

Transmission sans fil par utilisation du seul champ électrique

Patrick Lindecker (F6CTE)
Maisons-Alfort (France)
07 février 2017
Révision C

SOMMAIRE

| | Page |
|---|------|
| 1. Notations et constantes utilisées | 3 |
| 1.1 Notations | 3 |
| 1.2 Constantes utilisées | 3 |
| 1.3 Abréviations | |
| 2. Introduction | 4 |
| 3. Rappel relatif aux différents types de transmissions | 8 |
| 3.1 Transmissions utilisant le champ électromagnétique | 8 |
| 3.2 Transmissions utilisant le seul champ magnétique | 8 |
| 3.3 Transmissions utilisant le seul champ électrique | 8 |
| 4. Un peu de « théorie » | 10 |
| 4.1 Courant de déplacement et courant de conduction | 10 |
| 4.2 Capacité propre et capacité sous influence (C_i), en présence d'autres électrodes | 11 |
| 4.3 Charge électrique Q_2 condensée sur la cathode | 12 |
| 4.4 Détermination de la tension (V_i) induite par l'anode (seule) au niveau de la cathode | 14 |
| 4.5 Modèle de Thévenin de la « source Cathode » | 16 |
| 5. Application | 19 |
| 5.1 Schéma de principe | 19 |
| 5.2 Description du système de transmission | 20 |
| 6. Tests et améliorations au fil des tests | 25 |
| 6.1 Tension disponible et contrôle de la loi en $1/d^4$ | 25 |
| 6.2 Premiers tests dans la configuration décrite au §5.2 | 25 |
| 6.3 Seconds tests avec diverses améliorations | 26 |
| 6.4 Test de l'AO en amplificateur suiveur | 27 |
| 6.4.1 Test sans la résistance d'entrée R | 27 |
| 6.4.2 Test après suppression de la capacité parasite | 28 |
| 6.5 Autres améliorations possibles dont la réception en mode différentiel et l'électroscope | 29 |
| | 33 |
| 7. Conclusion | 34 |
| 8. Références | |

REVISIONS

La révision C porte sur le Sommaire et les §3.3, 6.5 et 7.

1. Notations et constantes utilisées

1.1 Notations

Dans la suite du texte :

- les valeurs scalaires sont écrites en maigre et les vecteurs en gras,
- la moyenne est notée « $\langle \rangle$ »,
- le produit vectoriel est noté « \wedge »,
- le produit simple est noté « $*$ » ou « $.$ » ou n'est pas noté s'il n'y a pas d'ambiguïté,
- les puissances de 10 sont notées Ex ou 10^x (par exemple 10^{-7} ou E-7),
- les nombres complexes sont identifiés avec un souligné,
- la valeur absolue est notée $||$.

1.2 Constantes utilisées

c (célérité de la lumière dans le vide) : $299\,792\,458\text{ ms}^{-1}$
 μ_0 (perméabilité du vide) : $4.\pi.10^{-7}\text{ Hm}^{-1}$
 ϵ_0 (permittivité du vide) : $8,85419\ 10^{-12}\text{ Fm}^{-1}$
Nota : $c^2 = 1/(\epsilon_0 * \mu_0)$

1.3 Abréviations

THT : Très Haute Tension
 AO : Amplificateur Opérationnel
 SDR: "Soft Defined Radio"

2. Introduction

Préliminaire : le champ couvert par cet article est uniquement la transmission d'information sans fil et, aucunement, la transmission d'énergie sans fil. Autrement dit, le but ici n'est pas de transporter le maximum d'énergie, mais d'en recevoir juste assez pour décoder correctement le message transmis.

Les transmissions sans fil se font actuellement de deux manières :

- la plus commune est celle qui utilise un champ électromagnétique (radio, télévision hertziennne, etc),
- la moins courante est celle qui utilise le champ magnétique seul. Une utilisation actuelle est celle qui consiste à communiquer dans les espaces souterrains (voir référence [1]).

Une possibilité qui n'a jamais fait l'objet d'une quelconque utilisation dans le domaine des transmissions (disons du transport d'informations sans conducteur) est celle qui consiste à n'utiliser que le seul champ électrique.

En fait le champ électrique est utilisé (à travers des brevets) au transport de l'énergie sans contact (par couplage capacitif). On peut également trouver une proposition de transport de l'information à très courte distance mais toujours dans le cadre du transport de l'énergie, ceci dans le but de gérer au mieux le transfert d'énergie en fonction des besoins du récepteur et des possibilités de l'émetteur.

Mais on ne trouve pas de proposition de transport de l'information par cette voie, hors du champ du transport de l'énergie.

Le premier à s'intéresser à ce sujet fut Nikola Tesla qui produisit un brevet en 1900 (voir référence [2]). Le principe est présenté sur la figure en page suivante.

No. 645,576.

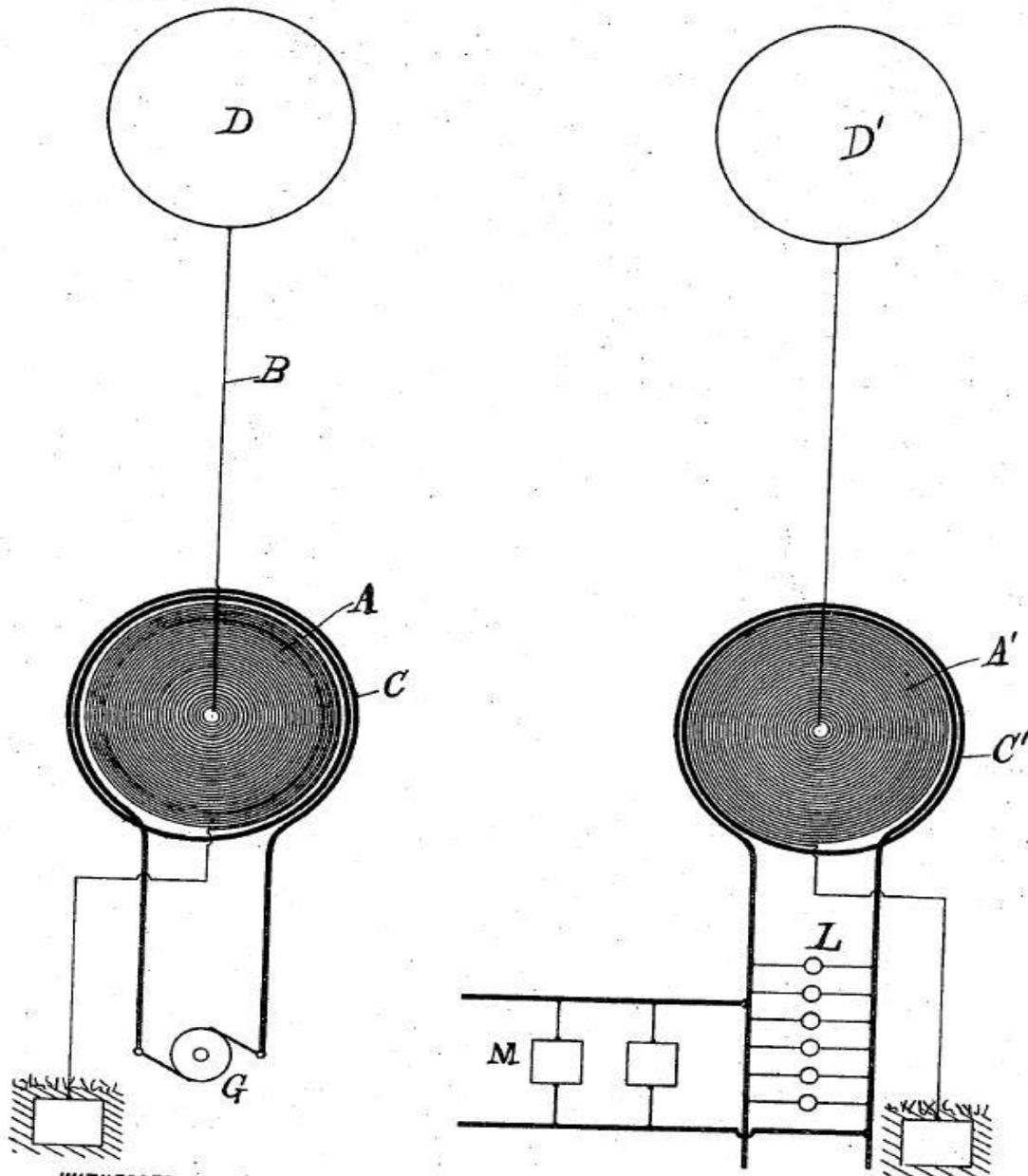
N. TESLA.

Patented Mar. 20, 1900.

SYSTEM OF TRANSMISSION OF ELECTRICAL ENERGY.

(Application filed Sept. 2, 1897.)

(No Model.)



WITNESSES

Dury W. Cooper
M. Hanson

INVENTOR

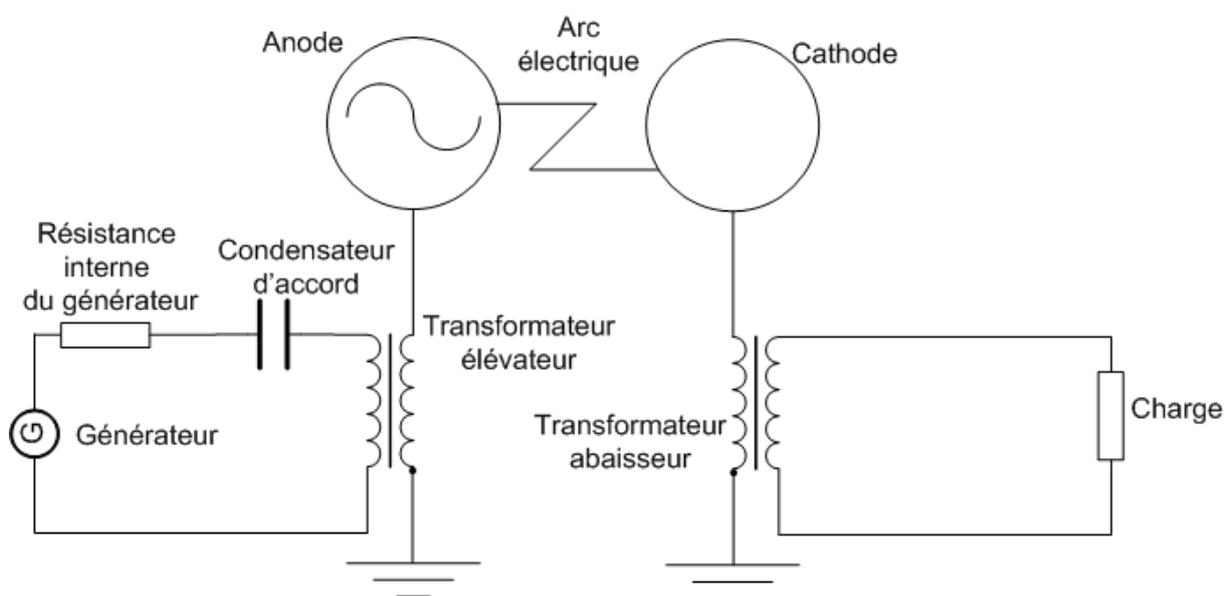
Nikola Tesla
 BY
Rev. Curtis Page
 ATTORNEYS.

Résumé de ce brevet

Sur la partie gauche se trouve l'émetteur (G) qui génère une tension alternative à environ 240 KHz sur le primaire (C) d'un transformateur élévateur de tension (A+C). La boule (D) (l'anode) connectée au secondaire (A) se charge sous une haute tension de plusieurs Mvolts.

Sur la partie droite se trouve le récepteur qui est symétrique de l'émetteur. Il reçoit sur sa boule (D') (la cathode) la haute tension et la transforme, via le transformateur (A'+C'), en basse tension au niveau du primaire où se trouvent les utilisateurs (L et M).

La transmission de l'énergie entre émetteur et récepteur se fait par ionisation de l'air à basse pression (environ 100 mbar), celui-ci devenant alors plus facilement conducteur qu'à la pression atmosphérique, si le champ est suffisamment élevé (en vertu de la loi de Paschen). Il s'agit de créer une décharge électrique entre émetteur et récepteur. Les électrodes (anode et cathode) sont donc situées à haute altitude (plus de 25 km) pour bénéficier d'une faible pression. Ce mode de transmission paraît réalisable à faible distance (quelques dizaines de mètres) mais pas au-delà (en page 5 de son brevet, Tesla envisageait, avec ce moyen, de transmettre de l'énergie sur des milliers de km, ce qui paraît, a priori, impossible). Le schéma électrique probable est donné ci-après.



