

NOTE TECHNIQUE NT7JLB
Optimisation de la Ligne A Retard de PHIL
Automatisation du réglage
II - Etude des stratégies de commande

Jean-Luc BABIGEON

23 juillet 2012

Table des matières

0.1	RAPPEL DU SYSTEME DE COMMANDE ET OBJECTIFS DU DOCUMENT	3
0.2	ETUDE DES CORRELATIONS ENTRE DEREGLAGES ET PROFIL DE L'ONDE	6
0.2.1	connaissances pratiques du milieu industriel	6
0.2.2	Description phénoménologique sommaire	6
0.2.3	Approches théoriques	7
0.2.3.1	Décomposition de Cauet et Foster et variations d'impédance	7
0.2.3.2	Analyse des composantes de Fourier de l'onde	7
0.2.3.3	Simulations sous @Cadence	8
0.2.4	Traitement des mesures	8
0.3	PROJET DE STRATEGIES DE REGLAGE	8
0.3.1	Noyau temporel	8
0.3.2	Noyau fréquentiel	9
0.4	CONCLUSIONS	10
0.5	ANNEXE 1 : DECOMPOSITIONS DE CAUER ET FOSTER, ETUDE DES VARIATIONS D'IMPEDANCE	11
0.5.1	Décompositions de CAUER et FOSTER	11
0.5.2	Etude des variations d'impédance	13
0.5.3	Emploi de l'impédance pour le calcul de la tension aux bornes de la charge	14
0.6	ANNEXE 2 : COMPOSANTES FREQUENTIELLES DE L'ONDE - FORME D'ONDE REPRESENTEE PAR UN TRAPEZE IDEAL	17
0.6.1	représentation fréquentielle d'un trapèze	17
0.6.2	analyse spectrale et recherche des fréquences caractéristiques de résonance	19
0.7	ANNEXE 3 : EXPLOITATION DES MESURESs	25
0.7.1	Principe de traitement	25
0.8	ANNEXE 4 :SIMULATIONS TEMPORELLES	30
0.8.1	Description du circuit	30
0.8.2	Influence du dérèglement d'une inductance	31
0.8.3	Influence du dérèglement de plusieurs inductances	35
0.8.4	limite de qualité de l'onde de la LAR de PHIL	38

Table des figures

1	Schéma de la LAR	3
2	Schéma de la LAR	4
3	Schéma des cellules de la LAR	11
4	Schéma de la LAR et de la charge	14
5	Zcauer, Vcharge, pour une LAR à éléments fixes	15
6	Paramètres de la forme trapézoïdale en fonction du temps	17
7	Fonction trapèze et son spectre	19
8	Composantes Tm1 à Tm4 du spectre	20
9	Fréquences caractéristiques fondamentales, pour les ordres 1 à 10	22
10	Maxima de la transformée de Laplace	23
11	Courbes V_k , i_k et raboutage de V_k	26
12	Courbes V_k , spectres comparés et différence des spectres	27
13	Circuit du modulateur et LAR, approche temporelle	30
14	Réponse d'une LAR dont tous les éléments sont constants	31
15	Réponse d'une LAR dont L_{13} est variée	32
16	Réponse d'une LAR dont L_{16} est variée	32
17	Réponse d'une LAR dont L_{17} est variée	33
18	Réponse d'une LAR dont L_{20} est variée	33
19	Réponse d'une LAR dont L_{15} et L_{18} sont variées	35
20	Réponse d'une LAR dont L_{16} et L_{18} sont variées	35
21	Réponse d'une LAR dont L_{15} , L_{16} et L_{18} sont variées	36
22	Réponse d'une LAR dont L_i sont de 1 et $0,5\mu H$	36
23	Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_i sont de $1\mu H$	38
24	Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_{13} est de $2\mu H$	39
25	Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_i sont de $1\mu H$	39

0.1 RAPPEL DU SYSTEME DE COMMANDE ET OBJECTIFS DU DOCUMENT

La note technique [4] décrit un système automatisé de réglage des inductances d'une Ligne A Retard (LAR), et présente un projet de plan de fabrication. Le réglage est décrit comme motorisé par un système électronique, et commandé à distance par interface logicielle.

La LAR se présente sous la forme d'un réseau (Pulse Forming Network), d'un filtre en échelle, ou encore approximativement d'une ligne de transmission

La Fig. 1 représente ce réseau, dont la valeur des inductances est réglable dans le domaine $[0, 5\mu H - 1\mu H]$.

