

# Un circuit analogique simulant l'instrument indicateur des récepteurs de mesure CISPR

Autor(en): **Jespers, Paul / De Stadelhofen, Jean Meyer**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri**

Band (Jahr): **45 (1967)**

Heft 1

PDF erstellt am: **05.08.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-874847>

## **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

## **Haftungsausschluss**

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

# Un circuit analogique simulant l'instrument indicateur des récepteurs de mesure CISPR

Paul JESPER, Louvain, et Jean MEYER DE STADELHOFEN, Berne

621.317.726 : 621.391.823

## Eine Anlogschaltung zur Simulierung der Anzeiginstrumente von CISPR-Messempfängern

Zusammenfassung. Für die Registrierung der Anzeige eines CISPR-Radiostörmessempfängers muss der Schreiber die dynamischen Eigenschaften besitzen, die für das Ausgangsinstrument vorgeschrieben sind. Es wird eine elektronische Schaltung mit entsprechenden Eigenschaften beschrieben, die zum Antrieb eines trägheitsarmen Schreibers bestimmt ist. Die Schaltung wurde auf verschiedene Weise ausgeführt und mit bestem Erfolg ausprobiert.

Résumé. Lorsqu'on veut enregistrer les indications d'un récepteur de mesure de perturbations radioélectriques conforme aux spécifications du CISPR, il faut disposer d'un appareil inscripteur possédant les caractéristiques dynamiques prescrites pour l'indicateur à aiguille qui équipe normalement ces récepteurs. Le circuit décrit, suivi d'un enregistreur rapide, remplit ces conditions. Des mesures effectuées sur diverses maquettes équipées de lampes ou de transistors confirment les prévisions de la théorie.

## Un circuito analogico atto a simulare gli strumenti indicatori dei ricevitori di misura CISPR

Riassunto. Per registrare le indicazioni d'un ricevitore di misura di perturbazioni radioelettriche conforme alle specificazioni del CISPR bisogna disporre d'un registratore scrivente che possieda le caratteristiche dinamiche prescritte per l'indicatore ad ago di cui sono normalmente equipaggiati codesti ricevitori. Il circuito descritto, seguito da un registratore rapido, soddisfa a queste condizioni. Delle misure effettuate su diversi modelli realizzati a tubi o a transistori confermano le previsioni della teoria.

## Introduction

Le détecteur CISPR, souvent appelé le détecteur de «quasi-crête», est utilisé dans tous les récepteurs de mesure de perturbations\*, quelle que soit la gamme des fréquences d'accord. Il comprend dans chaque cas un détecteur de modulation d'amplitude suivi d'un appareil indicateur à aiguille. Les spécifications définissent

- une constante de temps électrique de charge du voltmètre de quasi-crête:  $T_c$
- une constante de temps électrique de décharge du voltmètre de quasi-crête:  $T_d$
- une constante de temps  $T_o$  de l'appareil à aiguille réglé à l'amortissement critique (soit deux conditions).

La constante de temps  $T_o$  est fixée par les caractéristiques mécaniques de l'appareil indicateur à aiguille. Il est possible de chercher la valeur de l'impédance de sortie à laquelle l'indicateur doit être connecté, de manière à réaliser l'amortissement critique, mais en général on ne peut pas régler la constante de temps  $T_o$ .

L'objet de cet article est de décrire un circuit électrique analogique capable de remplacer l'indicateur à aiguille. Etant donné que tous les récepteurs CISPR sont munis d'un amplificateur à courant continu, placé entre le détecteur de modulation d'amplitude et l'appareil indicateur à aiguille, il est possible en général de réaliser ce circuit en ajustant uniquement des éléments passifs (résistances et capacités), tout en formant une boucle de réaction négative.

Les avantages de ce procédé sont les suivants:

1. La possibilité d'obtenir une tension électrique proportionnelle à la déflexion de l'aiguille de l'appareil indicateur. Il est alors aisé d'enregistrer cette tension à l'aide de tout appareil

\* CISPR = Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques.

Publication 1 (1961) Spécification de l'appareillage de mesure CISPR pour les fréquences comprises entre 0,15 et 30 MHz.