Par ailleurs, dans son brevet (page 4), Tesla prévoit que si l'utilisateur n'a besoin que de faibles quantités d'énergie, une transmission par induction électrostatique, donc par couplage capacitif est possible. Il parle néanmoins de courant de conduction, bien qu'un couplage capacitif ne fait normalement intervenir qu'un courant de déplacement (le courant de conduction dans l'air est négligeable, la résistivité de l'air étant extrêmement grande). Cependant, il est vrai qu'à ces niveaux de tension (plusieurs millions de volts), l'air est partiellement ionisé (du fait du fort champ électrique) et permet l'établissement d'un courant de conduction non négligeable entre anode et cathode.

Brevets actuels de transmission de l'énergie (et d'information dans le cadre de la transmission d'énergie)

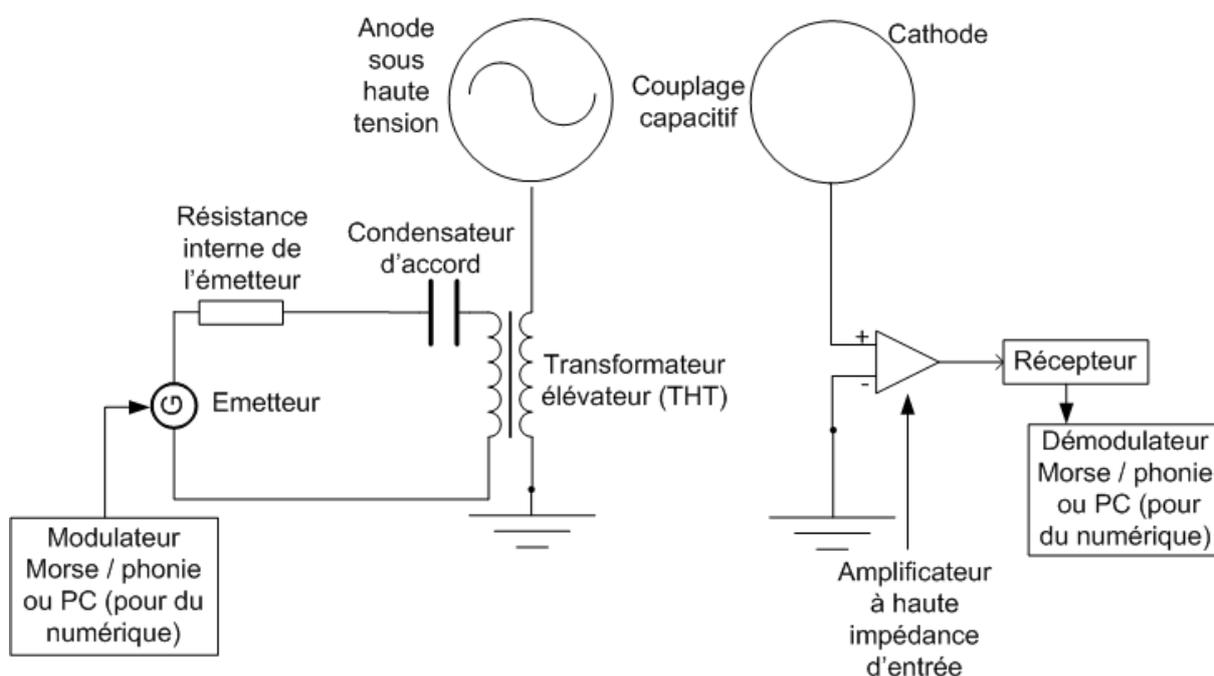
Récemment (2006) un brevet a été déposé (référence [4]), dans le domaine de la transmission d'énergie. Il utilise une disposition particulière (2 dipôles électriques disposés longitudinalement et sans raccordement à la terre). D'autres brevets ont suivis.

Proposition de l'auteur

Un des objectifs des radioamateurs est d'échanger de l'information, sans câble, le plus loin possible, de la manière la plus fiable possible et ceci de toutes les manières possibles et pas seulement en utilisant le champ électromagnétique.

Le but ici n'est donc évidemment pas de transporter de l'énergie, même s'il faut recevoir un minimum d'énergie pour décoder le message. A ce titre, l'auteur regarde la possibilité de transmettre des messages numériques en utilisant le champ électrique via un couplage capacitif, suivant le schéma de principe suivant (dérivé de celui de Tesla) :

Schéma de principe du système



3. Rappel relatif aux différents types de transmissions

3.1 Transmissions utilisant le champ électromagnétique

En champ dit « lointain », une onde (dite « plane et progressive ») de nature électromagnétique se propage par l'intermédiaire de deux champs perpendiculaires entre eux, chacun étant lui-même perpendiculaire à la direction de propagation dans le vide (ces deux champs forment donc un plan transverse par rapport à cette direction).

L'un est le champ électrique (« \mathbf{E} ») et l'autre est le champ magnétique (« \mathbf{B} »). L'énergie est donc transportée par ces deux champs, chacun transportant la même quantité d'énergie. La puissance diffusée par unité de surface (ou « flux d'énergie ») est définie par la valeur algébrique du vecteur de Poynting ($\mathbf{P} = (\mathbf{E} \wedge \mathbf{B}) / \mu_0$). Les champs \mathbf{E} et \mathbf{B} sont en phase et reliés par la relation $E = B.c$.

Ce qu'il faut retenir pour notre comparaison est que la puissance moyenne P_m reçue par un détecteur dont la surface S est perpendiculaire à la direction de propagation est égale à $\langle P \rangle . S$ avec $\langle P \rangle = P_t / (4 . \pi . d^2)$ dans le cas d'un rayonnement sphérique, P_t étant la puissance totale rayonnée et d la distance entre l'émetteur et le récepteur. Donc la puissance reçue P_m varie en $1/d^2$ (ce qui est favorable pour une diffusion lointaine).

Voir la référence [3] pour plus de détails.

3.2 Transmissions utilisant le seul champ magnétique

Le champ magnétique est généré par un long solénoïde bobiné, en général, autour d'une ferrite pour augmenter la perméabilité (μ) et donc le champ \mathbf{B} produit. En effet, la valeur du champ \mathbf{B} (au centre de la bobine) est proportionnelle à l'intensité du courant, à la perméabilité et au nombre de spires.

Sans rentrer dans les détails calculatoires, on peut montrer que l'énergie électrique (liée au champ \mathbf{E} induit par \mathbf{B} , voir l'équation de Maxwell-Faraday) est négligeable devant l'énergie magnétique. Par ailleurs, la puissance P_m reçue à une certaine distance de l'émetteur est proportionnelle à B^2 , or B varie en $1/d^2$ (formule de Biot et Savart) donc P_m varie en $1/d^4$ avec d la distance entre l'émetteur et le récepteur (ce qui spécialise ce type de transmission à une utilisation en champ proche ou moyen).

3.3 Transmissions utilisant le seul champ électrique

S'il s'agissait de transmettre de la puissance au travers d'un condensateur gigantesque, à couplage capacitif total (par exemple deux électrodes planes infinies et séparées d'une distance finie), la puissance reçue serait égale à celle transmise et la distance n'y changerait rien.

Dans notre cas, il s'agit d'utiliser deux électrodes (anode/cathode) de dimension finie, en vis-à-vis, comme dans un condensateur mais à très faible couplage capacitif.

Par la suite, on montrera que pour des électrodes éloignées:

- si la réactance de la charge (le récepteur) est égale à la réactance de la source, P_m variera en $1/d^3$,
- s'il n'est pas possible d'adapter les impédances (la capacité d'entrée du récepteur étant beaucoup plus grande que la capacité C_i cathode/anode), P_m variera en $1/d^4$,

- à l'inverse, s'il est possible de présenter une impédance d'entrée du récepteur beaucoup plus grande que la réactance de la capacité C_i cathode/anode, P_m variera en $1/d^2$, comme pour le champ électromagnétique.

Il s'ensuit que suivant le schéma du récepteur, de la taille des électrodes, de leur configuration et de la tension sur l'anode, on peut envisager une telle transmission en champ proche ou moyen, donc jusqu'à quelques kilomètres.

Nota : comme il s'agit d'une induction électrostatique en ligne directe et non pas d'ondes, il n'est pas possible d'espérer une transmission par rebonds sur les couches ionisées.

Voilà, en tout cas, qui est assez pour étudier ce type de transmission.

A noter que la puissance transmise est une puissance réactive et non active, donc toujours compensable (par une inductance dans notre cas). Cependant, à l'émission les pertes Joule dans le primaire du transformateur élévateur peuvent être largement supérieures à la puissance transmise.

4. Un peu de « théorie »

Dans ce qui suit, on suppose implicitement que la dimension des électrodes (anode et cathode) est très petite devant la longueur d'onde utilisée (disons $< 1/100$ de la longueur d'onde). On est donc en régime quasi-stationnaire, c'est-à-dire que l'état d'équilibre entre l'anode et la cathode qui se fait par inductions (influences) électrostatiques successives et réciproques (anode \rightarrow cathode puis cathode \rightarrow anode...), à la vitesse de la lumière, sera atteint quasi instantanément (temps très inférieur à la période du champ alternatif).

Nota 1 : en fait, à grande distance entre l'anode et la cathode, on peut montrer (par simulation) qu'après la première induction (anode \rightarrow cathode), on est déjà quasiment à l'équilibre (l'influence de la cathode sur l'anode étant négligeable). Donc tout se passe comme si la charge électrique portée par la cathode évoluait avec un très léger retard par rapport à la charge électrique portée par l'anode.

Nota 2: à toutes fins utiles, on précise que les électrodes n'ont rien à voir avec des antennes (la phase sur les électrodes est supposément partout identique...).

Le but de ce chapitre est de trouver le générateur de Thévenin pour la cathode, en tant que source du récepteur (qui est la charge).

4.1 Courant de déplacement et courant de conduction

D'abord définissons ce qu'est le courant de déplacement dans un condensateur et le très faible courant de conduction (cf. équation de Maxwell-Ampère) à travers ce même condensateur.

Courant de conduction

Comme indiqué sur la figure suivante, le courant de conduction est le courant traversant la résistance diélectrique séparant les 2 électrodes (on trouve sur Internet une résistivité de $1 \text{ à } 2 \cdot 10^{11}$ ohms/cm pour l'air standard, valeur qui doit dépendre de l'humidité). Par contre, dans un plasma (gaz ionisé), la résistivité peut chuter jusqu'à de très faibles valeurs, en particulier dans un arc électrique.

Courant de déplacement

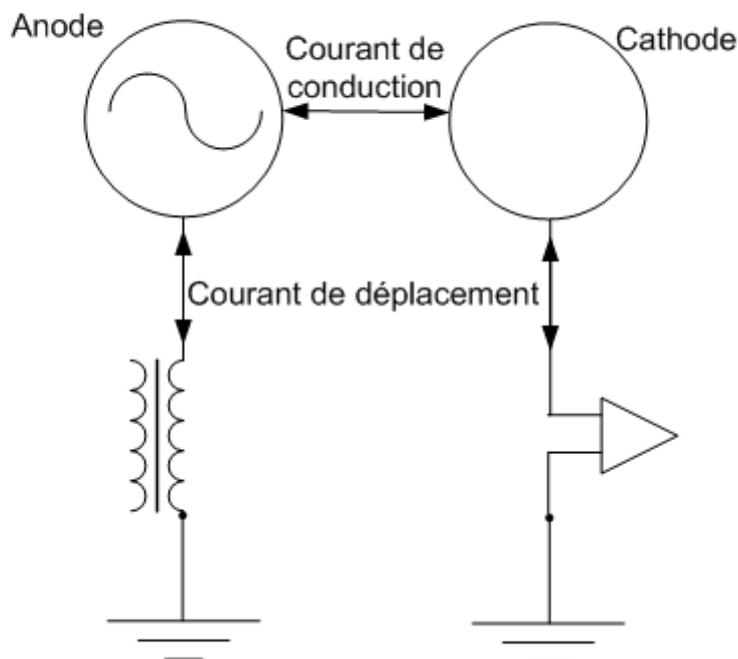
Le courant de déplacement est le courant oscillant entre l'électrode (cathode ou anode) et la terre. Ces électrodes stockent des charges électriques comme les châteaux d'eau stockent de l'eau.

Pour ceux qui veulent creuser le sujet, voir le document en référence [5].

Ci-après, on trouvera un schéma figurant les 2 types de courant.

Nota : le sens physique du courant de déplacement étant un sujet non totalement élucidé, l'indication donnée à la figure suivante est l'interprétation de l'auteur.

