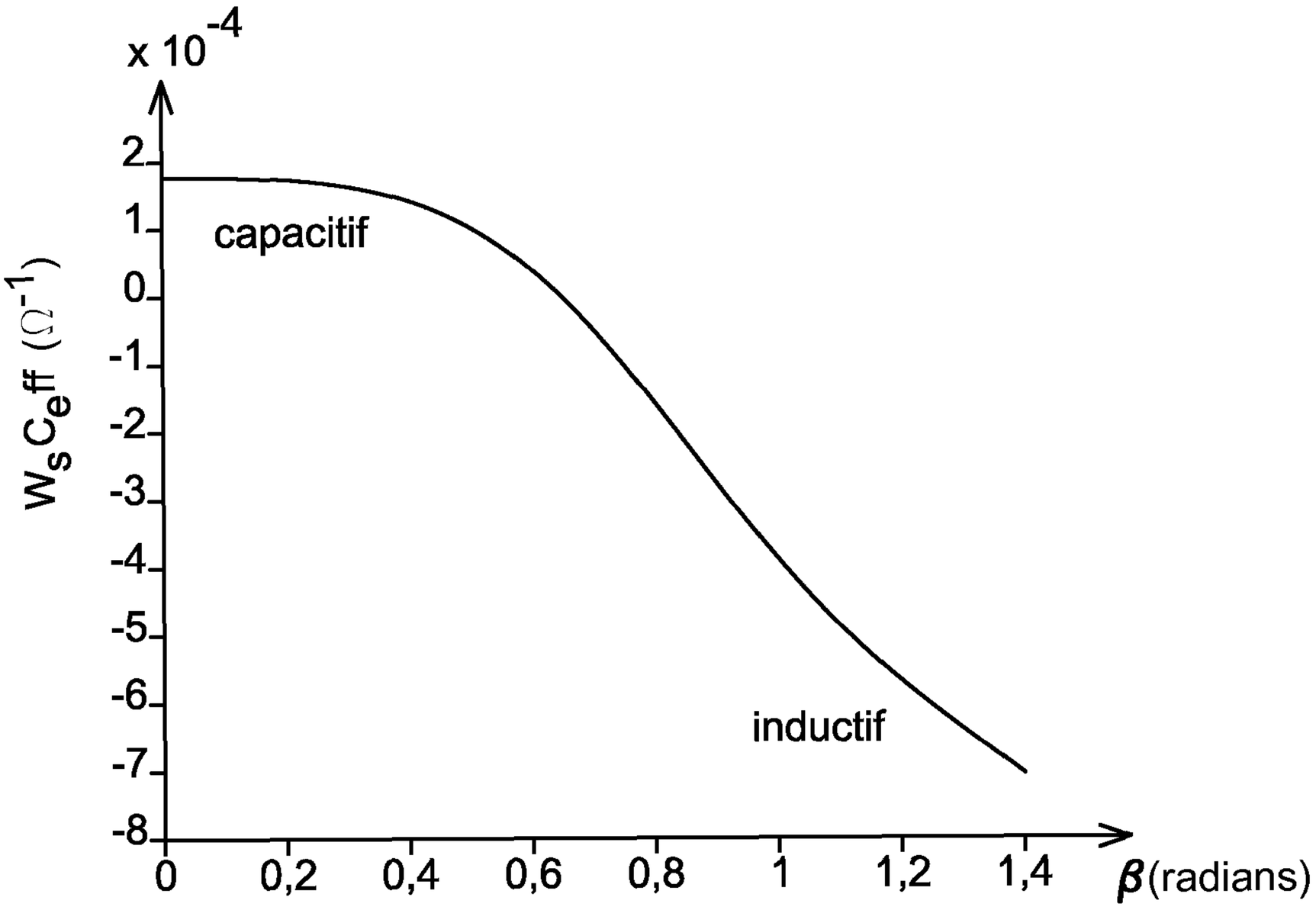
x 10-4
2
1
0
-1
-2
-3
-4
-5
-6
-7
-8
capacitif
inductif
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1
1,2
1,4
β (radians)
WsCeff (Ω-1)