Publication 2 (1961) Spécification de l'appareillage de mesure CISPR pour les fréquences comprises entre 25 et 300 MHz.

indicateur dont la constante de temps propre est beaucoup plus petite que  $T_o$ , par exemple l'oscilloscope cathodique, ou un enregistreur à plume très rapide. Cette faculté est particulièrement intéressante lorsqu'il s'agit d'enregistrer les mesures de courtes perturbations impulsives séparées par des intervalles appréciables pour les repérer, les compter et déterminer leur niveau pondéré selon les recommandations du CISPR. Il existe bien quelques exemplaires d'enregistreurs à plume possédant les caractéristiques dynamiques de l'indicateur spécifié dans la publication N° 1 du CISPR, mais ce sont des instruments hors commerce spécialement adaptés aux conditions particulières de certains modèles de récepteurs.

2. La possibilité de changer par une simple commutation la constante de temps du dispositif, qui doit être de 160 ms selon la publication CISPR N° 1 et de 100 ms selon la publication N° 2 du CISPR.
3. L'allègement des spécifications concernant l'amplificateur à courant continu. Celui-ci fournissant en effet une tension proportionnelle à la déflexion de l'aiguille de l'appareil indicateur, il n'est plus nécessaire d'imposer une borne de linéarité prolongée située  $x$  dB au-dessus de la lecture de l'appareil à aiguille ( $x = 12$  dans le cas de la première gamme de mesure CISPR). En outre, la présence d'une boucle de réaction négative dans l'amplificateur à courant continu améliore les performances de ce dernier.
4. La mémorisation de la valeur la plus grande de la déflexion de l'aiguille qui est possible par une légère modification du circuit proposé.

## Description du circuit analogique

Dans le cas de l'indicateur à aiguille des récepteurs CISPR, l'équation du mouvement est fournie par

$$\ddot{\alpha} + \frac{2}{T_o} \dot{\alpha} + \frac{1}{T_o^2} \alpha = f(t) \quad (1)$$

où  $\alpha(t)$  représente l'élongation de l'aiguille

et  $f(t)$  représente le courant traversant la bobine de l'équipage mobile. Le facteur  $2/T_0$  provient de ce que l'on considère uniquement l'amortissement critique.

La réponse en fréquence de cet indicateur est fournie à la figure 1. En calculant la transformée de Laplace de l'égalité (1), on obtient

$$A(p) = \frac{1}{(1 + pT_0)^2} \cdot F(p) \quad (2)$$

où  $A(p) = L[\alpha(t)]$   
et  $F(p) = L[f(t)]$

Le problème se ramène donc à chercher une représentation analogique de la transmittance isomorphe

$$\frac{1}{(1 + pT_0)^2} \quad (3)$$

Le circuit qui permet de l'obtenir est représenté à la figure 2. Il y est fait appel à un amplificateur idéal de tension (il est possible de concevoir un circuit analogique utilisant un amplificateur idéal de courant, mais ce circuit présente peu d'intérêt). L'amplificateur idéal de tension présente:

1. une impédance d'entrée infinie (à sortie ouverte);
2. une impédance de sortie égale à zéro (à entrée court-circuitée);
3. un coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée égal à zéro (à entrée court-circuitée).

Il est donc caractérisé par les égalités

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ g_{21} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

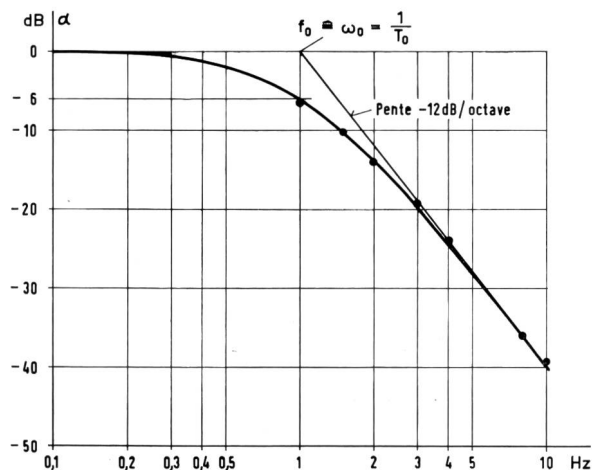


Fig. 1 Réponse de l'indicateur CISPR (Publ.1;  $T_0 = 160$  ms) à une excitation sinusoïdale. Courbe théorique et points mesurés