Courants de déplacement et de conduction



4.2 Capacité propre et capacité sous influence (C_i), en présence d'autres électrodes

Electrode isolée

Une électrode isolée possède en propre une certaine capacité C (en Farads) pour stocker les charges électriques, sous une certaine tension. Cette capacité dépend uniquement de la géométrie de l'électrode. On suppose que l'électrode (anode) est en métal, donc avec des charges électriques libres disponibles et mobiles. La charge physique Q en Coulombs s'en déduit ($Q=C.V$ avec V la tension).

Electrodes (anode et cathode) sous influence mutuelle partielle

L'anode et la cathode sont sous influence mutuelle, c'est à dire qu'il existe une force électrostatique les attirant. Ces deux électrodes forment un dipôle électrique (la Terre assurant la liaison entre l'anode et la cathode). Cependant, ces électrodes ne forment pas un condensateur car l'influence mutuelle n'est pas totale.

Elle pourrait être (quasi) totale si les électrodes étaient très proches comme dans un condensateur, mais, dans notre cas, cette distance est grande et l'influence mutuelle est partielle et très faible. C'est cette capacité (« C_i », avec « i » pour « influence » ou « induite ») qui nous intéresse. Cette capacité C_i entre les deux électrodes sera donc très inférieure aux capacités isolées. Pour plus de détails sur ce sujet, voir la référence [6] (chapitres III et IV).

On peut, tout de même, donner les principales équations avec les notations de la référence [6] (pages 31 à 33), qui se simplifient dans notre cas, car la cathode est à 0 V (reliée à la terre).

$Q_1=C_{11}.V_1$ (C_{11} : capacité de l'anode en présence de la cathode (>0))

$Q_2 = C_{21} \cdot V_1$ (C_{21} : coefficient (capacité négative) d'influence entre l'anode et la cathode (<0))

Par la suite on note $C_i = -C_{21}$, donc $Q_2 = -C_i \cdot V_1$

$V_1 = (1/C_1) \cdot Q_1 + (1/C_d) \cdot Q_2$ (C_1 : capacité de l'anode isolée dans l'espace (>0) et C_d un coefficient (capacité négative) dépendant de la géométrie et de la distance entre électrodes)

$V_2 = 0 = (1/C_d) \cdot Q_1 + (1/C_2) \cdot Q_2$ (C_2 : capacité de la cathode isolée dans l'espace (>0))

Détermination de la valeur C_i

Pour 2 sphères de rayon respectif R_1 (pour l'anode) et R_2 (pour la cathode) et séparées d'une distance d , telle que $d \gg R_1$ et R_2 , on peut montrer que C_i tend vers la valeur suivante : $C_i = 4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot R_1 \cdot R_2 / d$.

Nota : stricto-sensu, le « coefficient d'influence » C_{ij} est toujours négatif et la capacité entre électrodes C_i , égale à $|C_{ij}|$, est toujours positive.

A noter que :

- les charges électriques sur la cathode sont inversées par rapport à celles présentes sur l'anode,
- la capacité d'une sphère isolée de rayon R_1 valant $C = 4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot R_1$, il s'ensuit que $C_i = C_1 \cdot R_2 / d$, C_1 étant la capacité de l'anode (considérée isolée car à grande distance de la cathode).

Comme n'importe quelle électrode tend à se comporter de façon isotrope à longue distance, il s'ensuit que l'on peut assimiler une électrode de forme quelconque à une sphère dont le centre correspondrait au barycentre des charges électriques. Dans ce cas R (R_1 ou R_2) serait assimilé à une dimension caractéristique L de l'électrode. Par exemple, pour un disque $L = 0,317 \cdot$ le diamètre du disque, déterminé expérimentalement.

On peut se servir de Multiplasma (référence [7]), pour déterminer C_i à une distance donnée.

Nota : on peut changer d'échelle, comme par exemple interpréter les « mm » (unité de base Multiplasma) comme des cm ou des dm, mais il faudra alors appliquer une loi d'échelle (« loi de similitude ») (voir la fin du manuel Multiplasma pour les détails).

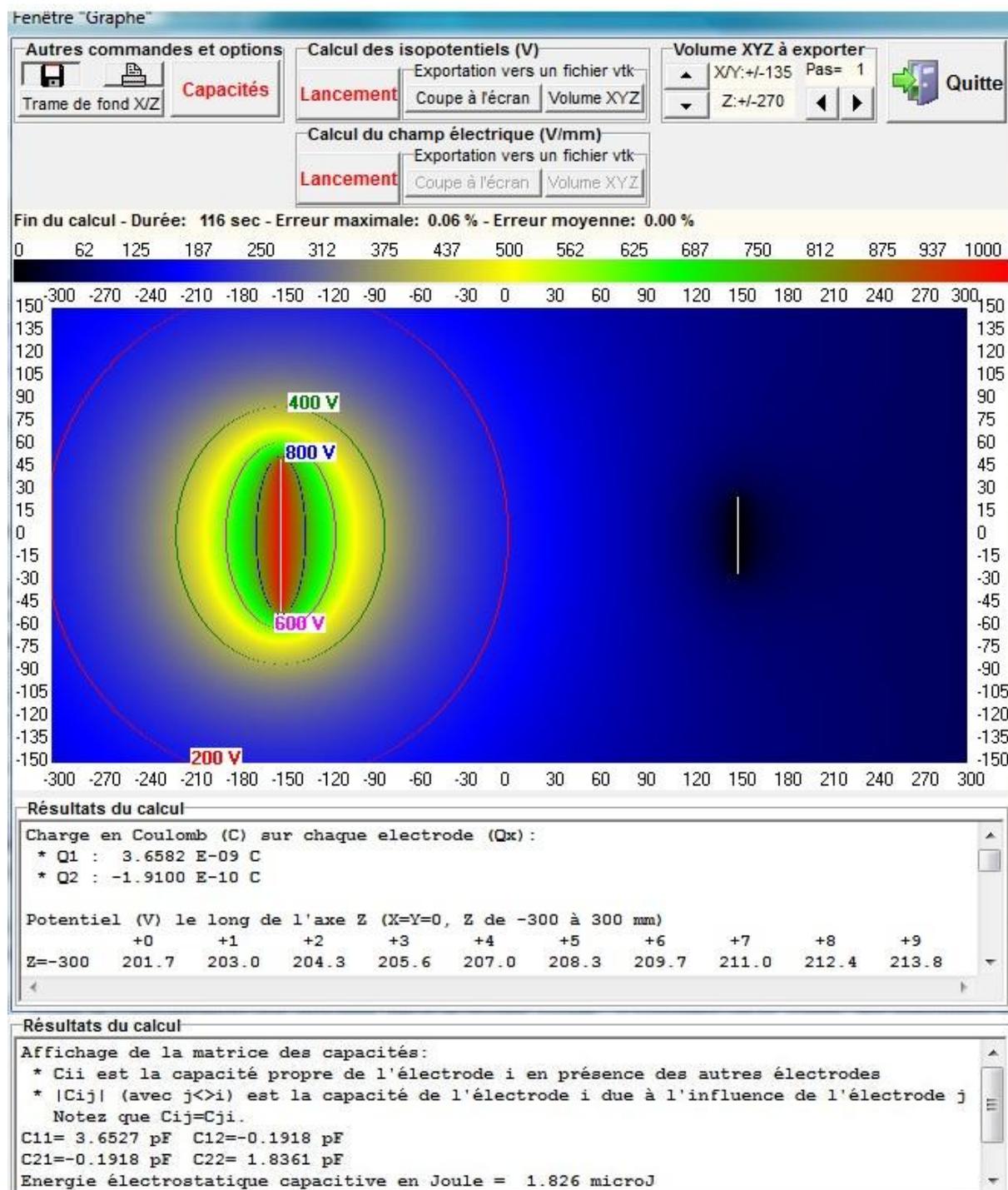
4.3 Charge électrique Q_2 condensée sur la cathode

La charge Q_2 , condensée sur la cathode, découle de la capacité sous influence C_i ($Q_2 = -C_i \cdot V_1$, avec V_1 la tension sur l'anode).

Par exemple, pour un système composé de deux sphères (anode de rayon R_1 et cathode de rayon R_2 , séparées d'une distance d), on trouve : $Q_2 = -4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot V_1 / d$ (avec '-' car la charge électrique est de signe opposée à celle condensée sur l'anode)

Ci-après, on trouvera une copie d'écran du logiciel Multiplasma (référence [7]) montrant les isopotentiels entre deux électrodes :

- à gauche, une anode sous la forme d'un disque de 10 cm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur, alimentée à 1000 V continu,
- à droite, une cathode sous la forme d'un disque de 5 cm de diamètre et de 1 mm d'épaisseur, reliée à la terre (donc à 0 V) et séparée de l'anode d'une distance de 30 cm.



Dans les deux fenêtres du bas, on trouve successivement la charge sur E1 ($Q_1=3,6582 \text{ E-9 C}$) et celle sur E2 ($Q_2=-1,9100 \text{ E-10 C}$) puis les capacités Cii et |Cij|.

Celle qui nous intéresse est la capacité d'influence (C_i) entre les électrodes $C_i = |C_{12}| = |C_{21}| = 0,1918 \text{ pF}$ (ou $1,9118 \text{ E-13 F}$). Dans le cas présent, on peut noter que $C_i = -Q_2/V_1$ aux incertitudes de calcul près (le calcul des isopotentiels et de la charge étant beaucoup plus précis que le calcul direct des capacités).

Bien sûr, dans notre cas, on alimentera l'émetteur avec un courant alternatif à une fréquence « f » (de pulsation $\omega = 2\pi f$) et non en courant continu, mais cela ne change rien à la portée des calculs.

Par exemple, la charge instantanée sur l'anode pourra être exprimée de la façon suivante :

$Q_1(t) = C_{11}.V_1.\cos(\omega.t)$ avec V_1 la tension de crête sur l'anode.

4.4 Détermination de la tension (V_i) induite par l'anode (seule) au niveau de la cathode

Important : la cathode n'est pas considérée ici en tant qu'électrode. Seule sa position est prise en compte. On pourrait aussi bien considérer la cathode comme isolée (non reliée à la Terre), ce qui revient au même.

Supposons que l'anode soit une sphère de rayon R_1 portée à une tension V_1 . On peut montrer (en utilisant la capacité de la sphère) que la tension induite en continu à une distance d est égale à $V_i = V_1 \cdot R_1/d$

Nota 1 : l'induction est supposée se propager à la vitesse de la lumière.

Nota 2 : conformément aux hypothèses prises au §4, on supposera que V_i et V_1 sont en phase (pour simplifier, mais cela ne change rien dans le principe).

Pour une électrode de forme quelconque, R_1 correspondra à la dimension caractéristique L de l'électrode ($L = 0,317 \cdot \text{le diamètre pour un disque}$), avec $V_i = V_1 \cdot L/d$.