FIG.8

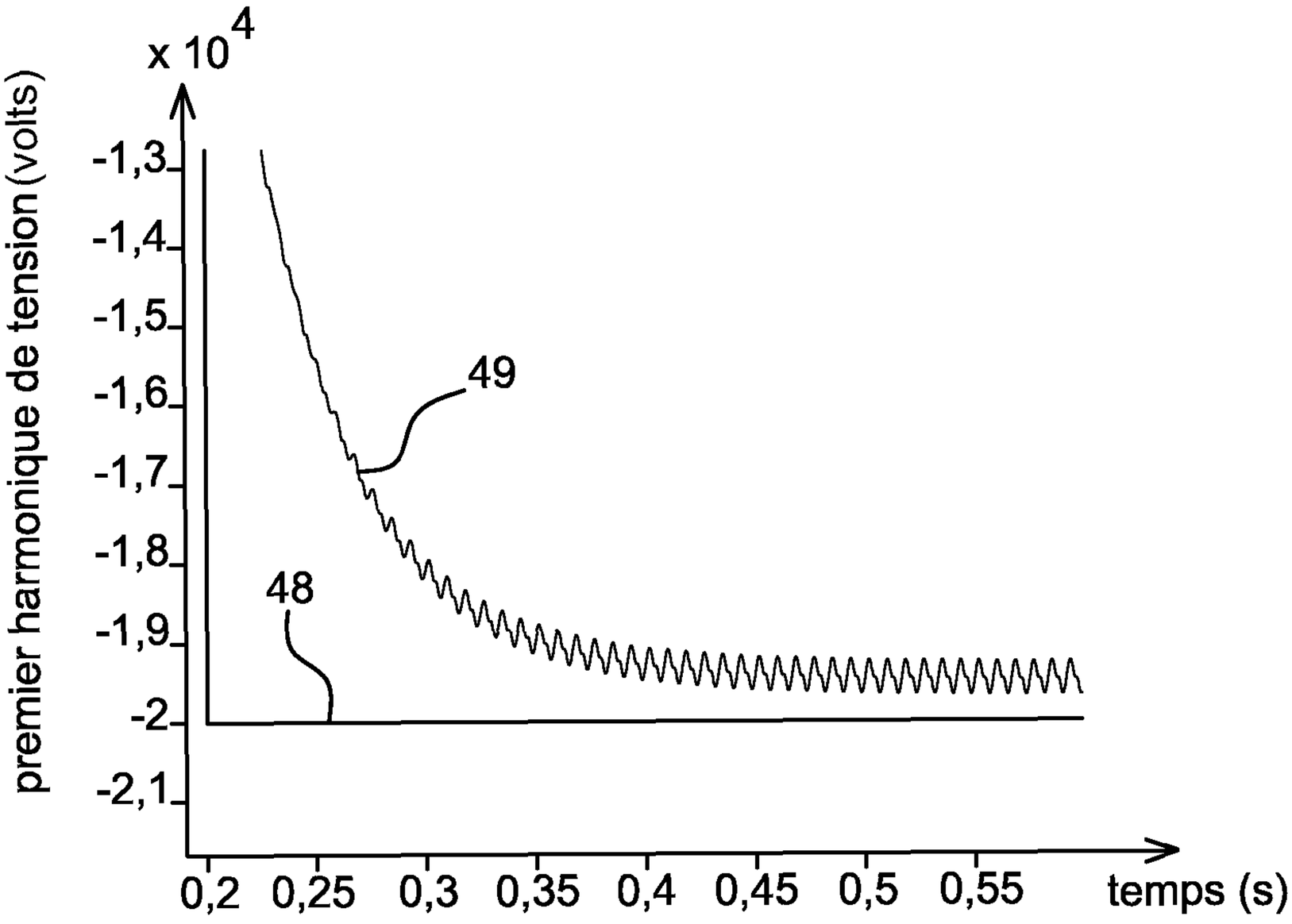
x 10 4
-1,3
-1,4
-1,5
-1,6
-1,7
-1,8
-1,9
-2
-2,1
premier harmonique de tension (volts)
49
48
0,2
0,25
0,3
0,35
0,4
0,45
0,5
0,55
temps (s)