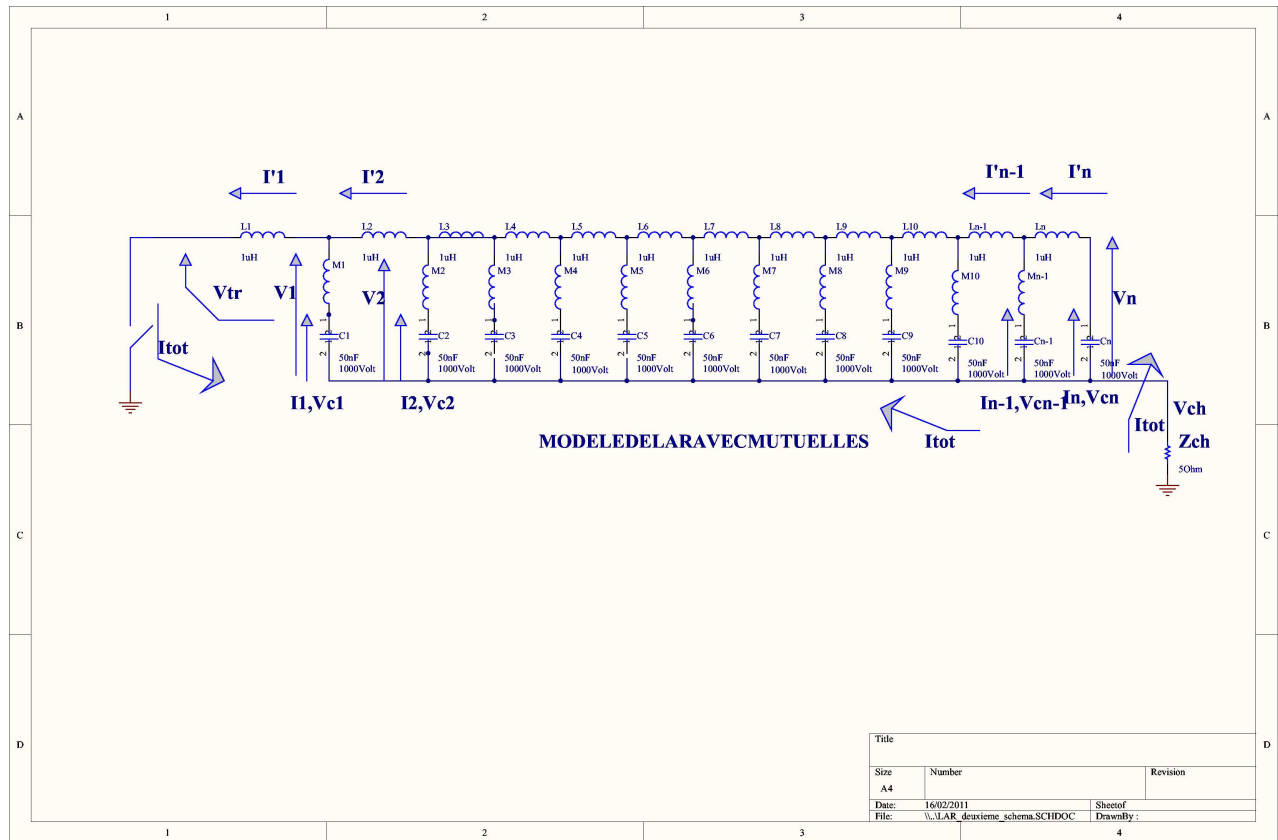


FIG. 1 – Schéma de la LAR

Le réglage de ces inductances a un effet sur la forme d'onde en sortie, essentiellement le plat de l'onde, comme le montre la courbe de la Fig. 2 :