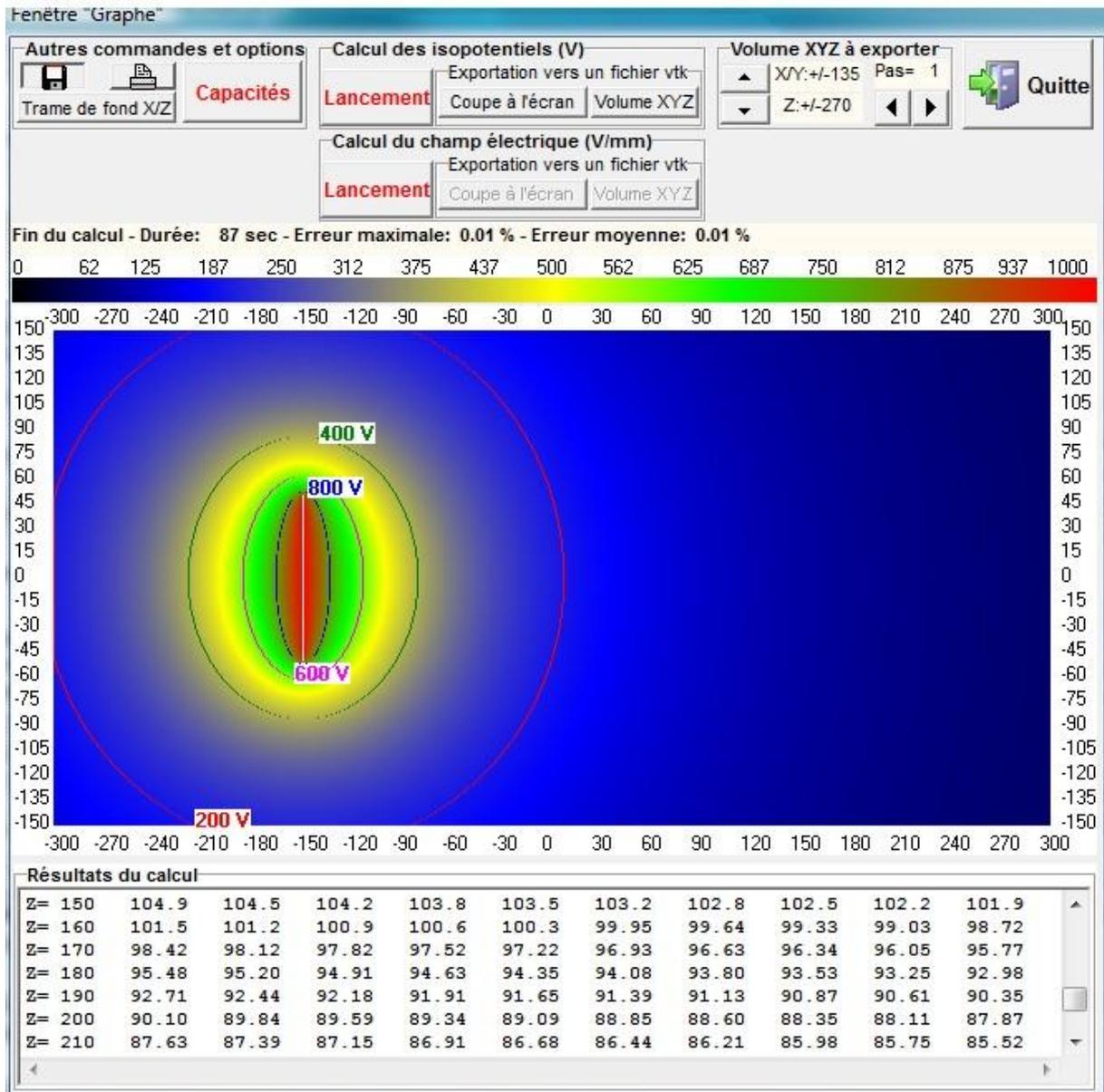
On peut aussi montrer, en utilisant le théorème de réciprocité de Green (Référence [8] page 92) que $V_i = (Q_1 - Q'_1) \cdot V_1 / Q'_2$.

Dans ce cadre, on peut se servir de Multiplasma (référence [7]) pour déterminer :

- Q_1 : la charge de l'anode sous tension, seule (en monopôle)
- Q'_1 : la charge de l'anode sous tension mais avec la cathode à 0 V sous influence de l'anode
- Q'_2 : la charge de la cathode à 0V sous influence de l'anode

On peut aussi se servir de Multiplasma (référence [7]), pour déterminer directement V_i à une distance quelconque sur l'axe z (horizontal). Sur la copie d'écran ci-dessous, on voit qu'à $z = +150$ (position de la cathode), la tension induite est de 104,9 V.

On notera aussi que le « champ » autour du disque tend à se comporter de façon isotrope à longue distance, comme pour une sphère : les isopotentiels ressemblent à des ellipses près de l'anode et à des cercles dès que l'on s'éloigne de l'anode.

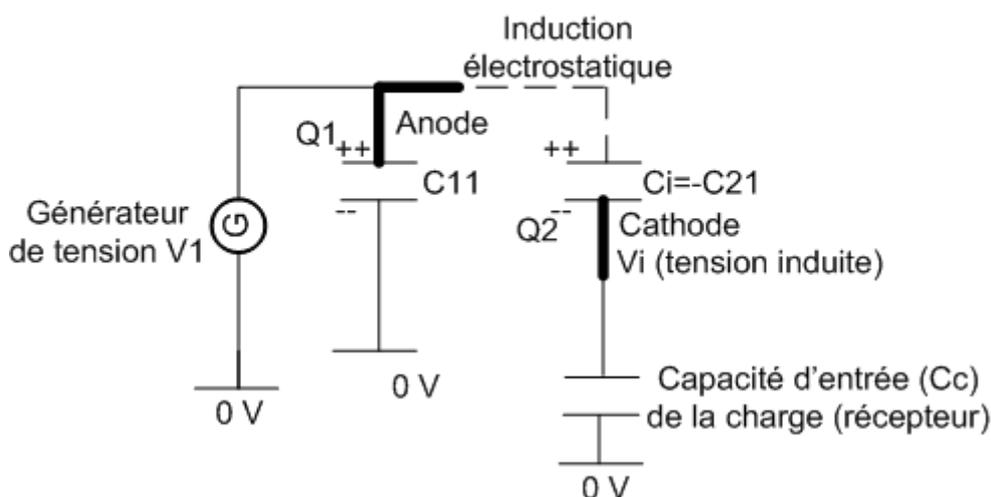


4.5 Modèle de Thévenin de la « source Cathode »

Le modèle électrique général correspondant aux équations est donné sur la figure ci-dessous.

A noter qu'il y a une chute de tension (V_1-V_i) entre l'anode et la cathode due à l'influence mutuelle partielle.

Schéma de Thévenin général

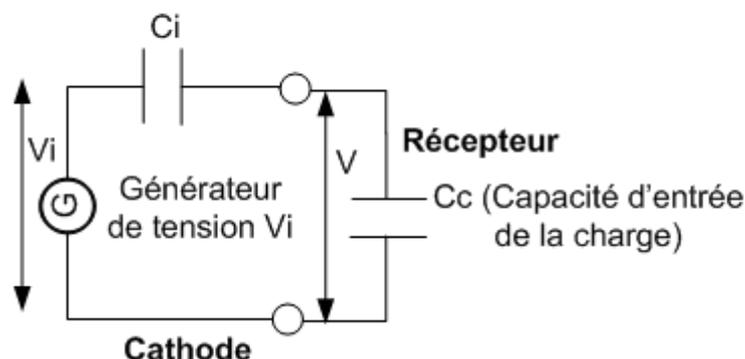


On peut voir la cathode comme une électrode recevant de l'énergie de l'anode en amont et la distribuant à une charge en aval. La cathode est donc en même temps un récepteur et un générateur. Le modèle de Thévenin à déterminer est relatif à la cathode vue du point de vue « générateur ». Il est donc nécessaire de déterminer 2 paramètres : la tension à vide et la réactance interne :

- On doit déterminer la tension à vide du générateur « cathode ». Ici il s'agit de la tension V_i induite par l'anode (et non V_1). En effet, si la cathode est isolée (ou connectée à la Terre via une résistance infinie), elle sera soumise à la tension V_i (cf. §4.4).
- Pour déterminer la réactance interne Z_i , il suffit de supprimer la charge et de remplacer le générateur par un court-circuit. Dans ce cas, depuis les bornes de la charge, on n'a que $C_i = -C_{21}$, donc la réactance interne est celle donnée par C_i . Le schéma de Thévenin de la « source Cathode » est donné en page suivante.

Nota : on considère la capacité d'entrée et non la résistance d'entrée car en général la résistance d'entrée est largement supérieure à la réactance d'entrée, donc on peut négliger cette résistance. Par exemple le voltmètre numérique utilisé pour les tests a une impédance de 10 MOhms/100 pF en parallèle, or la réactance d'une capacité de 100 pF est de 178 Ko (à 8900 Hz), valeur très inférieure à 10 MOhms.

Schéma de Thévenin de la « source Cathode »



En fonction des valeurs de C_i et C_c , il apparaît trois cas différents, présentés ci-après.

Adaptation de C_c à C_i

On peut chercher à savoir quelle est la valeur de la capacité d'entrée C_c qui permet de disposer du maximum de puissance au niveau de la charge.

On notera $Z_i = 1/(j.C_i.w) = -j X_i$ avec $X_i = 1/(C_i.w)$

C_i et C_c forment un pont capacitif, donc $V/V_i = C_i/(C_c + C_i)$

Après quelques calculs, on trouve que la puissance (réactive) P disponible sur C_c vaut : $P = V_i^2 . C_i^2 . C_c . w / (C_i + C_c)^2$

Pour trouver la réactance idéale, il suffit de dériver P par rapport à C_c puis de mettre le résultat à 0. On trouve alors que $C_c = C_i$ permet le passage du maximum de puissance et celle-ci vaut $P_{\text{maximum}} = V_i^2 . C_i . w / 4$.

On a vu précédemment que pour des sphères, dans l'hypothèse d'une grande distance séparant l'anode et la cathode :

- $V_i = V_1 . R_1 / d$ (R_1 : rayon de l'anode),
- $C_i = C_1 . R_2 / d$ (R_2 : rayon de la cathode).

In fine, on trouve que, dans ce cas, $P_{\text{maximum}} = (V_1^2 . R_1^2 . R_2 . C_1 . w) / d^3$, avec V_1, R_1, R_2 et C_1 indépendants de d .

Etant donné que n'importe quelle électrode tend à se comporter de façon isotrope à longue distance (donc comme une sphère), il s'ensuit que, dans tous les cas, la puissance disponible maximum varie en $1/d^3$, si les impédances sont adaptées ($C_i = C_c$).

Cas C_i très inférieur à C_c

Dans le cas général où C_i est tellement faible (rapidement inférieur à 0,1 pF) que C_c ne peut être adaptée à C_i (cas du voltmètre numérique utilisé pour les tests). On doit donc considérer que $C_i \ll C_c$.

Dans ce cas, $V/V_i = C_i/C_c$ et $P = V_i^2 . C_i^2 . w / C_c$.

Pour des sphères, on trouve $P = (V_1^2 . R_1^2 . R_2^2 . C_1 . w) / d^4$

Dans ce cas, la puissance disponible maximum varie en $1/d^4$ (cas défavorable).

Cas C_c très inférieur à C_i

Si on arrive par un moyen ou un autre à compenser C_c jusqu'à rendre l'impédance d'entrée du récepteur Z_c bien plus grande que la réactance de C_i , alors la tension V sera quasiment égale à V_i et l'on tendra vers une puissance disponible $P=V_i^2/Z_c$ qui variera en $1/d^2$, comme pour les transmissions par le champ électromagnétique (cas favorable).

Ce moyen pourrait être, par exemple, un AO en suiveur de tension et/ou sinon une inductance en parallèle de l'entrée du récepteur pour former un circuit résonant.

Maintenant que nous avons défini le générateur de Thévenin, nous pouvons passer à l'application.

5. Application

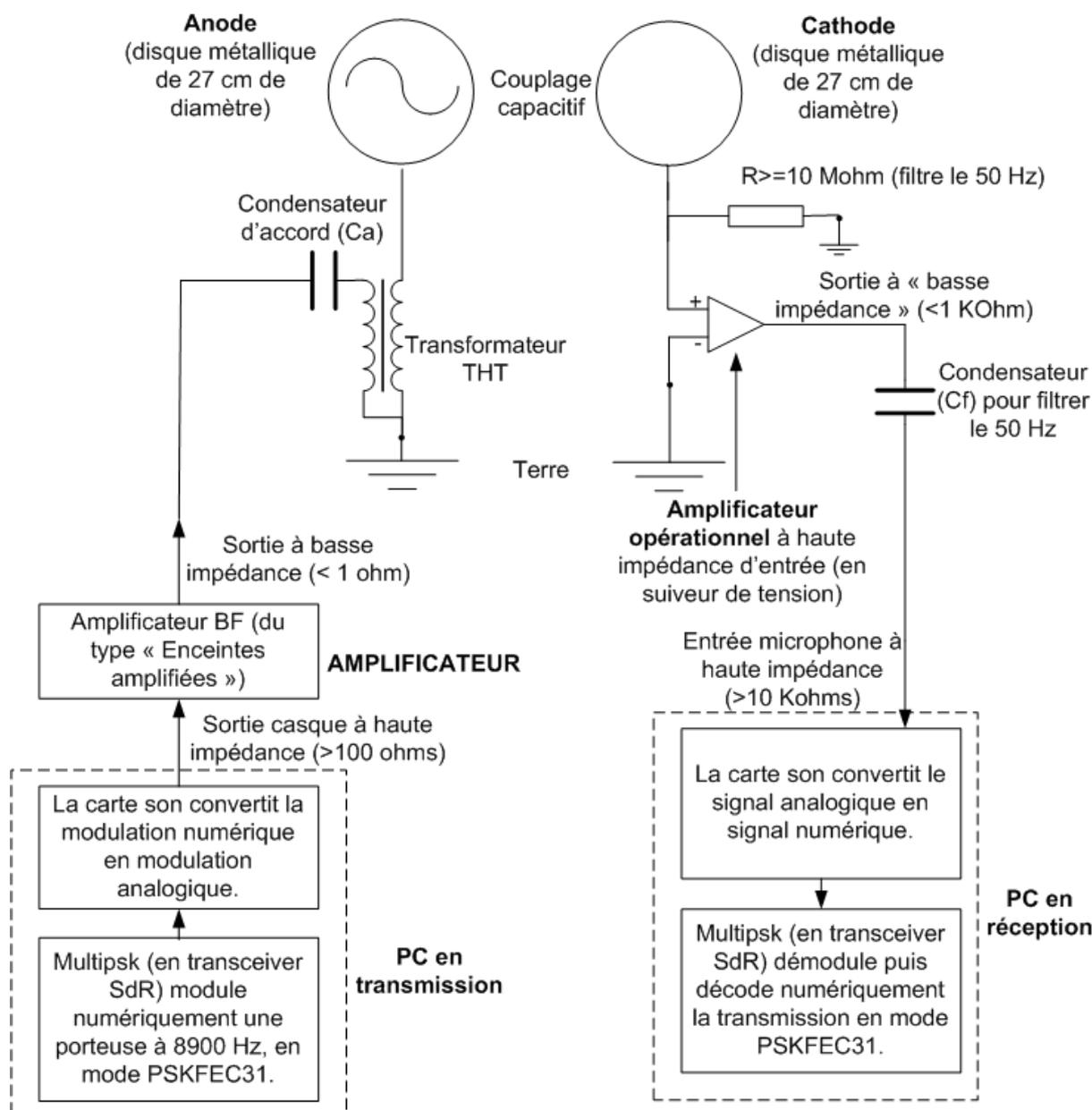
5.1 Schéma de principe

L'auteur ne disposant que d'un seul transceiver HF, l'essai n'a pas pu être réalisé sur les bandes basses HF OM (disons de 135,7 à 1850 KHz).