FIG.9

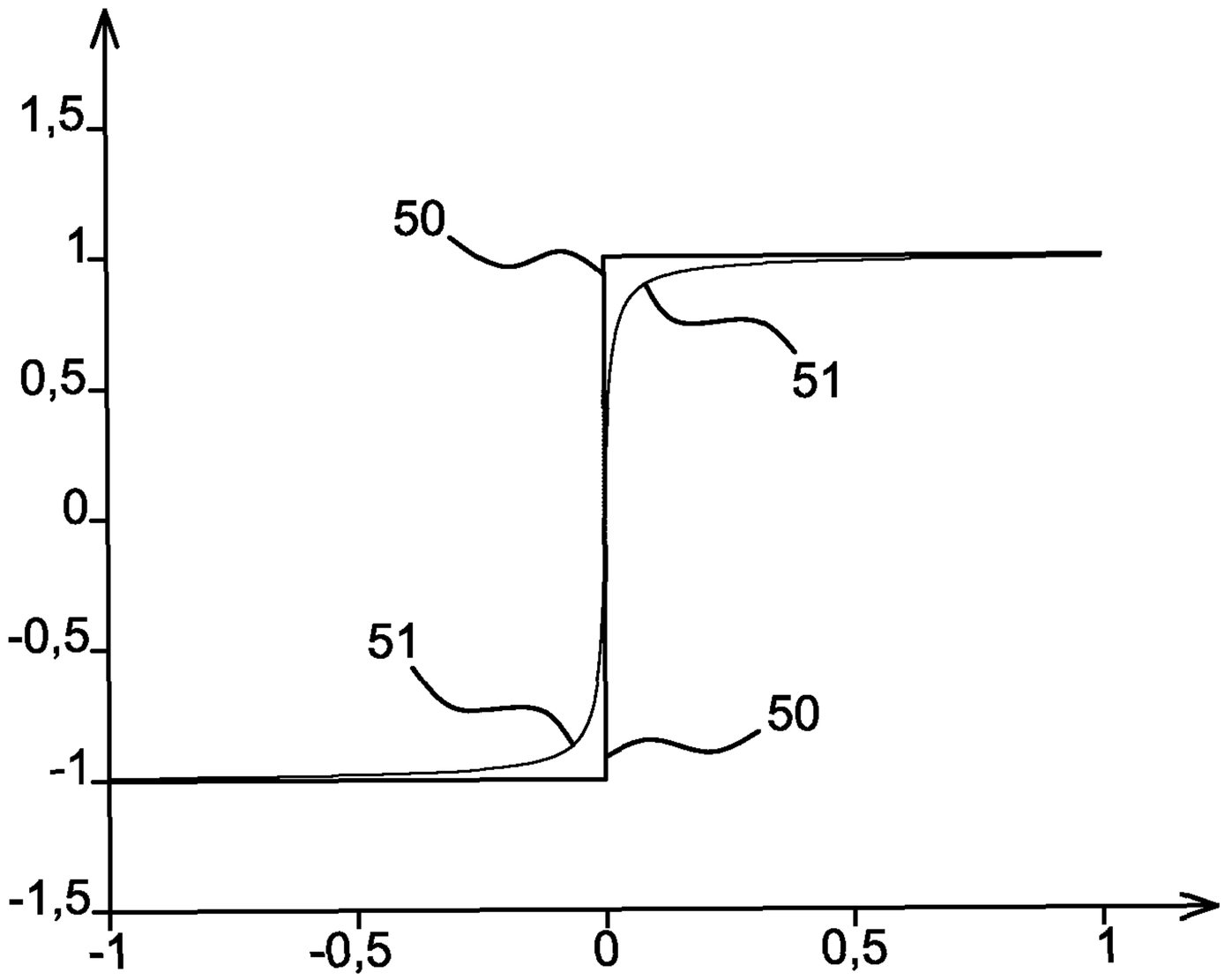
1,5
1
0,5
0
-0,5
-1
-1,5
-1
-0,5
0
0,5
1
50
51
51
50