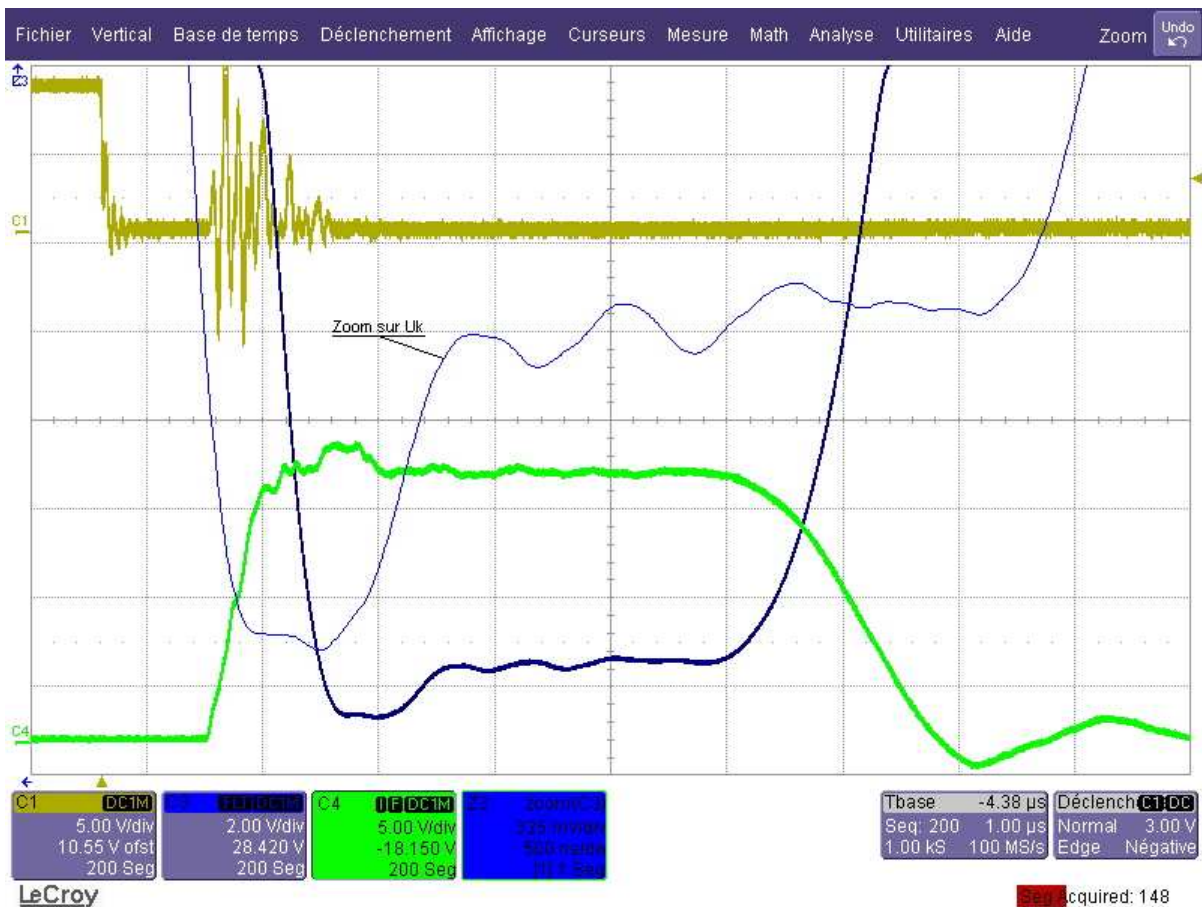


FIG. 2 – Schéma de la LAR

Ces courbes ont été acquises sur oscilloscope Lecroy en mode accumulation 200 échantillons, c'est-à-dire que 200 courbes sont superposées sur le même écran. La courbe verte est le courant i_k , et les deux courbes bleues représentent la tension V_k , dont l'une un zoom obtenue en faisant apparaître uniquement la partie plate de cette courbe. L'essai a été enregistré pour la tension de consigne de 13,5kV. On constate sur le zoom, que les irrégularités du plat sont de deux sortes :

1. une suroscillation, ou accentuation au départ de la courbe,
2. des ondulations sur la partie restante.

C'est surtout cette dernière partie qui nous intéresse, en ce qu'elle devrait présenter, quel que soit le réglage, manuel ou automatique, un niveau le plus constant possible, donc exempt de ces ondulations ou "ripple".

L'exploitation de ces mesures pour V_k est pour l'instant un peu délicate, car la chaîne de mesure est non étalonnée. Néanmoins, l'amplitude des oscillations reportée sur le zoom est d'environ 300mV comme on peut le voir.

Vk peut s'estimer en considérant que pour 13,5kV, nous avons une tension Vk d'environ 150kV (valeur prise au minimum). La fonction de transfert du diviseur de tension est de l'ordre de 5000. Le pourcentage de ripple est donc de $R = 300mV \times 5000 / 150kV = 1\%$ crête à crête, ce qui constitue déjà une performance honorable.

L'objectif du document est double :

1. Approfondir les analyses entreprises dans la note technique 2011-013 [5],
2. Appliquer ces analyses à la conception d'un noyau logiciel de réglage de la LAR.

0.2 ETUDE DES CORRELATIONS ENTRE DEREGLAGES ET PROFIL DE L'ONDE

0.2.1 connaissances pratiques du milieu industriel

Une bonne référence, donnée par [1]. Notre LAR sur PHIL y est classée comme un réseau de type E. L'inductance la plus proche de la charge est décrite comme en grande partie responsable de la suroscillation de départ, ¹ et les contributions des différentes cellules apparaissent dans la formation de l'onde. Ceci a aussi été vérifié dans des travaux antérieurs publiés sur le site PHIL, et constitue l'approche temporelle du phénomène. On y lit aussi que la performance en Ripple est en standard de $\pm 5\%$, donc si mon évaluation n'est pas fautive, nous pourrions être dans une honnête moyenne à PHIL...

Cela dit, aujourd'hui nous disposons d'un outil réglable, dont on peut approcher - peut-être par chance ou par obstination- des résultats corrects. Le but est de les obtenir par une approche, soit moins heuristique, soit plus technologique, soit les deux.

0.2.2 Description phénoménologique sommaire

Cette description anticipe sans la résumer, les paragraphes suivants.

Intuitivement, le dérèglement d'une cellule crée une discontinuité d'impédance, et se traduit par une onde partiellement réfléchie. L'augmentation de l'inductance induit donc une diminution du courant (creux dans i_k) et une augmentation de la tension (ventre sur V_k). La variation induite, est approximativement placée (mais pas toujours) à l'endroit de la courbe correspondant à la place de l'inductance. La variation de deux cellules simultanément, surtout dans des sens opposés, crée une superposition d'ondes réfléchies pondérées par des facteurs de phase. Sur le site [1], on observe bien les contributions des différentes cellules, et celle-ci ne sont pas équivalentes.

D'autre part, comme on le verra, et toujours avec les valeurs de notre LAR, le spectre des fonctions est limité par 2MHz environ, et la plupart des modifications induites, s'observent entre 100kHz et 1,2MHz, avec les valeurs numériques des composants de la LAR.

Certaines questions induites par l'étude de ces N corps fortement couplés, et motivées par notre application sont les suivantes :

1. Que devient le spectre des mesures V_k , i_k lorsque l'on change un réglage ?
2. quelle est la limite basse des ondulations ou "ripple" pour un réseau LAR de type E, comme celui de PHIL ?

Dans ce document, je vais chercher à répondre à ces questions.