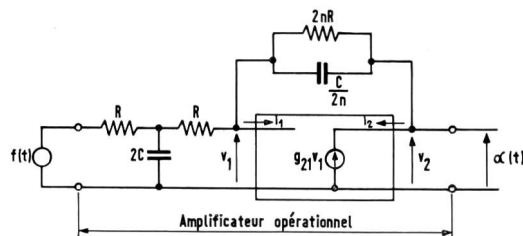


Fig. 2 Schéma de principe du circuit analogique

Moyennant ces conditions, et en supposant que  $g_{21}$  est très grand, la transmittance isomorphe du circuit représenté à la figure 2 devient

$$\frac{n}{(1 + pRC)^2} \quad (5)$$

Il suffit de poser  $RC = T_0$  pour obtenir le circuit analogique de l'indicateur à aiguille CISPR,  $n$  étant le gain en courant continu du nouveau dispositif. (A titre d'exemple, en choisissant

$$R = 1 \text{ M}\Omega \text{ et } C = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$\text{ou } R = 0,1 \text{ M}\Omega \text{ et } C = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

on obtient  $T_0 = 100$  ms)

Il convient de noter que l'on suppose dans ce qui précède que  $f(t)$  est fourni par un générateur de tension (donc à impédance de sortie égale à zéro). Il est donc indispensable en pratique:

1. soit d'utiliser un étage séparateur entre le détecteur de modulation d'amplitude et l'amplificateur opérationnel, si l'impédance de sortie du détecteur n'est pas petite par rapport à l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel;
2. soit de n'utiliser qu'une fraction de la tension détectée de manière à réduire l'impédance de sortie du détecteur, conformément à la figure 3. Cette dernière solution est plus favorable, car tout en étant économique, elle permet de travailler avec une tension détectée élevée, ce qui réduit en même temps l'effet dit «d'incertitude» du détecteur de modulation d'amplitude.

A titre indicatif, l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est fournie par

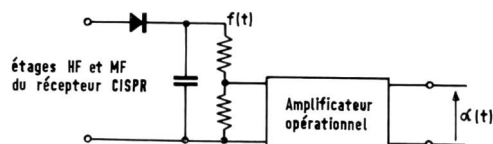


Fig. 3 Adaptation de l'amplificateur opérationnel au détecteur de quasi-crête

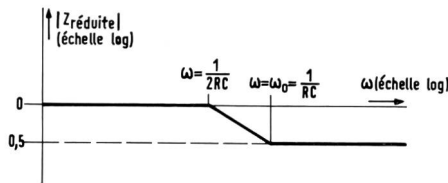


Fig. 4  
Loi de variation du module de l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel rapportée à  $2R$ , soit  $|Z_{réduite}|$

$$2R \cdot \frac{1 + pRC}{1 + 2pRC} \quad (6)$$

Celle-ci varie donc en fonction de la fréquence, comme l'indique la *figure 4*. Pour satisfaire aux conditions indiquées dans la seconde partie de l'alternative, il suffit donc que l'impédance de sortie du détecteur de modulation d'amplitude soit nettement inférieure à  $R$ .

### Quelques considérations pratiques

Etant donnée la présence d'une boucle de réaction négative de tension dans l'amplificateur, la linéarité de ce dernier est améliorée, en même temps que l'impédance de sortie est diminuée. Ce dernier point présente un certain intérêt si l'on souhaite connecter un enregistreur à la sortie du récepteur CISPR. Ainsi qu'il a été signalé plus haut déjà, il est nécessaire que la fréquence de coupure de l'enregistreur soit supérieure à celle de l'appareil indicateur CISPR.

Ainsi que le font déjà certains constructeurs de matériel de mesure CISPR, il est intéressant de réaliser une unité de détection complète suivant les normes CISPR qui soit séparée du récepteur. Celle-ci peut alors être connectée à n'importe quel récepteur radioélectrique présentant les caractéristiques requises de bande passante, de linéarité prolongée et de réception des signaux images et autres. Il est alors possible d'adapter cette unité aux spécifications de chaque gamme de mesure. Même une modification de  $T_o$  est facile à réaliser.

Pour les récepteurs existants, on peut modifier en général l'étage d'amplification BF sans trop de difficultés, en y

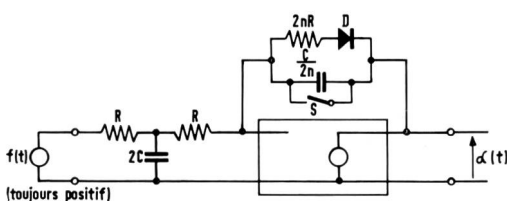


Fig. 5  
Mémorisation

ajoutant trois résistances et deux capacités. Le fait que l'on ne dispose pas de deux sources d'alimentation de polarités opposées ne pose pas de grandes difficultés si l'on accepte d'obtenir la tension de sortie  $\alpha(t)$  à un niveau de tension continue différent de celui de  $f(t)$ .