Par contre, disposant de plusieurs PC équipés d'une carte son, les tests ont été faits sur la bande 3 à 9 KHz qui n'est pas réglementée. En outre, la bande 8,7 à 9,1 KHz (appelée « Dreamer's band ») semble être une bande d'expérimentation dans certains pays (voir <https://sites.google.com/site/sub9khz/>).

Partant de là, voilà ce que propose l'auteur.

Schéma de principe du système de transmission par le champ électrique

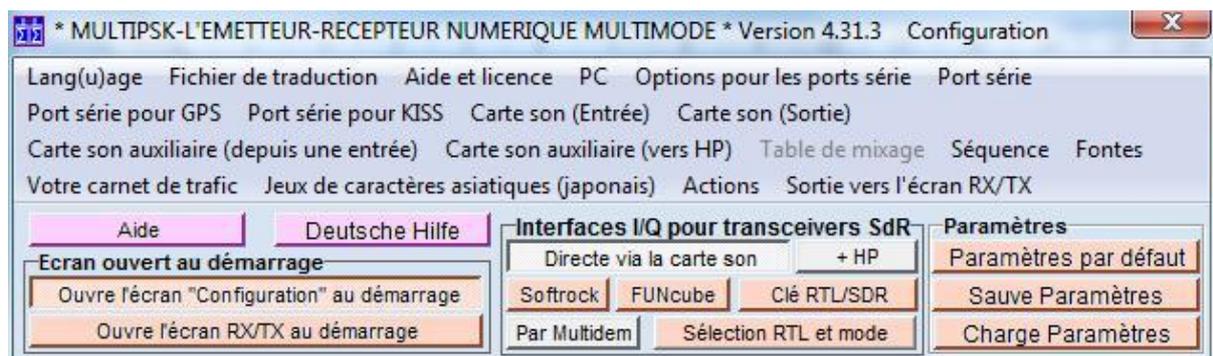


5.2 Description du système de transmission

La description se fait du plus en amont vers le plus en aval.

Elle correspond à un seul sens de transmission car dans cet article on en reste aux principes. L'autre sens serait symétrique du premier, en utilisant la même électrode qui passerait à un rôle symétrique (anode → cathode et cathode → anode).

Multipsk (référence [9]) est un logiciel de codage/décodage radioamateur permettant un fonctionnement de 0 à 24 KHz en mode SDR. Pour cela, on sélectionne « Directe via la carte son » dans le bloc « Interfaces I/Q pour transceivers SdR » de la première fenêtre (voir copie d'écran ci-dessous).



Le mode PSKFEC31 (référence [10]) est robuste (du fait d'une redondance sur la transmission des bits) et sensible (rapport Signal sur Bruit minimum de -14,5 dB), avec une vitesse suffisante (28 mpm) pour une conversation.

Multipsk génère la porteuse à 8900 Hz et la module en PSKFEC31. L'émission est activée en poussant le bouton « TX » (voir la copie d'écran en page suivante).

Nota : les modes CONTESTIA-8-250 et PSK10 ont également été testées.

The screenshot displays the MULTIPSK V. 4.31.3 software interface. The main window is titled 'MULTIPSK V. 4.31.3 RX/TX screen - MULTIPSK - THE MULTIMODE DIGITAL TRANSCEIVER - Version 4.31.3'. It features a menu bar with options like 'Configuration', 'Adjustments', 'Options', 'Tools', 'PSKReporter', 'Satellites', 'Panoramic', and 'Help'. The 'Configuration' tab is active, showing various settings for 'Transceiver', 'Country/Loc', 'World', 'QSO', 'Mail', 'Tune', 'Beacon', 'ID', and 'CPU'. A 'Waterfall' display is visible at the bottom, showing a signal at 7.900 Hz. A smaller window titled 'I/Q direct interface via the sound card, for SdR transceivers' is overlaid on the main window, showing a spectrum plot and various control parameters like 'AF frequency', 'HF frequency (kHz)', 'Offset', and 'Modulations'.

La carte son convertit la modulation numérique en modulation analogique, à haute impédance (>100 ohms) car la sortie est destinée à un casque.

Le signal de sortie de la carte son passe ensuite dans un amplificateur BF pour abaisser l'impédance et donc fournir la puissance nécessaire au transformateur THT. Une paire d'enceintes amplifiées a donc été convertie en amplificateur BF. L'impédance de sortie varie entre 0,5 et 2 ohms suivant le niveau.

Nota : c'est la basse impédance d'entrée (environ 2,4 Ohms à 8900 Hz) du transformateur THT qui impose la nécessité d'un amplificateur BF. Si le transformateur THT avait une impédance de plus de 100 ohms, il n'y aurait pas besoin d'amplificateur BF.

Le transformateur THT est une bobine d'allumage pour mini-motos de référence « ZTXF 2015/06 ». Le rapport de transformation « m » est de 100 environ. La résistance du primaire est de 0,53 ohm. L'accord à 8900 Hz se faisant avec une capacité de 3,9 μF , il s'ensuit que l'inductance de la bobine doit être de 82 μH .

L'idéal pour un transformateur THT serait d'avoir une forte réactance primaire avec une résistance ohmique faible et, bien sûr, un rapport de transformation élevé (sans claquage entre les spires).

Le condensateur d'accord série C_a est de $3,9 \mu\text{F}$ (non polarisé), ce qui permet d'avoir un gain sur la tension de sortie d'environ 70% ce qui n'est pas négligeable.

Nota 1: un accord parallèle n'a pas d'intérêt car le facteur de qualité de la self du primaire est trop faible.

Nota 2 : l'impédance secondaire est tellement grande que pour le transformateur, il s'agit quasiment d'un fonctionnement à vide. En effet on peut déterminer la capacité d'un disque seul de 270 mm (en tant qu'anode): $9,86 \text{ pF}$. L'impédance de celui-ci est donc égale à $Z_s = 1/(C.w) = 1,8 \text{ Mohms}$. Même ramené au primaire $Z_p = 1,8 \text{ E}6/\text{m}^2 = 180 \text{ ohms}$ est négligeable (« m » est le rapport de transformation).

En sortie du transformateur THT, la tension maximum est environ d'environ 700 V efficace, soit 1000 V crête.

L'anode et la cathode sont, en fait, des couvercles métalliques (pour la cuisine). Il faut isoler l'anode d'un film plastique, pour éviter de toucher une surface à 1000 V.

Précautions

A ce niveau, il n'est pas inutile de rappeler ici que le maximum de précautions doit être pris contre le risque d'électrocution en THT (gants et vêtements isolants...). Il faut vérifier que tous les conducteurs de la partie THT soient isolés.

Par précaution, il faut considérer une tension de claquage dans l'air de 1000 V/mm.

Une entrée à haute impédance (ici un AO CA3140) est indispensable compte-tenu de la haute impédance de sortie du générateur (cf. §4.5).

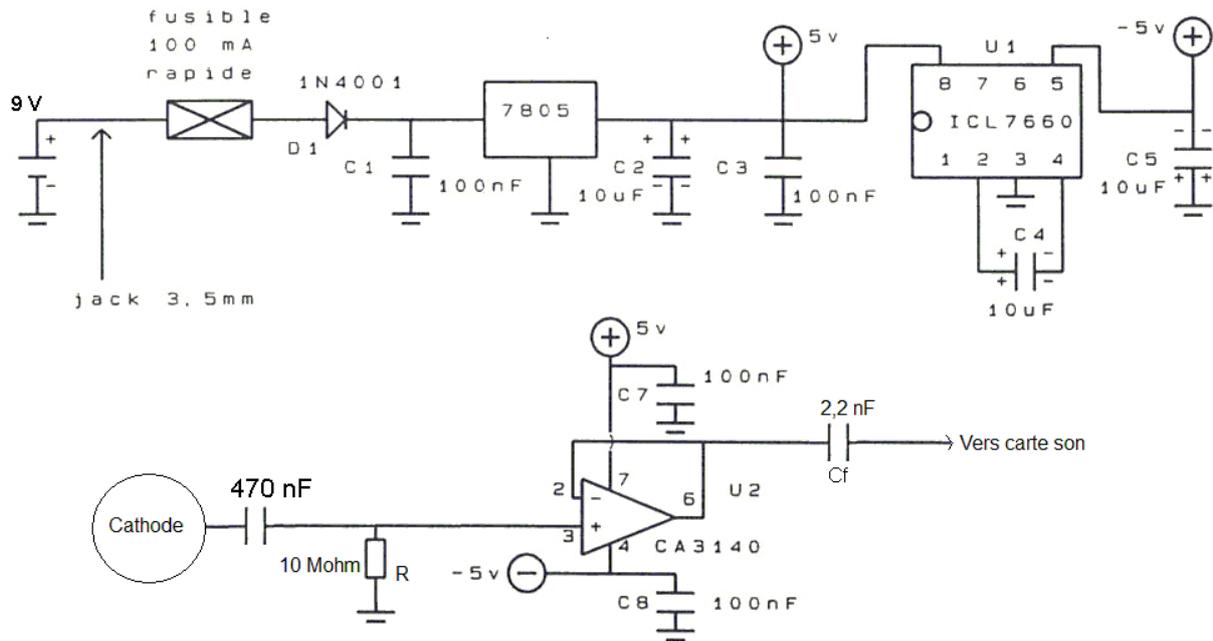
Par ailleurs, le champ électrique 50 Hz est fort et, évidemment, présent partout. Il doit donc être réduit au maximum dans le récepteur. A cet effet, on a donc rajouté une résistance d'entrée R de 10 MOhms qui limite le 50 Hz. La valeur de 10 MOhms a été fixée expérimentalement.

C'est donc cette résistance d'entrée R à 10 MOhms qui va normalement fixer l'impédance d'entrée de l'entrée du récepteur (celle de l'AO augmente normalement énormément en suiveur de tension).

Nota : l'auteur testera plus loin (§6.4) si la capacité d'entrée de l'AO (4 pF) diminue réellement en suiveur de tension.

L'AO CA3140, monté en suiveur de tension, délivre le signal sous une impédance de sortie d'environ 60 Ohms, ce qui est suffisamment bas. Pour encore filtrer le 50 Hz, on ajoute, en sortie de l'AO, un condensateur de liaison $C_f = 2,2 \text{ nF}$ qui a une réactance de 8,1 KOhms à 8900 Hz, compatible avec l'impédance de l'entrée microphone (10 à 50 KOhms).

On trouvera, ci-dessous, le schéma électronique de ce récepteur.