¹confirmé par un entretien informel avec Albert Pichot

0.2.3 Approches théoriques

Plusieurs voies d'analyse ont déjà été testées ([5]) :

1. Une représentation par réseaux de Kirchhoff,
2. Une analyse par matrices de chaîne,
3. La décomposition de Cauer, et le calcul analytique des variations d'impédance au voisinage d'un pôle,
4. La corrélation avec les spectres des impulsions.

Elles sont détaillées ci-après.

0.2.3.1 Décomposition de Cauer et Foster et variations d'impédance

Les développements analytiques sont donnés en Annexe 1.

La décomposition de Cauer ne nous renseigne pas sur la localisation des pôles et zéros de cette fraction continue. En effet, même dans le cas d'un réseau composé d'inductances et condensateurs tous identiques, leurs valeurs sont non triviales, et se présentent comme des puissances en $1/N$, N étant le nombre de cellules du réseau. Le calcul sous maxima a pour l'instant échoué pour un réseau dépassant quatre cellules [5].

Il apparaît que l'on peut employer une méthode "perturbative", au voisinage d'un pôle en considérant la fraction continue comme une fonction des variables L_i et en calculant les dérivées partielles $\frac{\partial Z_{cauer}}{\partial L_i}$.

En réalité, la tension aux bornes de la charge n'est pas évaluée aux bornes de Z_{cauer} , mais aux bornes d'un pont diviseur formé par la charge et l'impédance de la LAR. Cette transformation est effectuée dans l'Annexe 1. Compte tenu des valeurs des composants, cela consiste à passer de l'impédance à l'admittance. Les comportements en fréquence s'en déduisent.

0.2.3.2 Analyse des composantes de Fourier de l'onde

Cette approche, déjà découverte par Guillemain ([2]), a été soulignée par Clément Robert lors de son stage ([8]), et nous avons aussi cherché à en tirer des informations. La plus importante d'entre elles est que les fréquences constitutives forment un spectre quasi-continu en basse fréquence, ou encore une fréquence de coefficient de qualité très faible, qui représente tout simplement la "composante continue" de l'impulsion. Cette zone "s'étale" littéralement jusqu'à 100kHz et nous masque les phénomènes. D'autre part, la "platitude" de l'onde contribue à l'harmonique 3, comme on peut le voir dans d'autres domaines, par exemple pour les cavités RF (une analogie intéressante figure à la référence [6])

Enfin, comme nous nous en doutons, ce sont des irrégularités de l'ordre de 1% qu'il nous faut détecter et corriger en nous abstrayant du fond continu (harmonique 1), et en traitant de faibles différences dans le spectre dans une bande limitée.

L'Annexe 2 détaille ces résultats.

En résumé, la forme d'onde issue des mesures de V_k et i_k , reflète simplement les caractéristiques d'un générateur, caractéristiques temporelles qui peuvent faire l'objet

d'une transformation de Fourier. Nous avons représenté la transformation issue d'une forme d'onde idéale en trapèze, telle qu'elle est calculable analytiquement.

0.2.3.3 Simulations sous @Cadence

Les simulations sous @Cadence ont pour objet de corrélérer et de vérifier nos calculs sous scilab. D'autre part, j'ai conduit plusieurs simulations sous @Cadence, en faisant varier une des L_i dans son domaine de réglage. Ces simulations sont décrites en Annexe 4.

0.2.4 Traitement des mesures

Une des voies d'analyse, qui peut se transposer au système de réglage automatique, est de comparer les fichiers de mesure, tir par tir, soit entre eux, soit par rapport à une référence. Nous avons alors exploité des mesures existantes et nous les avons traitées dans scilab.

Ces méthodes sont décrites en Annexe 4.

0.3 PROJET DE STRATEGIES DE REGLAGE

Cette partie récapitule les résultats des différentes annexes.

A l'intérieur d'une séquence de tirs, les courbes $V_{k,ik}$ sont analysées et traitées. On détermine d'abord un niveau objectif du plat, par exemple par rabotage (annexe 3). Ce niveau doit être choisi pour garder une latitude de réglage, c'est-à-dire que l'on ne doit observer aucun noeud de tension à ce stade. L'onde est découpée en intervalles de temps, chacun attribué au rôle d'une inductance de la LAR.

0.3.1 Noyau temporel

Le principe est de commencer le réglage par une configuration initiale avec toutes les inductances de valeur maximale (noyaux sortis). Si aucun noeud de tension n'est constaté par rapport au niveau moyen, les inductances sont progressivement diminuées, en commençant par celles en bout de ligne et en revenant vers les premières.

La tension V_k va augmenter (en valeur algébrique), jusqu'à coïncidence avec le niveau objectif. Si un noeud de tension est observé, le découpage en intervalles de temps précédent permet de retoucher son réglage par excursion et test. S'il ne s'agit pas tout à fait de la bonne inductance, du fait de l'effet collectif de dérèglement mentionné en annexe 4, on agit sur les deux inductances voisines. Au cours du réglage, on calcule en permanence le pourcentage d'ondulation, soit localement soit globalement, une préférence étant donnée au calcul local, portant sur l'intervalle de temps étudié.

Lorsque ce noeud est résorbé, il peut en rester d'autres. Ceux-ci sont traités par la même méthode. Un dernier réglage peut consister à une nouvelle passe sur toutes les inductances, en mesurant le pourcentage d'ondulation global.