FIG.10

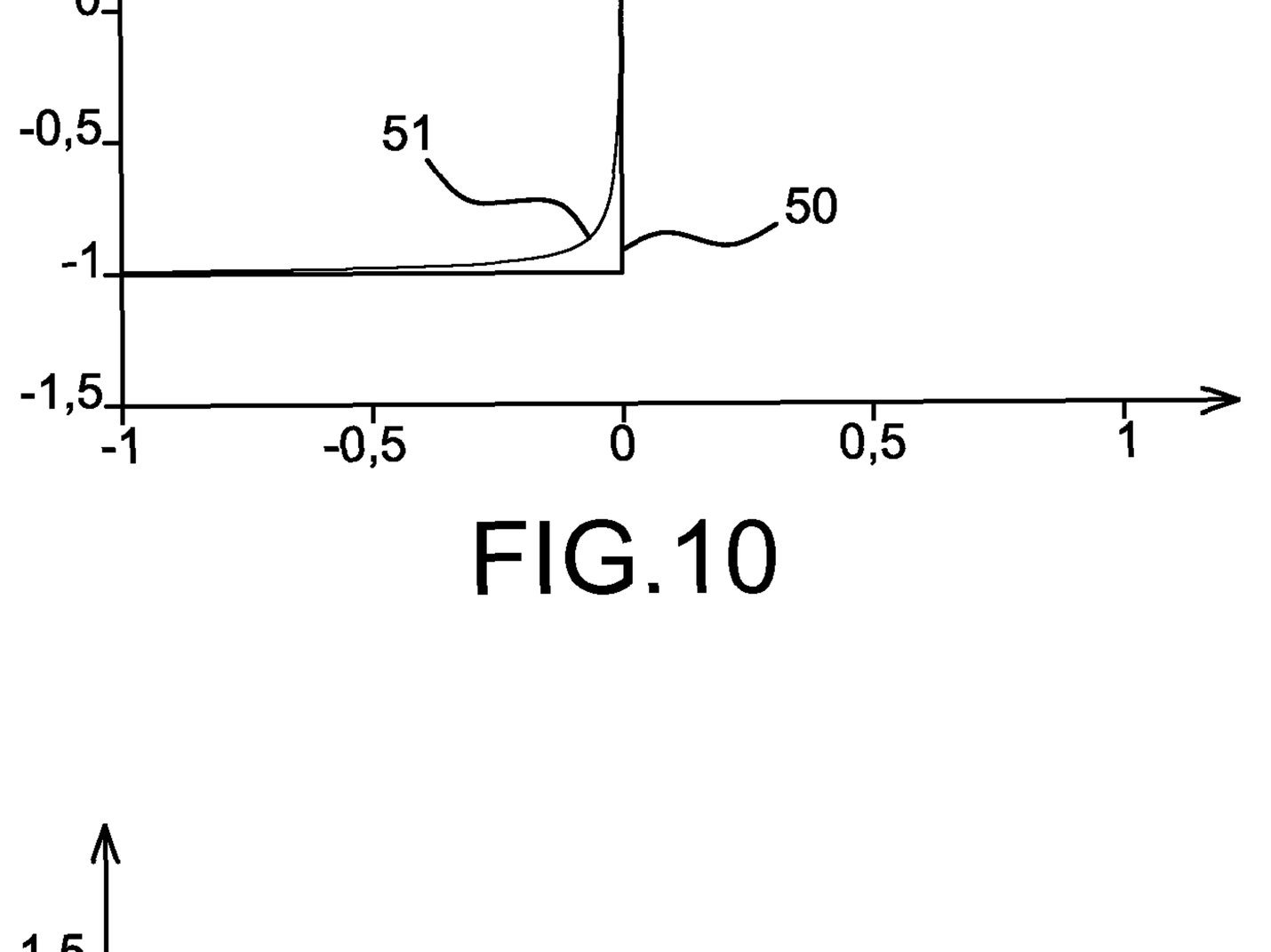
1,5
1
0,5
0
-0,5
-1
-1,5
-1000
-500
0
500
1000
50
51

FIG.11

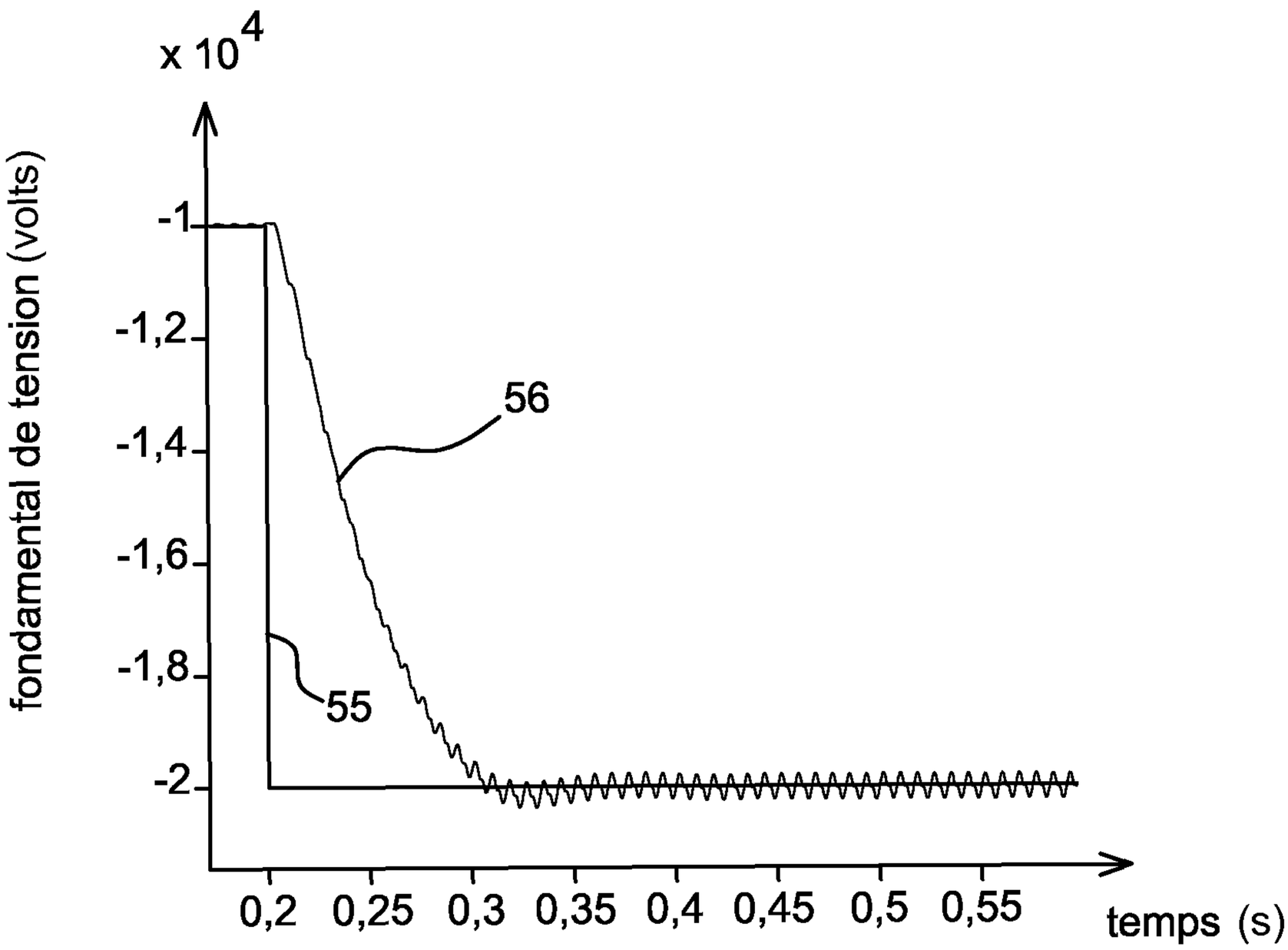
x 10^4
fondamental de tension (volts)
-1
-1,2
-1,4
-1,6
-1,8
-2
56
55
0,2
0,25
0,3
0,35
0,4
0,45
0,5
0,55
temps (s)