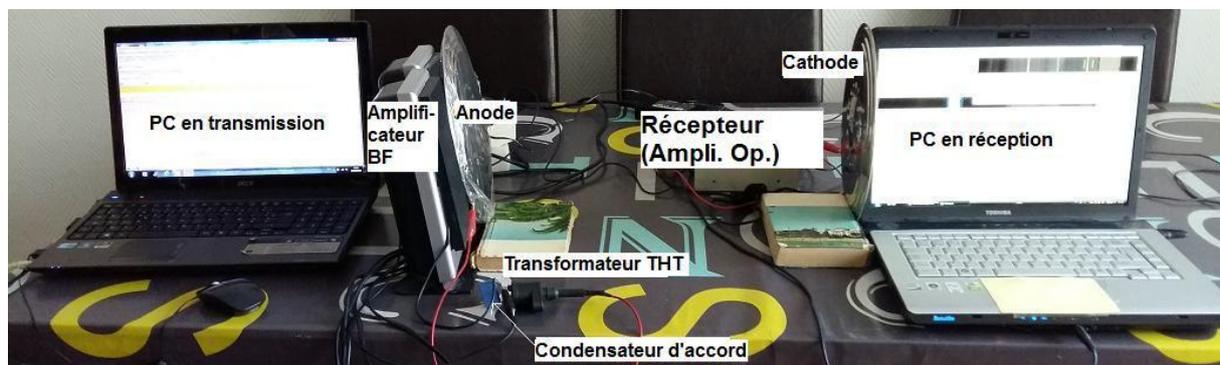


Ce signal analogique est ensuite transmis à l'entrée microphone de la carte son (impédance d'entrée ≥ 10 KOhms) qui numérise le signal. A noter que la carte son inclut un filtre anti-repliement qui coupe les fréquences au-dessus de 24 KHz.

Nota : la « terre » tant du côté émetteur que récepteur est la terre du réseau électrique (qui forme la ligne de retour).

Le signal numérique est ensuite démodulé et décodé par Multipsk. Le message reçu est affiché (il doit correspondre au message transmis).

Ci-dessous on trouvera une photo et deux copies d'écran montrant l'ensemble du matériel d'essai . A gauche est la partie émetteur et à droite la partie récepteur.



MULTIPSK V. 4.31.3 Ecran RX/TX * MULTIPSK-L'EMETTEUR-RECEPTEUR NUMERIQUE MULTIMODE * Version 4.31.3

Configuration Réglages Options Outils PSKReporter Satellites Panoramique Aide

TCPIP Multimed Transceiver Pays/Loc Monde QSO Courrier Tune Balise ID CPU Niveau: 9%

Q0? Nombre? Recherche Consulté DX/DXView Pathfinder Q0? ->PSKReporter Les options sont dans le carnet

1 Call Name Freq Mhz Mode Ur RST My RST R S Locator QTH Notes Efface Carnet OSO-Log

0.007900 PSKFI599 599

MESSAGE ID TX Texte

Call ID RS D D vidéo ORGS RX RS D RX Call D Panoramiq 0 bauds Mode Esc/Maître

TX: PSKFECC31 MODE RX: PSKFECC31 Mode auto PSKFECC31

Fréquence TX Fréquence RX Ecart de fr. Received Squelch

1000.0 Hz 999.1 Hz 0.9 Hz 9 2 1 0

Qualité=1/5

200 500 1000 1500 2000 2500

Modes amateurs Modes professionnels

Spéctre Chute d'eau

Call 1 F1 CQ F2 Call 3 F3 Answer F4 BTU F5 Signoff F6 TX F7 RX F8

Jeu 2 Jeux Fichier Macros Efface Répète UTC T/R F9 Info F10 Normandie Louisee

Rappelons seulement sa salle à manger des premières classes, longue de 86 m, haute de 9,5 m, qui atteignait les dimensions de la galerie des glaces du palais de Versailles.

Le paquebot, le plus remarquable de son époque, fut détruit par un incendie, pendant la guerre...

RAPPELONS SEULEMENT SA SALLE A MANGER DES PREMIERES CLASSES, LONGUE DE 86 M, HAUTE DE 9,5 M, QUI ATTEIGNAIT LES DIMENSIONS DE LA GALERIE DES GLACES DU PALAIS DE VERSAILLES. CE PAQUEBOT, LE PLUS REMARQUABLE DE SON EPOQUE, FUT DETRUIT PAR UN INCENDIE, PENDANT LA GUERRE.

Interface I/Q directe via la carte son, pour transceivers SdR

-24 -22 -20 -18 -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24

Chute d'eau (RX/TX)

CAG Gris Fixe Balayage 0 Hz Fréquence BF 7900 Hz Fréquence HF (KHz) 7.900 Décalage 0 KHz VFO-A Fréquence HF au 0 Hz

Fréquence d'échantillonnage: 48K 96K 192K

Toujours visible Réduit Carte son et "mixer" Niveau global Sat. Entrée RX Corrections I/Q RS ID + Call ID

Aide Modulations Local: 0.0 % / Rapport= 17.5 % 0.2 %

Options Corrections RX i->Q RX RS ID: Détection RX Go

Corrections TX i->Q TX Call ID: Détection RX Go

AM USB LSB PSK Radio FM FM 10 KHz FM x KHz a/c

PPM FM 5 KHz FM 12 KHz 30 a/c

RX DSB Transmission en bande de base Spéctre

TX STOP RX 28/12/16 15:40:31 UTC SpotC. Hors Commande

MULTIPSK V. 4.31.3 Ecran RX/TX * MULTIPSK-L'EMETTEUR-RECEPTEUR NUMERIQUE MULTIMODE * Version 4.31.3

Configuration Réglages Options Outils PSKReporter Satellites Panoramique Aide

TCPIP Multimed Transceiver Pays/Loc Monde QSO Courrier Tune Balise ID CPU Niveau: 9%

Q0? Nombre? Recherche Consulté DX/DXView Pathfinder Q0? ->PSKReporter Les options sont dans le carnet

1 Call Name Freq Mhz Mode Ur RST My RST R S Locator QTH Notes

0.007900 PSKFI599 599

MESSAGE ID TX Texte

Call ID RS D D vidéo ORGS RX RS D RX Call D Panoramiq 31 bauds Mode Esc/Maître

TX: PSKFECC31 MODE RX: PSKFECC31 Mode auto PSKFECC31

Fréquence TX Fréquence RX Ecart de fr. Received Squelch

999.6 Hz 999.6 Hz 0.0 Hz > 2 1 0

200 500 1000

Modes amateurs Modes professionnels

Spéctre Chute d'eau

Call 1 F1 CQ F2 Call 3 F3 Answer F4 BTU F5 Signoff F6 TX F7 RX F8

Jeu 2 Jeux Fichier Macros Efface Répète UTC T/R F9 Info F10 Normandie Louisee

C'EST EN 1932 QUE FUT LANCE LE PAQUEBOT NORMANDIE.

CE MAGNIFIQUE BATIMENT DE 93400 TX MESURAIT 313 M.

PROPULSÉ PAR 4 GROUPES TURBO-ELECTRIQUES D'UNE PUISSANCE TOTALE DE 160 000 CH, IL SOUTINT 31 NOEUDS.

IL OFFRAIT UN ENSEMBLE D'INSTALLATIONS AUSSI SPACIEUSES QUE CONFORTABLES.

RAPPELONS SEULEMENT SA SALLE A MANGER DES PREMIERES CLASSES, LONGUE DE 86 M, HAUTE DE 9,5 M, QUI ATTEIGNAIT LES DIMENSIONS DE LA GALERIE DES GLACES DU PALAIS DE VERSAILLES.

CE PAQUEBOT, LE PLUS REMARQUABLE DE SON EPOQUE, FUT DETRUIT PAR UN INCENDIE, PENDANT LA GUERREEAE -A

Interface I/Q directe via la carte son, pour transceivers SdR

-24 -22 -20 -18 -16 -14 -12 -10 -8 -6 -4 -2 0 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24

Chute d'eau (RX/TX)

CAG Gris Fixe Balayage 0 Hz Fréquence BF 7900 Hz Fréquence HF (KHz) 7.900 Décalage 0 KHz VFO-A Fréquence HF au 0 Hz

Fréquence d'échantillonnage: 48K 96K 192K

Toujours visible Réduit Carte son et "mixer" Niveau global Sat. Entrée RX Corrections I/Q RS ID + Call ID

Aide Modulations Local: 2.1 % / Rapport= 70.0 % 3.0 %

Options Corrections RX i->Q RX RS ID: Détection RX Go

Corrections TX i->Q TX Call ID: Détection RX Go

AM USB LSB PSK Radio FM FM 10 KHz FM x KHz a/c

PPM FM 5 KHz FM 12 KHz 30 a/c

RX DSB Transmission en bande de base Spéctre

TX STOP RX 28/12/16 15:39:58 UTC SpotC. Hors Commande

6. Tests et améliorations au fil des tests

6.1 Tension disponible et contrôle de la loi en $1/d^4$

Preliminaires

Dans un premier temps, l'auteur s'attache à montrer que dans la configuration « Cas Ci très inférieur à Cc » du §4.5, on retrouve bien une évolution en $1/d^4$.

L'auteur utilisant son voltmètre numérique, on peut considérer que l'on a le schéma de Thévenin précédent (§4.5) avec une capacité d'entrée de $C_c=100$ pF.

Comme $V/V_i=C_i/C_c$ (§4.5), il s'ensuit que $V=V_i.C_i/C_c$.

On a vu précédemment que pour des sphères, dans l'hypothèse d'une grande distance séparant l'anode et la cathode :

- $V_i=V_1 \cdot R_1/d$ (R_1 : rayon de l'anode),
- $C_i=C_1 \cdot R_2/d$ (R_2 : rayon de la cathode).

Donc $V=(V_1 \cdot R_1)/d \cdot (C_1 \cdot R_2/d) = V_1 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 / (C_c \cdot d^2)$

Pour des électrodes standard, on peut remplacer R_1 et R_2 par leur dimension caractéristique respective.

La tension mesurée aux bornes de l'AO doit donc varier en $1/d^2$ pour montrer une évolution de la puissance en $1/d^4$.

Test

Avertissement : il ne s'agit pas ici de mesures de laboratoire réalisées avec du matériel certifié, suivant un protocole, mais de mesures faites avec du matériel amateur non certifié et sans protocole.

Multipsk est placé en « Tune » (transmission d'une porteuse non modulée).

On trouve pour une tension de sortie sur l'anode de 577 V (environ, car la tension fluctue).

| Distance entre électrodes (cm) | Tension (V) |
|--------------------------------|-------------|
| 31 | 8,85 |
| 50 | 3,7 |
| 80 | 1,28 |
| 100 | 0,73 |
| 120 | 0,53 |
| 150 | 0,4 |

On constate que l'évolution de la tension suit bien une loi en $1/d^2$. En fait, plus précisément la tension évolue suivant $V_i.C_i$.

6.2 Premiers tests dans la configuration décrite au §5.2

Résultats

Les tests ont été faits à la distance maximum disponible sur la « table d'expérimentation » de l'auteur, soit 2,5 m.

La limite au décodage de la transmission PSKFEC31 dépend d'une part du rapport signal sur bruit qui ne pas être trop dégradé (minimum : -14,5 dB) et d'autre part de la distorsion du signal, plus ou moins importante, générée par la chaîne d'émission/réception.

La source de bruit principale est le 50 Hz qui pollue la bande malgré les filtres.

Dans ces conditions, amplifier le signal par l'amplificateur « microphone » de la carte son ne change rien, sinon légèrement dégrader le rapport signal sur bruit.

La tension minimum sur l'anode qui permet une transmission sans erreurs à 2,5 m en PSKFEC31 est de 1 Volt eff. Donc à 700 V eff ., on devrait avoir une portée maximum de seulement environ $2,5 \cdot \sqrt{(700/1)} = 66$ m

Problèmes à prendre en compte pour des tests

- Si la tension de sortie de la carte son est trop grande, l'amplificateur BF déforme le signal et celui-ci n'est plus décodable en PSKFEC31 même si le rapport signal sur bruit est très favorable. En fait, dépassé une certaine puissance, l'amplificateur BF déforme le signal. Ce phénomène est beaucoup moins sensible en CONTESTIA-8-250 ou même en PSK10.
- Pour faire des mesures précises, il est préférable de blinder les fils avec du papier aluminium (ou équivalent).
- A haute tension sur l'anode (par exemple 700 Volts efficace), le PC à proximité de l'anode a des défaillances (par exemple, la souris ne réagit plus). Il s'agit du même problème que les retours HF avec les transceivers en émission. Donc il faut éloigner le PC en émission et alimenter l'anode avec du câble blindé avec la tresse à la Terre.