Signalons encore que par simple addition d'une diode au Si (D) en série avec la résistance de réaction  $2nR$  (*fig. 5*), il est possible de mémoriser la valeur la plus élevée de la déflexion  $\alpha(t)$ . Pour effacer le résultat, il suffit de mettre la capacité de rétroaction  $\frac{C}{2n}$  momentanément en court-circuit (S).

### Cas particulier des récepteurs à transistors

Bien que l'amplificateur à transistors soit essentiellement un amplificateur de courant, il est possible de construire des amplificateurs à transistors qui se rapprochent de l'amplificateur de tension idéal. La source d'erreur la plus grande est la présence d'une admittance d'entrée  $g_{11}$  de l'amplificateur qui est différente de zéro. La matrice caractéristique de l'amplificateur devient alors

$$\begin{pmatrix} g_{11} & 0 \\ g_{21} & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Pour calculer l'erreur introduite par  $g_{11}$  sur la transmittance isomorphe, il convient de calculer le gain en courant  $A_i = \frac{i_2}{i_1}$  de la partie de l'amplificateur opérationnel représentée à la *figure 6*, la sortie étant en court-circuit. L'admittance  $g_{11}$  shunte en effet l'entrée de l'amplificateur de telle sorte que le courant  $i_1$  se divise en deux. Pour que l'erreur soit la plus petite, il faut que presque tout le courant traverse le dipôle constitué par la mise en parallèle de  $C/2n$  et  $2nR$ .

La façon dont l'amplificateur et le courant de réaction sont dessinés à la *figure 6* nous suggère d'utiliser les matrices  $g$  pour décrire le quadripôle complet. Il s'agit en effet d'une association parallèle-série, la matrice de l'ensemble sera donc fournie par la somme des matrices  $g$  partielles.

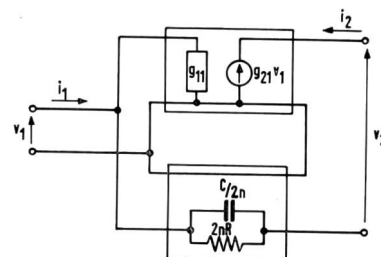


Fig. 6  
Schéma partiel de l'amplificateur opérationnel

Pour le circuit de réaction, il vient:

$$\begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & \frac{2 nR}{1 + pRC} \end{vmatrix}$$

de sorte que pour l'ensemble, on obtient:

$$\begin{vmatrix} g_{11} & 1 \\ g_{21}^{-1} & \frac{2 nR}{1 + pRC} \end{vmatrix}$$

Le gain en courant  $A$  est fourni par:

$$A_i = - \frac{g_{21}^{-1}}{\frac{g_{11}}{y} - (g_{21}^{-1})}$$

avec:  $y = \frac{1}{2 nR} (1 + pRC)$

Comme en général:  $|g_{21}| \gg 1$ , on peut écrire:

$$A_i \simeq - \frac{g_{21}^{-1}}{g_{11} - g_{21}^{-1}} \simeq 1 + \frac{g_{11}}{g_{21}} \cdot \frac{2 nR}{1 + pRC} \quad (8)$$

erreur  
(quantité négative)

Cette dernière expression permet de prédéterminer la valeur du gain en tension minimum de l'amplificateur à transistors dont  $g_{11}$  est l'admittance d'entrée, de manière à rendre l'erreur inférieure à n'importe quelle borne choisie arbitrairement.

### Maquettes réalisées et essais pratiques

Diverses maquettes de circuits ont été réalisées par l'institut d'électrotechnique de l'Université de Louvain et par l'Ecole supérieure technique de Winterthour, selon le