FIG.12

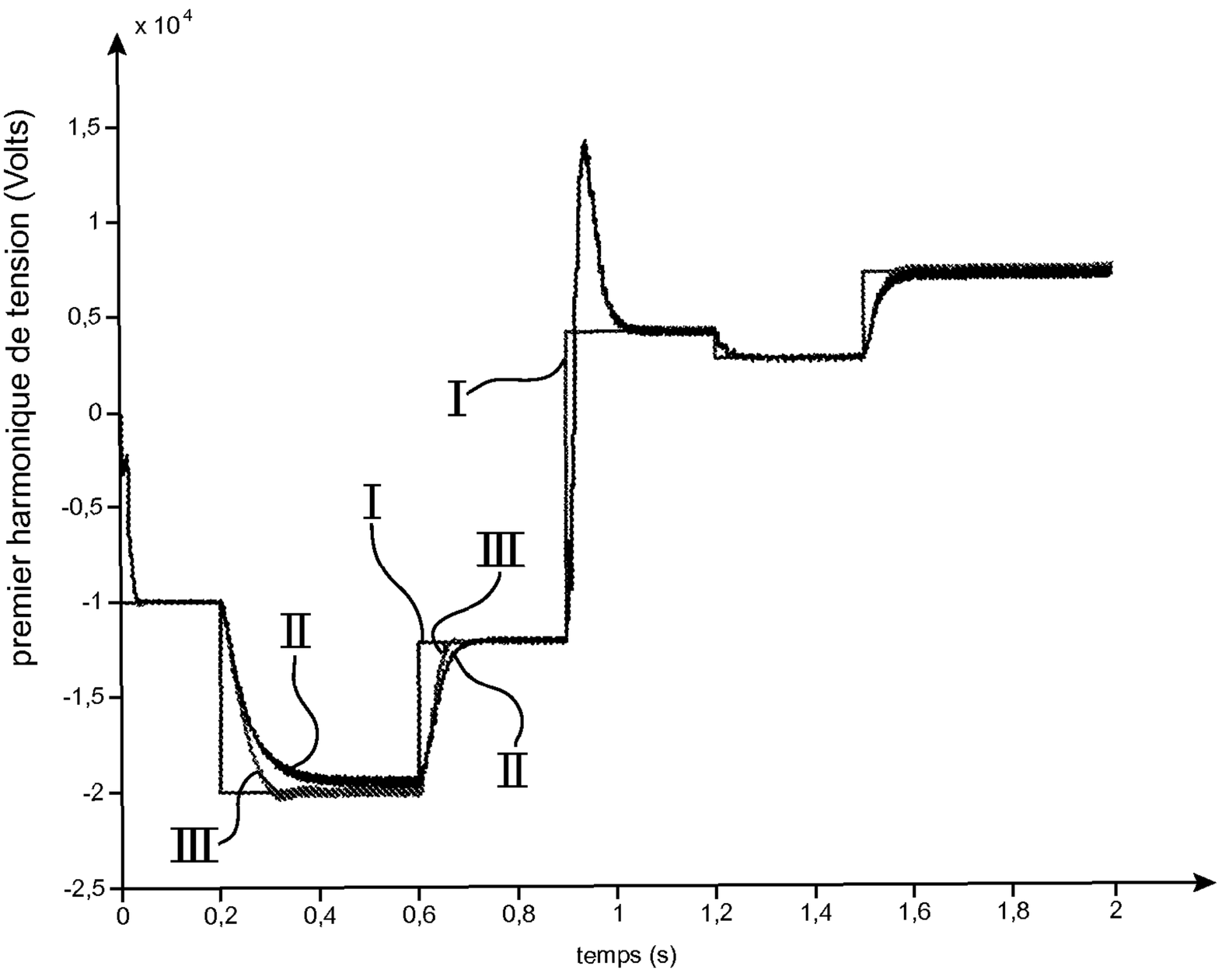
premier harmonique de tension (Volts)
x 10^4
1,5
1
0,5
0
-0,5
-1
-1,5
-2
-2,5
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1
1,2
1,4
1,6
1,8
2
temps (s)
I
II
III
I
III
II
III