Le système électronique et informatique de pilotage est déjà défini par la note technique [4], et permet de tels excursions en inductance, avec des précisions largement inférieures à 50nH.

0.3.2 Noyau fréquentiel

Chaque courbe précédente est traitée par rabotage comme indiqué précédemment, et les spectres rabotage/mesure sont comparés et soustraits, comme indiqué en annexe 3. Cela permet de compléter la mesure du pourcentage d'ondulation.

0.4 CONCLUSIONS

L'objet de l'étude était double :

1. Déterminer des conditions et procédures opérationnelles pour une stratégie de réglage automatique de la LAR,
2. Mieux comprendre les corrélations entre dérèglages et mesures, dans les domaines temporels et fréquentiels

Sur le premier point, il apparaît possible de compléter la définition du système automatique par un noyau logiciel simple, permettant idéalement de régler la LAR en salle de commande. Ce noyau s'appuie sur le traitement du signal par scilab, et la correction dans l'interface utilisateur, par @Labview par exemple. L'adjonction d'un module par reconnaissance auto adaptative est envisageable à ce stade.

Sur la deuxième question, le comportement du circuit semble mieux cerné, bien qu'il demeure encore des difficultés dans la corrélation précise des dérèglages avec les mesures. Il est devenu clair que le spectre du signal comprend de nombreuses raies dans la gamme 100kHz-1MHz, et que les fréquences modifiées par les réglages sont noyées dans le signal utile.

Le traitement du signal en est donc compliqué.

0.5 ANNEXE 1 : DECOMPOSITIONS DE CAUER ET FOSTER, ETUDE DES VARIATIONS D'IMPEDANCE

0.5.1 Décompositions de CAUER et FOSTER

Le schéma de la LAR, simplifié pour quatre cellules, est rappelé par la Fig. 3

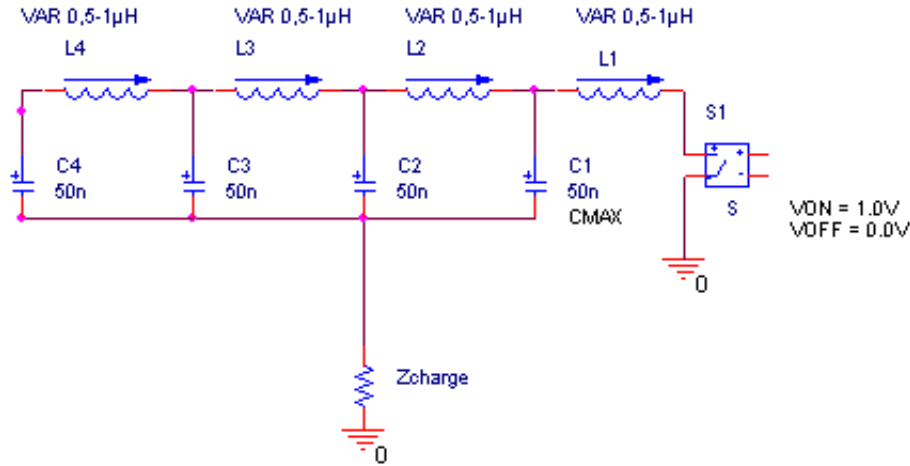


FIG. 3 – Schéma des cellules de la LAR

Les inductances sont réglables dans la gamme $[0, 5\mu H - 1\mu H]$, les capacités sont supposées fixes et égales à 50nF . Elles sont chargées à la tension de consigne, par exemple 12kV . L'interrupteur est supposé parfait, et on néglige les couplages mutuels ([5]).

La lecture du circuit permet de donner directement son impédance ou développement de Cauer :

$$Z_{Cauer} = L_1 p + \frac{1}{C_1 p + \frac{1}{L_2 p + \frac{1}{C_2 p + \frac{1}{L_3 p + \frac{1}{C_3 p + \frac{1}{L_4 p + \frac{1}{C_4 p}}}}}}}} \quad (1)$$

Où p est la variable de Laplace. Cette fraction continue finie s'établit aisément pour N cellules quelconques. Les résultats généraux [2] montrent que Z est une "fonction pilote" d'un réseau passif sans pertes, donc que ses pôles sont sur l'axe imaginaire. Z est une fonction positive réelle, donc la partie réelle $Re(Z)$ est non négative sur l'axe réel positif, et Z est réelle pour p réel.² Les polynômes impliqués dans le développement de

²En réalité, Z est particulièrement de la forme $Z = j \times K, (j^2 = -1)$ où K réel, comme le révèle le développement de Cauer, mais ce n'est vrai que pour l'absence de pertes, et non démontré si les couplages mutuels sont pris en compte.

Z_{Cauer} , lorsqu'il est réduit au dénominateur commun, ont la propriété de Hurwitz, et tous leurs coefficients sont positifs. Les pôles et zéros de Z_{Cauer} sont donc tous sur l'axe j , sont d'ordre 1, et sont alternés [[2]], comme les simulations le montrent. En principe, on devrait compter $N-1$ pôles et N zéros pour ce type de fonction.