6.3 Seconds tests avec diverses améliorations

Mode numérique

Durant les premiers essais, il a été constaté que les modes CONTESTIA 8-250 et PSK10 sont très performants :

- le CONTESTIA 8-250 est sensible (rapport Signal/Bruit minimum=-13 dB) et surtout très robuste du fait d'une forte redondance,
- le PSK10 n'est pas aussi robuste que le CONTESTIA 8-250 car il n'y a aucune redondance, par contre il est très sensible (rapport Signal/Bruit minimum=-17,5 dB).

Parasites 50 Hz

Pour limiter les parasites 50 Hz, le PC en réception a été alimenté sur sa batterie. Il n'y a pas d'amélioration immédiate, sauf si on déconnecte en même temps la masse du récepteur de la terre, celui-ci fonctionnant alors en terre flottante. Dans ce cas le niveau des parasites est réduit d'un facteur 3 (d'après les indications SdR de Multipsk). A noter qu'il n'y a plus de connexion entre la terre électrique et la masse des appareils du côté réception. On n'a plus affaire à un dipôle « Anode/Cathode »

mais à deux dipôles «Anode-terre » et « Cathode/masse du récepteur», mais cela ne change rien.

On a essayé aussi d'alimenter le récepteur avec une pile 9 V. Cela ne donne qu'un faible gain sur le bruit 50 Hz car le transformateur du bloc secteur doit présenter un isolement galvanique. Donc on peut, éventuellement, se passer de pile 9V.

Les parasites 50 Hz ayant été très réduits, on a pu utiliser l'amplificateur « microphone » de la carte son, qui a été mis sur la position +20 dB, ceci pour augmenter le niveau du signal.

Résultats

Le niveau de tension au niveau de l'anode devenant très faible, on a mesuré la tension plancher lorsqu'aucun signal n'est émis. Il a été trouvé 0,035 V eff.

Dans ces conditions, la tension minimum au niveau de l'anode qui permet une transmission sans erreurs à 2,5 m est:

- en CONTESTIA 8-250, de 0,051 Volt eff . Si l'on prend en compte la tension plancher, on trouve $\sqrt{((0,051)^2-(0,035)^2)}=0,037$ V eff ..
Donc à 700V eff., on devrait avoir une portée maximum d'environ $2,5*\sqrt{700/0,037} = 344$ m.
- en PSK10, de 0,043 Volt eff . Si l'on prend en compte la tension plancher, on trouve $\sqrt{((0,043)^2-(0,035)^2)}=0,025$ V eff .
Donc à 700V eff., on devrait avoir une portée maximum d'environ $2,5*\sqrt{700/0,025} = 418$ m.

Les portées maximum (344 et 418 m) restent toujours faibles.

6.4 Test de l'AO en amplificateur suiveur

6.4.1 Test sans la résistance d'entrée R

L'impédance d'entrée de l'AO CA3140 est de 1,5 E12 ohms en parallèle sur une capacité de 4 pF (4,5 MOhms à 8900 Hz).

Théoriquement en amplificateur suiveur, l'impédance d'entrée est multipliée par $G=(1+A)$ avec A le gain en boucle ouverte. On peut estimer que le gain A est égal à la fréquence au gain unité (3,7 MHz pour le CA3140) que divise la fréquence utilisée (8900 Hz ici). Donc A vaut 415. La capacité d'entrée devrait donc passer de 4 pF à $4\text{ pF}/415$ soit 0,01 pF. On devrait alors pouvoir fonctionner dans le cas « Cc très inférieur à Ci » (cf. §4.5) et donc avec une puissance évoluant en $1/d^2$, ce qui multiplierait la portée maximum.

Un test a donc été mené en enlevant la résistance R de 10 MOhms, le signal étant donc directement appliqué à l'entrée de l'AO et la mesure se faisant à la sortie de l'AO. On trouve :

| Distance entre électrodes (cm) | Tension (V) |
|--------------------------------|-------------|
| 31 | 0,88 |
| 50 | 0,43 |

| | |
|-----|-------|
| 80 | 0,13 |
| 100 | 0,100 |
| 120 | 0,046 |
| 150 | 0,03 |

On constate que l'évolution de la tension suit malheureusement une loi en $1/d^2$. Pire encore la tension augmente de 30% environ lorsque l'on remet en place la résistance R de 10 Mohms.

6.4.2 Test après suppression de la capacité parasite

Après une recherche d'une solution au problème, il a été trouvé qu'entre la piste connectée à la broche d'entrée de l'AO (+) et la masse, il y avait une capacité parasite de 275 pF, ce qui expliquait les mauvais résultats.

Donc, cette broche (+) a donc été directement connectée à la cathode, sans la résistance R ni la capacité de 470 nF. La capacité résiduelle Cr (incluant celle de l'AO en suiveur de tension) a été déterminée comme étant de l'ordre de 2,3 pF. Par ailleurs, pour séparer le 8900 Hz des harmoniques du 50 Hz, l'auteur a utilisé Multipsk pour mesurer le niveau de la bande autour de 8900 Hz (en %). Ce niveau est homogène à une tension.

Il a été trouvé les niveaux suivants (cf. tableaux suivants). Dans le premier tableau, on voit que « N/N (à 20 cm) » suit la loi en $1/d$ (« 20 cm/d ») jusqu'à 80 cm environ puis, doucement, rejoint une loi en $1/d^2$. Ceci s'explique car la capacité Ci à $d=20$ cm vaut 3,9 pF (et plus pour $d<20$ cm), elle passe à 1 pF à 80 cm et enfin à 0,4 pF à 2 m. Or la capacité résiduelle (Cr) est de l'ordre de 2,3 pF. Donc on passe de $Ci \gg Cr$ pour $d \ll 20$ cm (loi en $1/d$, cf. §4.5) à $Ci \ll Cr$ pour $d > 2$ m (loi en $1/d^2$, cf. §4.5).

Si la capacité résiduelle Cr pouvait être réduite jusqu'à 0 pF, la loi suivie serait toujours celle en $1/d$.

| Distance entre électrodes (cm) | Niveau (N) (%) | N/N (à 20 cm) | 20 cm/d | $(20 \text{ cm/d})^2$ |
|--------------------------------|----------------|---------------|---------|-----------------------|
| 20 | 68,11 | 1 | 1 | 1 |
| 31 | 51,25 | 0,752 | 0,645 | 0,416 |
| 50 | 33,80 | 0,496 | 0,4 | 0,160 |
| 80 | 15,88 | 0,233 | 0,25 | 0,062 |
| 100 | 8,87 | 0,130 | 0,2 | 0,040 |
| 120 | 5,15 | 0,076 | 0,167 | 0,028 |
| 150 | 2,29 | 0,033 | 0,133 | 0,018 |
| 200 | 0,52 | 0,008 | 0,1 | 0,010 |

Ci-dessous on montre la variation de Vi, Ci et Vi*Ci en fonction de la distance. On peut remarquer que, grosso modo, Vi et Ci suivent une loi en $1/d$ et Vi*Ci une loi en $1/d^2$.

| Distance entre électrodes (cm) | 20 cm/d | $(20 \text{ cm/d})^2$ | $V_i/$ V_i (à 20 cm) | $C_i/$ C_i (à 20 cm) | $V_i \cdot C_i/$ $V_i \cdot C_i$ (à 20 cm) |
|---|---------|-----------------------|---------------------------|---------------------------|---|
| 20 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 31 | 0,645 | 0,416 | 0,691 | 0,668 | 0,462 |
| 50 | 0,4 | 0,160 | 0,443 | 0,424 | 0,188 |
| 80 | 0,25 | 0,062 | 0,281 | 0,267 | 0,075 |
| 100 | 0,2 | 0,040 | 0,226 | 0,214 | 0,048 |
| 120 | 0,167 | 0,028 | 0,188 | 0,179 | 0,033 |
| 150 | 0,133 | 0,018 | 0,151 | 0,143 | 0,022 |
| 200 | 0,1 | 0,010 | 0,113 | 0,108 | 0,012 |

Un AO TL71, un LM741 et un OP27 ont été également testés également mais avec moins de succès.

6.5 Autres améliorations possibles dont la réception en mode différentiel et l'électroscope

Liste des autres améliorations possibles

Puisque l'on a maintenant deux dipôles («Anode-Terre » et « Cathode/Masse du récepteur»), on pourrait penser à améliorer soit l'un soit l'autre des dipôles.

A ce niveau, il est bon de rappeler les formules donnant la puissance P reçue sur le récepteur (cf. §4.5) :

- $C_c = C_i$: $P = V_i^2 \cdot C_i \cdot w / 4$, variant en $1/d^3$
- $C_i \ll C_c$: $P = V_i^2 \cdot C_i^2 \cdot w / C_c$, variant en $1/d^4$
- $C_c \ll C_i$: $P = V_i^2 / Z_c$, variant en $1/d^2$

Pour augmenter P , il faut augmenter V_i et C_i et/ou diminuer C_c .

Pour ce qui concerne V_i (tension induite par l'anode, cf. §4.4), on peut :

1. augmenter la tension V_1 sur l'anode, mais attention aux risques d'électrocution,
2. augmenter la taille de l'anode: V_i est proportionnel à la dimension caractéristique de l'anode, elle-même grossièrement proportionnelle à la racine carrée de sa surface,
3. multiplier le nombre d'anodes (connectées ensemble).

Pour ce qui concerne C_i (capacité d'influence, cf. §4.2), on peut :

1. augmenter la taille de l'anode ou multiplier le nombre d'anodes (connectées ensemble),
2. augmenter la taille de la cathode ou multiplier le nombre de cathodes (connectées ensemble).

Nota : on pourrait penser à ajouter un « réflecteur » relié à la terre, juste derrière l'anode pour former un condensateur, mais cela n'augmente pas C_i .

Pour ce qui concerne C_c (capacité d'entrée, cf. §4.5) qui se réduit à la capacité résiduelle C_r (cf. §6.4.2), on peut, pour diminuer (voire annuler) sa valeur, la compenser par un circuit résonant parallèle (« circuit bouchon »):

1. soit on trouve la bonne valeur d'inductance en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur mais il faudra que la self soit à très haut facteur de qualité. Cette solution n'est pas envisageable à 8900 Hz,
2. soit on ajoute un condensateur de grosse capacité (disons quelques nF, par exemple) en parallèle de l'entrée de l'amplificateur pour pouvoir accorder le tout avec une faible inductance (sur ferrite) de très haut facteur de qualité. Cela ne semble pas non plus réalisable à 8900 Hz, car la résistance de ce circuit bouchon ne dépassera pas la réactance des 4pF de l'AO.

Pour un AO, on peut aussi améliorer le montage en suiveur de tension qui théoriquement augmente l'impédance d'entrée et, donc, diminue la capacité d'entrée de l'AO. Peut-être des tensions d'alimentation plus élevées que +5/-5V (celles utilisées par l'auteur) diminuerait la capacité résiduelle Cr.

Ce cas est, bien sûr, le cas idéal (mais compliqué), puisque la portée maximum sera notablement augmentée du fait que l'on récupère quasiment toute la tension V_i . Et même si la puissance reçue est minime, l'AO se chargera de redonner de la puissance au signal.

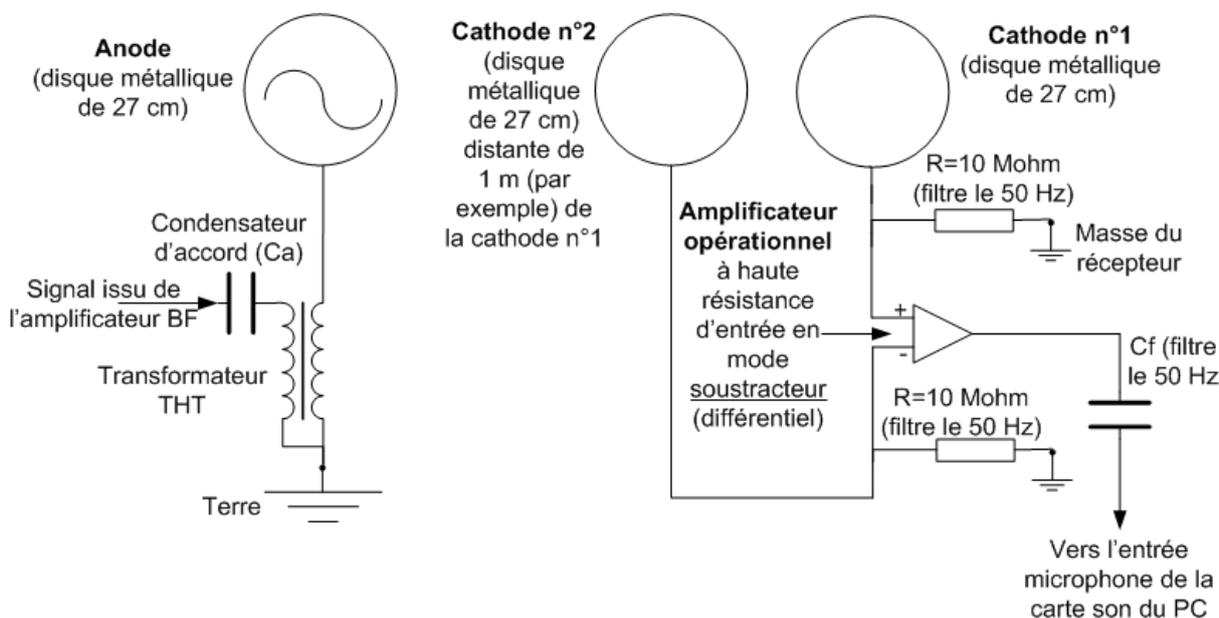
Nota 1 : si l'on pouvait compenser entièrement la capacité d'entrée de l'AO, alors l'impédance d'entrée du CA3140 passerait à 1,5 TOhms (1,5 E12 Ohms) !