FIG.13

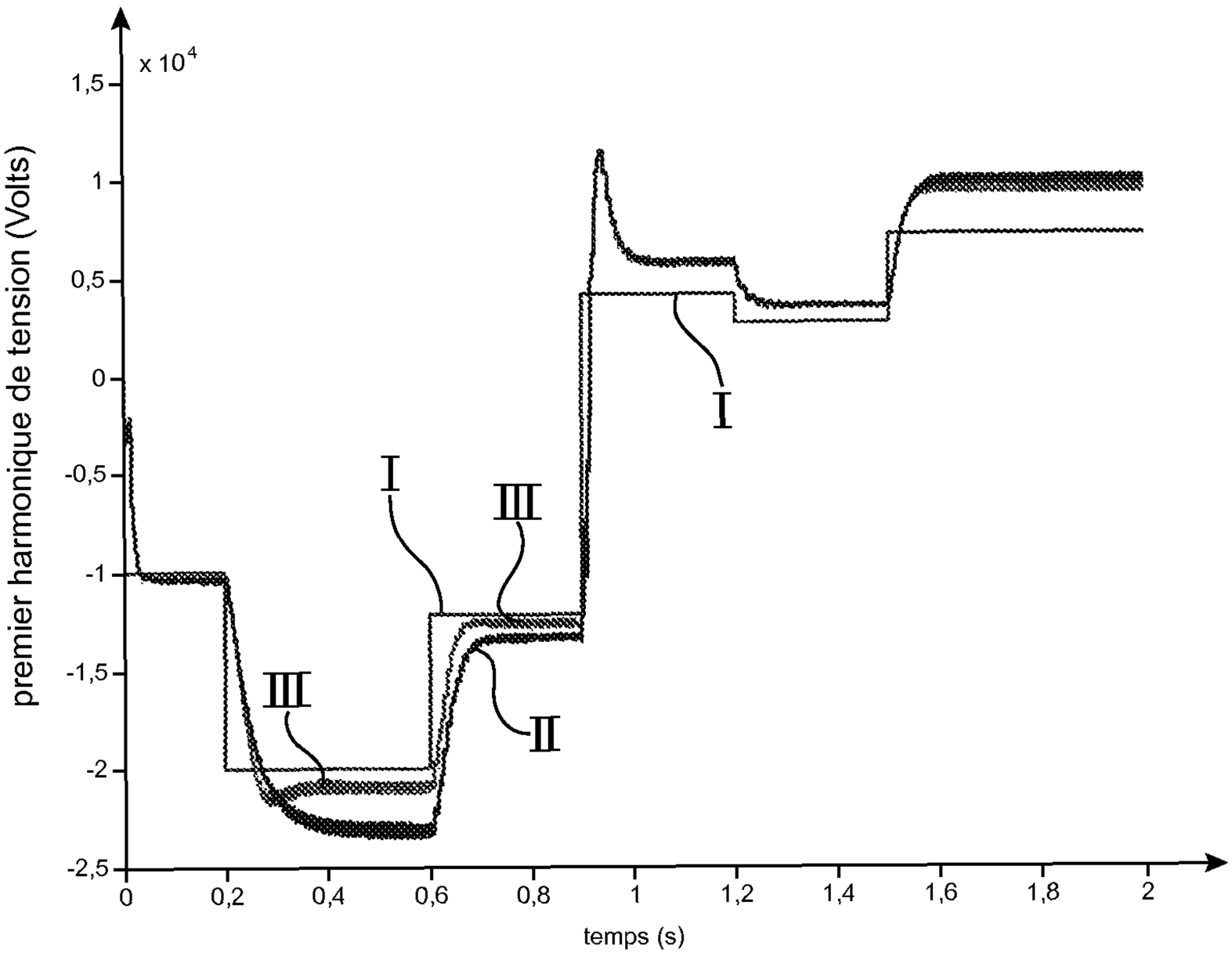
premier harmonique de tension (Volts)
x 10^4
1,5
1
0,5
0
-0,5
-1
-1,5
-2
-2,5
0
0,2
0,4
0,6
0,8
1
1,2
1,4
1,6
1,8
2
temps (s)
I
I
III
III
II