Autant ce développement est directement obtenu, autant l'évolution de la fonction Z_{Cauer} est difficile à décrire. En effet, cela nécessite la connaissance de ses pôles et zéros, ou résidus. Même pour $N = 4$, les expressions analytiques, solutions d'une équation de degré $2N^3$, sont non triviales. La LAR étant un réseau de 12 à 16 cellules, la difficulté "est de degré 12 à 16".

Le seul constat que l'on peut faire est que dans le cas de composants identiques L, C , il existe un zéro, tel que $LCp^2 = 1$. Ce zéro est vraisemblablement simple, contrairement à l'intuition de départ, car il traduit une résonance physique du système, laquelle se situe vers 700kHz, avec les valeurs de $L = 1\mu H$ et $C = 1nF$ prises pour la LAR. (seuls les pôles simples traduisent des résonances physiques)

Cela ne nous aide pas beaucoup dans la résolution du problème général mais peut nous permettre d'établir une référence, comme on le verra plus loin.

A l'opposé, si nous connaissions le développement de Foster de ce réseau, cela reviendrait à connaître entièrement ses pôles et zéros.

Le développement de Foster est donné par [2] :

$$Z_{Foster} = \sum_i \frac{k_i}{p + p_i} \tag{2}$$

, où la somme est étendue aux N pôles. Il apparaît rapidement que le passage de Cauer à Foster n'est pas trivial.

³voire de degré N si on postule qu'elles sont conjuguées

0.5.2 Etude des variations d'impédance

Le réglage consistant à faire varier un ou plusieurs paramètres L_i d'une fonction $Z_{Cauer}(L_1, ..L_i..L_N, p)$, on peut s'intéresser à la variation d'impédance [3] :

$$\delta Z_{Cauer} = \sum_i \frac{\partial Z_{Cauer}}{\partial L_i} \times \delta L_i \quad (3)$$

En réalité, la fonction $Z_{Cauer} - L_1 p = \frac{1}{Y_{Cauer}}$ est prédominante. Effectuons par exemple le calcul pour $N = 4$ cellules ; il nous donne :

$$\partial_{L_1} Z_{Cauer} = p \quad (4)$$

$$\partial_{L_2} Z_{Cauer} = \frac{1}{Y_c^2} \times (-)^1 p [Y_c - C_1 p]^2 \quad (5)$$

$$\partial_{L_3} Z_{Cauer} = \frac{1}{Y_c^2} \times (-)^3 p [Y_c - C_1 p]^2 \left[\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} \right]^2 \left[\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} - C_2 p \right]^2 \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \partial_{L_4} Z_{Cauer} = & \frac{1}{Y_c^2} \times (-)^5 p [Y_c - C_1 p]^2 \left[\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} \right]^2 \left[\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} - C_2 p \right]^2 \quad (7) \\ & \left[\frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} - C_2 p} - L_3 p \right]^2 \left[\frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} - C_2 p} - L_3 p} - C_3 p \right]^2 \end{aligned}$$

Mis à part les trois premières dérivées, qui ne présentent pas de symétrie particulière, les autres termes sont toujours de la forme $\frac{1}{Y_c^2} \times (-) p \times K$

où K est le produit des fractions continues partielles, obtenues en supprimant progressivement les numérateurs de la fonction continue initiale Y_c jusqu'au terme précédent L_i .

Par exemple la relation 8 donne :

$$\frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{Y_c - C_1 p} - L_2 p} - C_2 p} = L_3 p + \frac{1}{C_3 p + \frac{1}{L_4 p + \frac{1}{C_4 p}}} \quad (8)$$

Ce sont ces dernières fractions continues qui ont été utilisées dans des scripts scilab.

0.5.3 Emploi de l'impédance pour le calcul de la tension aux bornes de la charge

Le schéma équivalent LAR+charge est donné par la Fig. 4 :

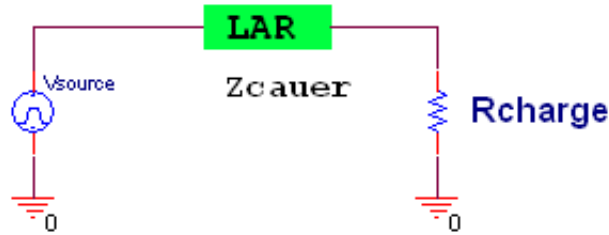


FIG. 4 – Schéma de la LAR et de la charge

Ici, on considère la charge du klystron, ramenée par le transformateur.

Lorsqu'il s'agit de comparer l'expression théorique avec les formes d'onde V_k , i_k , la relation donne donc 9 :

$$V_{charge} = \frac{R_{charge}}{R_{charge} + Z_{Cauer}} \times V_{source} \quad (9)$$

De plus, la représentation de Z_{Cauer} ne tient pas compte de la commutation ; nous l'avons représentée par un échelon, et donc les expressions doivent être multipliées par le facteur $\frac{1}{p}$.

Ces compléments illustrent le modèle adopté dans les scripts scilab.⁴

⁴test12cellules.sce

La Fig. 5 part d'une LAR dont tous les éléments sont fixes et égaux à $1\mu H$. La charge, ramenée au primaire, est choisie à 5 Ohm.