Nota 2 : dans ce cas de figure, il faut évidemment enlever la résistance R de filtrage du 50 Hz, et filtrer uniquement le 50 Hz en aval.

Réception en mode différentiel

L'auteur a testé une réception en mode différentiel, faite suivant le schéma suivant. On espère, idéalement, que les deux sources de bruits en mode commun (principalement le 50 Hz) vont s'annuler mutuellement et qu'il restera uniquement la différence de tension entre cathodes n°1 et 2, liée à leur différence de distance par rapport à l'anode. On devrait donc améliorer sensiblement le rapport signal sur bruit.

Schéma de principe du système en mode différentiel du côté du récepteur



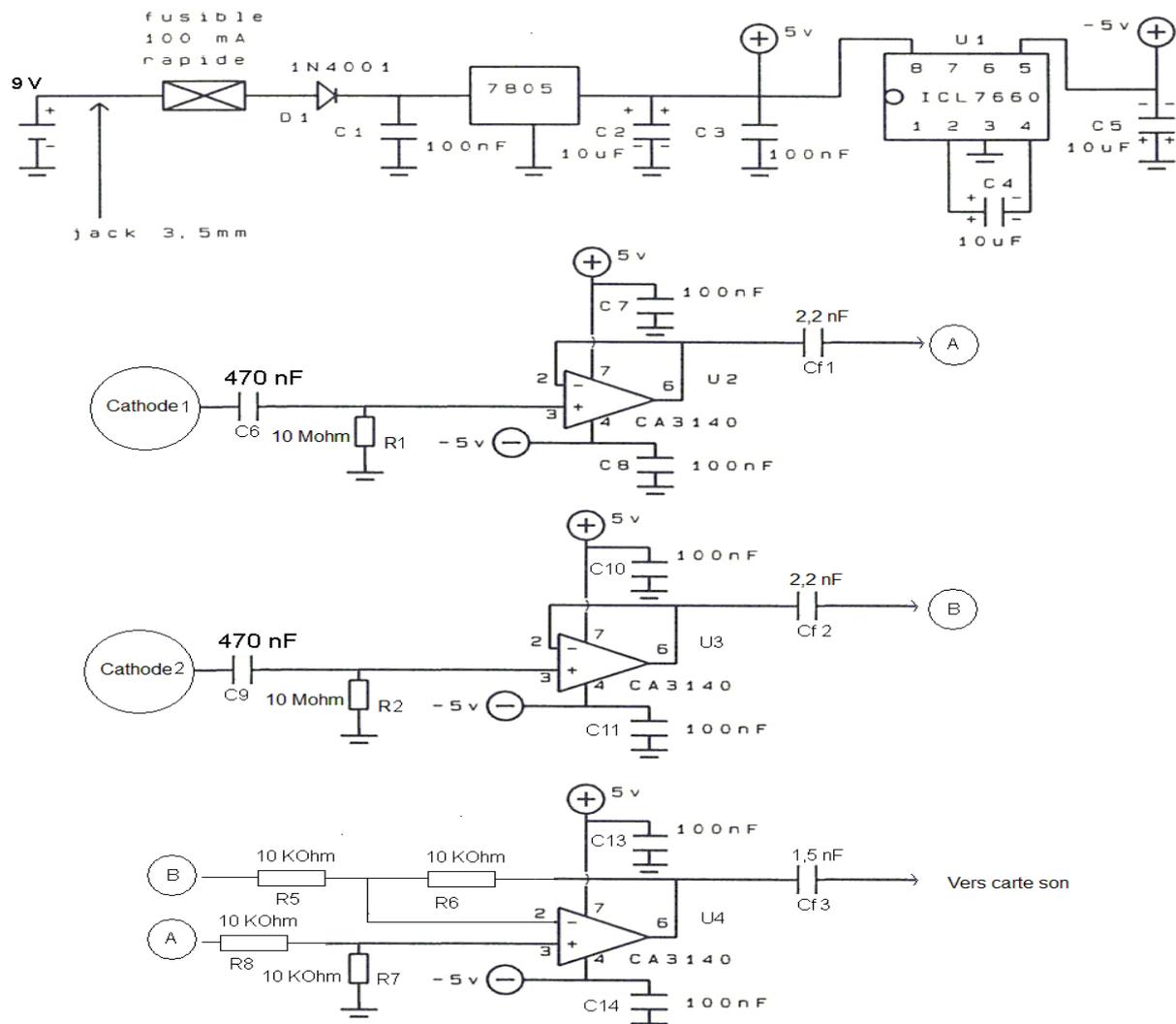
Le schéma électronique utilisé est donné ci-dessous. Les AO U2 et U3 sont en configuration suiveur de tension. Les sorties A et B de ces AO attaquent l'AO U4 en mode soustracteur. La sortie de cet AO (U4) est envoyée vers l'entrée de la carte son.

Nota : cet essai a été fait dans la configuration initiale (avant suppression de la capacité parasite). Cependant cette suppression ne changerait pas grand chose ici, puisqu'à 2 m, on a montré que la loi suivie était en $1/d^2$. Dans une configuration idéale où la capacité résiduelle C_r aurait été complètement éliminée, il faudrait enlever R1 et R2 du schéma suivant. C6 et C9 pourrait être également supprimées.

Le test de comparaison est le suivant. La cathode n°2 est à 2,5 m de l'anode et la cathode n°1 à 3,5 m de l'anode. Les cathodes sont légèrement décalées latéralement pour que la cathode n°2 ne cache pas la cathode n°1. On compare la réception normale faite à partir de la cathode n°2 seule avec la réception différentielle faite avec les cathodes n°1 et n°2.

Test du mode différentiel

On constate que le décodage en PSK10 démarre sur un niveau de tension environ 2 fois plus faible en réception différentielle qu'en réception normale, ce qui est positif.



Eventuelle solution avec électromètre

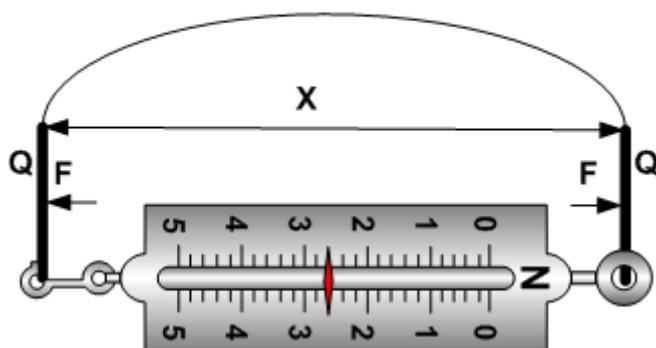
Cette éventuelle solution consisterait à utiliser un tube électromètre pour mesurer le très faible courant issu de la cathode. Ce tube à fonctionnement thermo-ionique est ce que l'on appelle une « triode inversée » (le rôle de la plaque et de la grille étant inversée). Cet appareil serait capable de mesurer des courants jusqu'au femtoA. Cependant, il est destiné à des courants continus et non à des courants alternatifs. De plus, la capacité de l'électrode de commande est de l'ordre de quelques pF. Cette solution n'est donc pas, a priori, envisageable. Il faudrait plutôt envisager une solution directement implantée au niveau de la cathode.

Solution avec électroscope

Un électroscope est un électromètre mécanique. Voir Wikipédia au mot clé « Electromètre » pour voir à quoi cela ressemble.

Physiquement les deux feuilles identiques et au même potentiel sont chargées par la même charge électrique Q . La force de Coulomb F qui les fait se repousser est égale à $F = 1/(4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0) \cdot (Q/x)^2$, avec x la distance entre les deux feuilles. En fonction de la force résistance opposée par le ressort (c'est une image bien sûr...), on accède à la connaissance de la charge Q . Voir le schéma de principe ci-dessous.

Electroscope



On pourrait appliquer ce concept directement à la cathode. Imaginons que celle-ci soit un électroscope. Les 2 feuilles, du fait de l'induction électrostatique de l'anode, vont accumuler des charges (variables) identiques en fonction de la tension induite variable V_i et de la « capacité » d'influence C_i (§4.5). Supposons que l'on soit capable de mesurer très précisément et à tout instant la force de répulsion $F(t)$. On accède donc à la connaissance de la charge $Q(t)$, par ailleurs égale à $Q(t) = C_i \cdot V_i$ (§4.5). Comme on sait que C_i et V_i sont tous les deux proportionnels à l'inverse de la distance, il s'ensuit que l'on pourra extraire V_i comme étant égal à la racine carrée de $Q(t)$ (à un facteur constant près), $Q(t)$ variant en $1/d^2$. Partant de V_i (qui varie en $1/d$), il suffira de traiter cette valeur V_i par le démodulateur/décodeur (la puissance en V^2 variera donc en $1/d^2$).

A noter qu'un électroscope ayant une résonance mécanique autour de la fréquence transmise serait encore mieux. Bien sûr cet instrument n'existe pas...

7. Conclusion

Ce type de transmission numérique par utilisation du seul champ électrique, dans l'état actuel de ce qui est disponible pour les amateurs, peut permettre des liaisons sur quelques centaines de m (cf. §6.3), mais pas au-delà, sauf à utiliser une tension élevée (et donc dangereuse) ou des électrodes de très grande dimension.

Pour ceux que ce sujet intéresserait, il y a des pistes d'amélioration portant :

- sur la réduction (voire l'élimination quasi-complète) de la capacité d'entrée de l'amplificateur (capacité résiduel C_r). Sa résolution permettrait de multiplier la portée maximum (cf. §4.5, §6.4.2 et §6.5), en passant d'une évolution de la tension reçue en $1/d^2$ à une évolution en $1/d$,
- sur la réception en mode différentiel qui, à défaut d'augmenter le niveau du signal, améliore le rapport signal sur bruit. Le premier test positif réalisé par l'auteur (cf. §6.5) reste à confirmer,
- sur la configuration des électrodes. On pourra mener des simulations avec Multiplasma (cf. [7]) ou un autre logiciel équivalent,
- sur la possibilité de transformer la cathode en électroscope (§6.5).

8. Références

[1] « Transmissions numériques magnétiques souterraines » de Bernard Lheureux
<http://www.tepex.fr/html/noteBL.html>

[2] « Apparatus for transmission of electrical energy » brevet de 1900 de Nikola Tesla : http://www.mcnikolatesla.hr/wp-content/uploads/bsk-pdf-manager/81_00649621.PDF

[3] « Ondes électromagnétiques dans le vide » de Olivier Granier :
http://olivier.granier.free.fr/cariboost_files/PC-ondes-EM-vide.pdf

[4] Brevet WO 2007 107642 A1 « Dispositif de transport de l'énergie par influence partielle à travers un milieu diélectrique » - Inventeurs : Patrick Camurati et Henri Bondar : <http://www.google.fr/patents/WO2007107642A1?cl=fr&hl=fr>

[5] « Quelques remarques sur la transmission de l'énergie électromagnétique en champ proche » de H. Bondar et F. Bastien (PDF accessible sur le Net)

[6] « Cours d'Electrostatique-Electrocinétique » de Jonathan Ferreira (PDF accessible sur le Net)

[7] « Multiplasma 1.0 » de l'auteur (F6CTE):
http://f6cte.free.fr/MULTIPLASMA_setup.exe

[8] « The mathematical theory of electricity and magnetism » de Jeans (accessible sur le Net)

[9] « Multipsk 4.31.3 » de l'auteur (F6CTE): http://f6cte.free.fr/MULTIPSK_setup.exe

[10] Description du mode PSKFEC31 : <http://f6cte.free.fr/ARTICLES.ZIP>