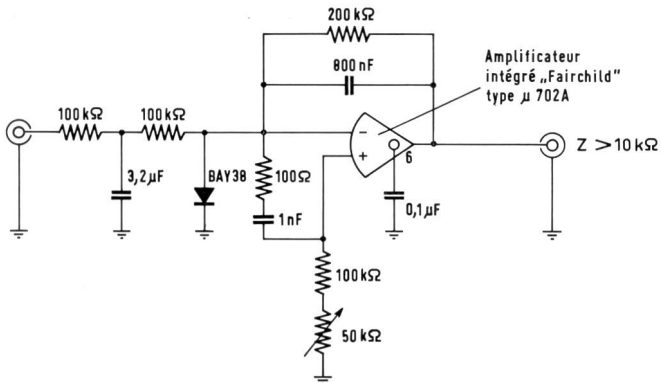
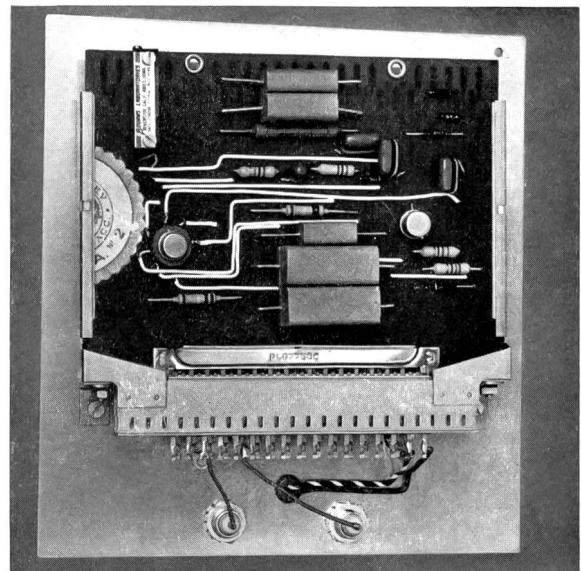
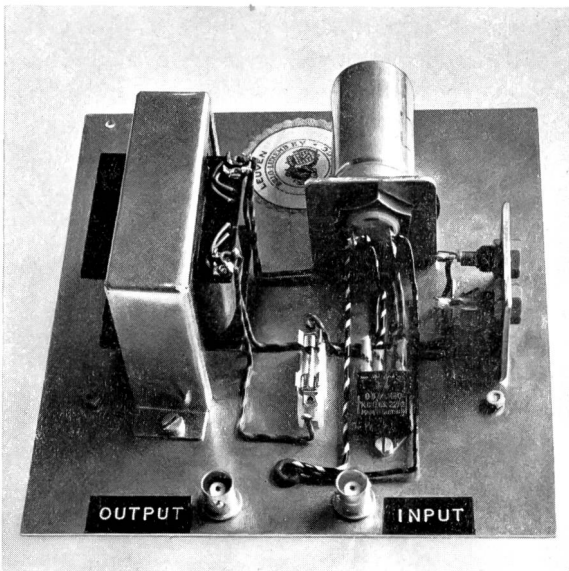


Fig. 7  
Amplificateur du Laboratoire d'électronique de l'Université de Louvain  
a) Schéma  
b) Amplificateur et alimentation



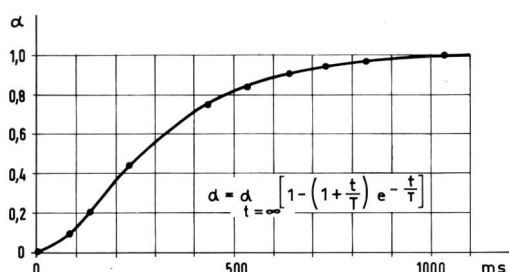


Fig. 8  
Réponse à un échelon unité d'un instrument indicateur CISPR réglé à l'amortissement critique et de constante  $T = 160$  ms

- = Courbe mesurée avec un enregistreur Speed-Servo Esterline Angus précédé du circuit de la figure 7
- = Courbe de réponse théorique

schéma de principe donné à la figure 2. Elles sont équipées de lampes ou de transistors. Les résultats obtenus sont entièrement satisfaisants ainsi qu'en témoignent les points portés dans la figure 1 qui représente l'élongation maximum de l'indicateur lorsque le circuit est excité par une tension sinusoïdale de fréquence  $f$ , ou la *figure 8*, dont la signifi-

tion est équivalente et qui donne la loi du mouvement de l'aiguille de l'instrument lorsqu'il est attaqué par un échelon unité. Comme cela est naturel d'après ce qui précède, l'écart constaté à la sortie d'un récepteur CISPR excité par des impulsions brèves de niveau constant, répétées à intervalles réguliers, entre le niveau indiqué par un enregistreur à plume à constante de temps de 160 ms réglé à l'amortissement critique et le niveau indiqué par un enregistreur Esterline Angus Speed Servo précédé du circuit électronique décrit dans cet article, a été inférieur à 0,5 dB à toute fréquence de répétition des impulsions.

La nécessité de disposer d'enregistreurs pour mesurer correctement le niveau des perturbations impulsives imposera sans doute l'usage de ce circuit électronique. Malheureusement, le potentiel de référence de la sortie des récepteurs actuellement sur le marché n'est pas toujours celui de leur masse. Il faut donc user d'une certaine prudence en appliquant le dispositif décrit. Pour éviter les risques, il serait souhaitable que ce circuit analogique soit monté en fabrique dans tous les nouveaux récepteurs de mesure de perturbation.