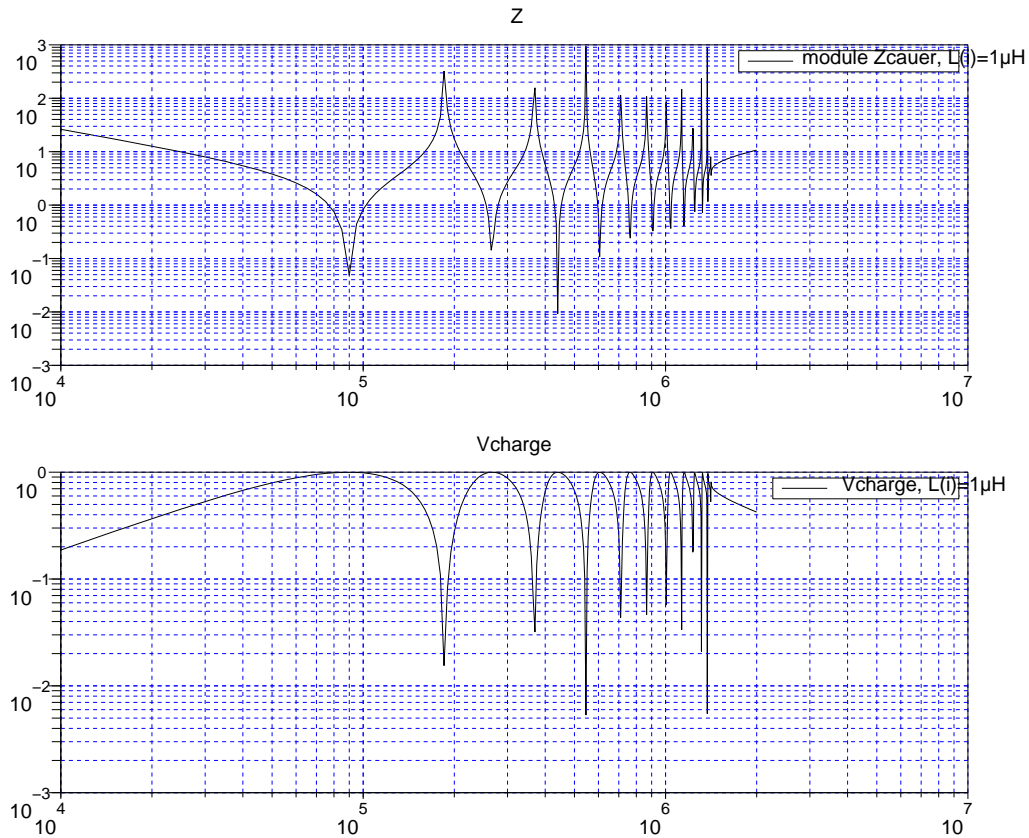


FIG. 5 – Z_{cauer} , V_{charge} , pour une LAR à éléments fixes

Les comportements asymptotiques de V_{charge} sont cohérents : en effet, Z_{cauer} se comporte bien comme une capacité aux basses fréquences, et le terme $L \times p$ est responsable du pôle à l'infini. De ce fait, V_{charge} tend vers 0 aux fréquences basse, ainsi qu'aux fréquences infinies.

Les pôles et zéros de V_{charge} jouent des rôles réciproques par rapport à ceux de Z_{cauer} . Les fréquences caractéristiques de V_{charge} se situent bien dans la gamme 100kHz-1MHz.

annexe1 = DECOMPOSITIONS DE CAUER ET FOSTER - ETUDE DES VARIATIONS D'IMPEDANCE

0.6 ANNEXE 2 : COMPOSANTES FREQUENTIELLES DE L'ONDE - FORME D'ONDE REPRESENTEE PAR UN TRAPEZE IDEAL

0.6.1 représentation fréquentielle d'un trapèze

Les mesures montrent que les formes d'onde du modulateur sont approchées par un trapèze, c'est donc cette forme dont la transformée de Laplace peut être calculée analytiquement et représentée en fréquence

Les paramètres d'une telle forme d'onde sont donnés par la Fig. 6

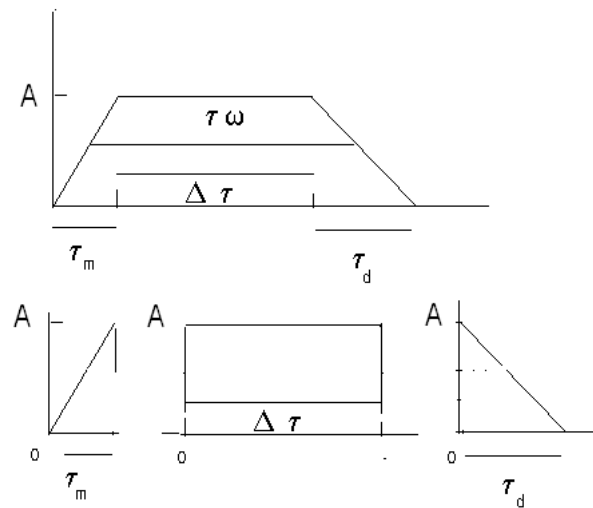


FIG. 6 – Paramètres de la forme trapézoïdale en fonction du temps

Les définitions des temps donnent alors (relations [10]) :

$$\tau\omega = \Delta\tau + \frac{1}{2}[\tau_m + \tau_d] \quad (10)$$

La fonction $f(t)$ est définie par [11 et suivantes] :