FIG.14

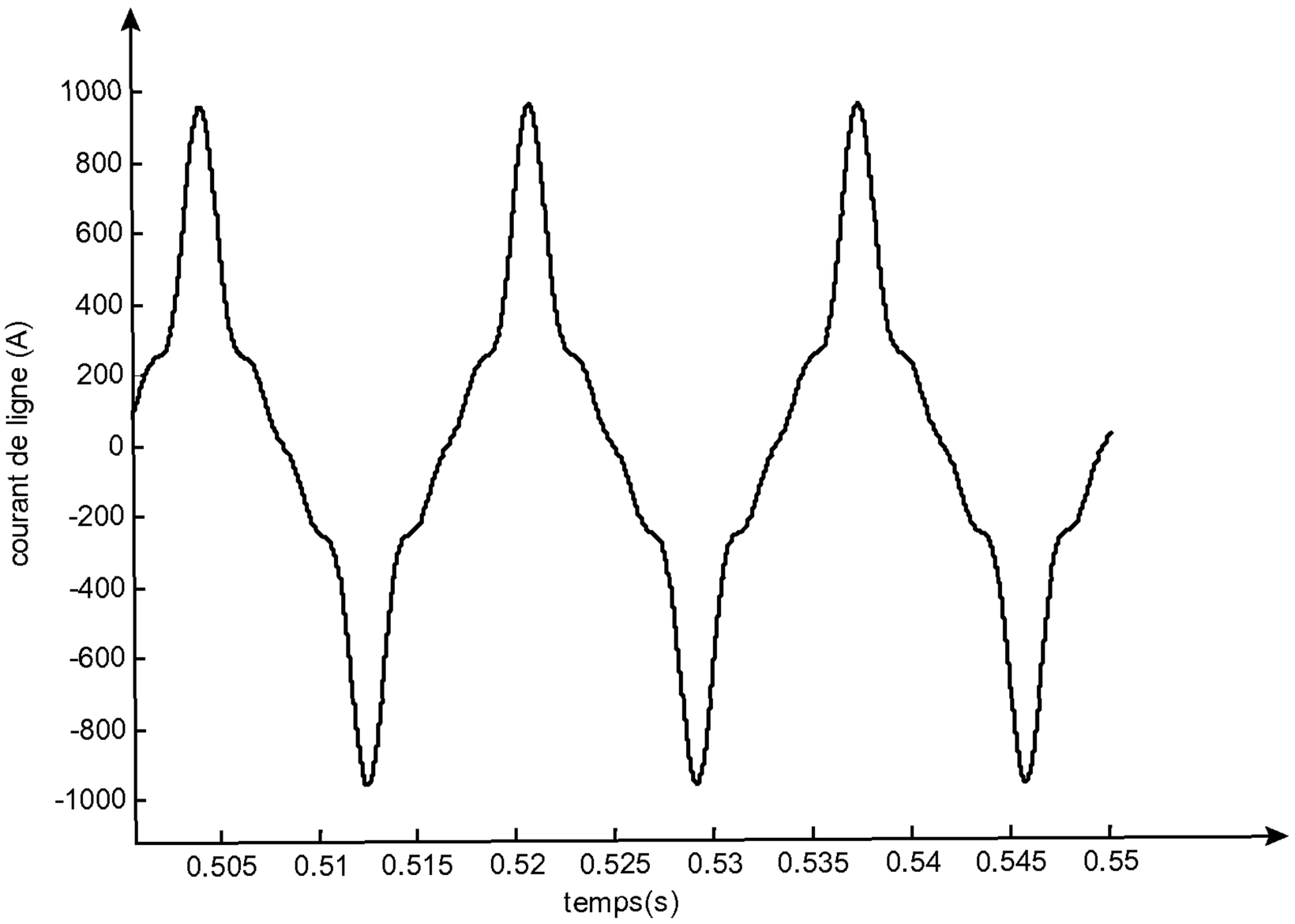
1000
800
600
400
200
0
-200
-400
-600
-800
-1000
courant de ligne (A)
0.505
0.51
0.515
0.52
0.525
0.53
0.535
0.54
0.545
0.55
temps(s)

FIG.15

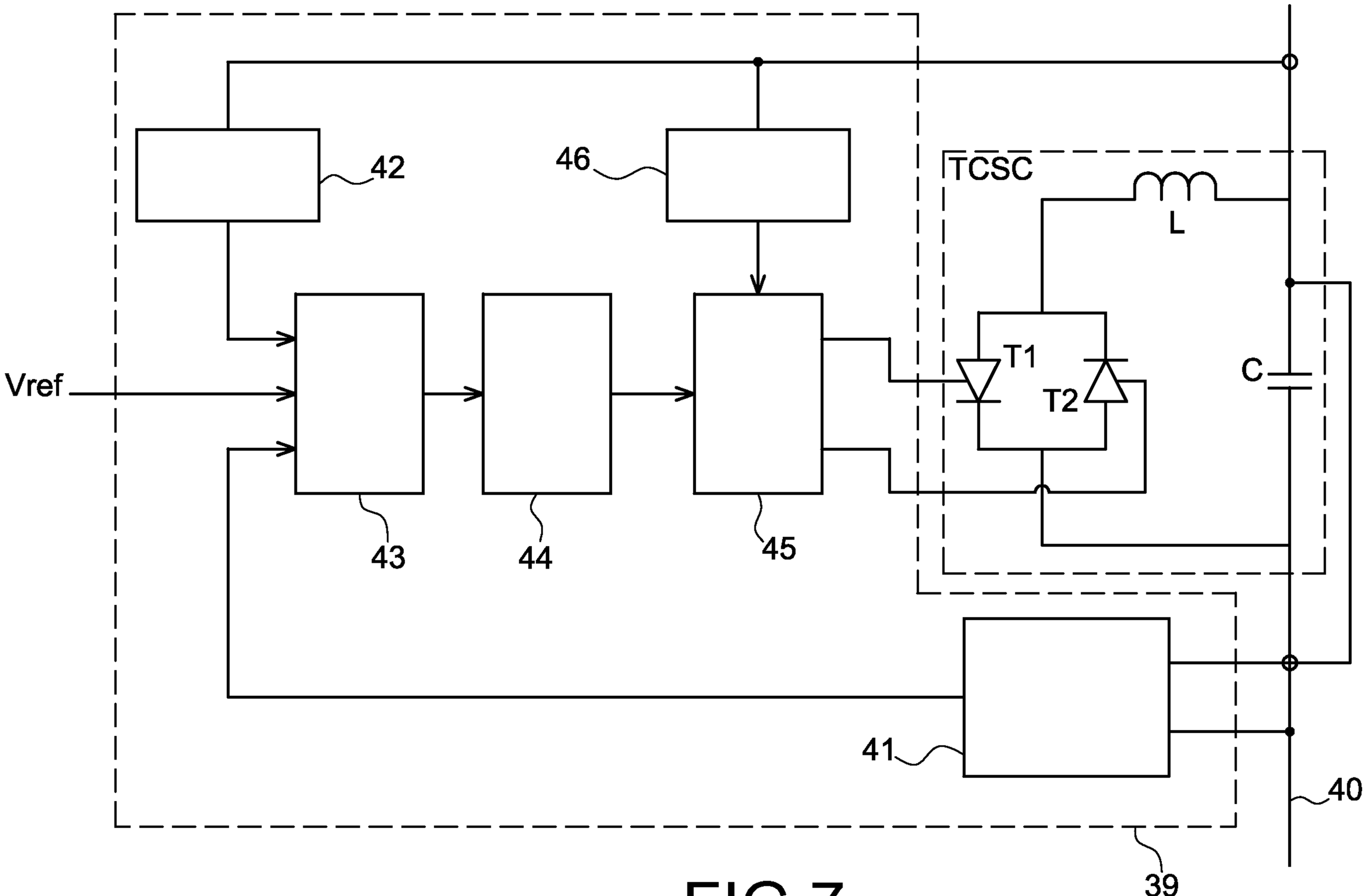

FIG.7