$$f(t) = \frac{At}{\tau_m} \quad (11)$$

$$f(t) = A \quad (12)$$

$$f(t) = A\left[1 - \frac{t}{\tau_d}\right] \quad (13)$$

Le calcul s'effectue par la transformation des trois tronçons de courbes alignés à l'origine (Fig. 6), puis par leur multiplication par les facteurs de phase respectifs 1, $e^{-p\tau_m}$ et $e^{-p(\tau_m+\Delta\tau)}$, ce qui donne finalement l'expression de la transformée [[7]] :

$$\mathcal{L}(p) = \frac{A}{\tau_m p^2} - \frac{A}{\tau_m p^2} e^{-p\tau_m} - \frac{A}{\tau_d p^2} e^{-p[\tau_{omega} + \frac{1}{2}(\tau_m - \tau_d)]} + \frac{A}{\tau_d p^2} e^{-p[\tau_{omega} + \frac{1}{2}(\tau_m + \tau_d)]} \quad (14)$$

Plusieurs remarques à la lecture de cette relation :

1. $\mathcal{L}(0)$ n'y est pas défini, au sens où on ne peut pas passer à la limite,
2. \mathcal{L} est la somme algébrique de quatre composantes, Tm1, Tm2, Tm3, Tm4,
3. Le spectre contient une infinité de maxima et minima plus ou moins accusés, lesquels sont des combinaisons linéaires des fréquences caractéristiques des trois derniers termes,
4. Le spectre qui nous intéresse dans la pratique, est restreint à quelques MHz (bande passante limitée de la LAR et allure du spectre en $\frac{1}{p^2}$)

0.6.2 analyse spectrale et recherche des fréquences caractéristiques de résonance

La Fig. 7 représente la fonction trapèze en fonction du temps, avec les données suivantes⁵ :

$$Ampl = 160kV \quad (15)$$

$$\tau_m = 1,3\mu s \quad (16)$$

$$\tau_d = 2\mu s \quad (17)$$

$$\tau_\omega = 5,5\mu s \quad (18)$$

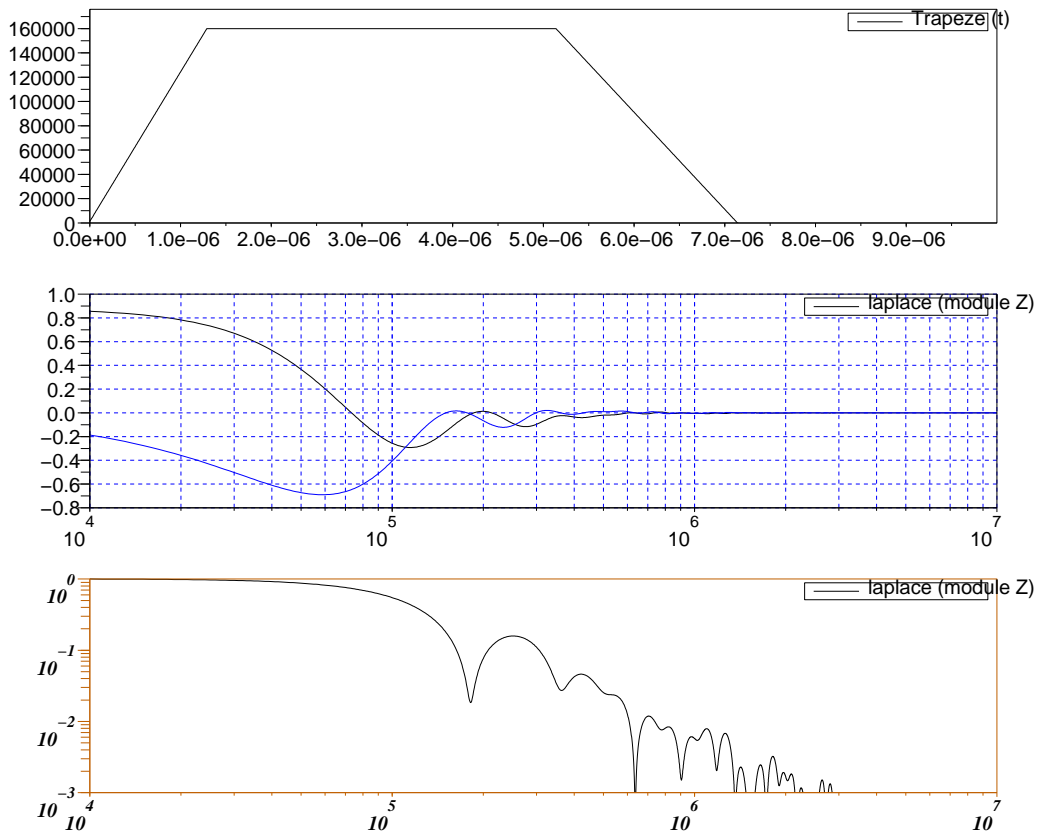


FIG. 7 – Fonction trapèze et son spectre

La courbe du haut est la forme temporelle, celle du bas représente le module du spectre, normalisé par le maximum, et celle du milieu représente les composantes réelle et imaginaire de ce spectre.

⁵trapeze_ideal_ver20.sce

L'examen des composantes $Tm1, \dots, Tm4$ nous donne la courbe de la Fig. 8, où on la compare avec leur somme, tracé du bas :

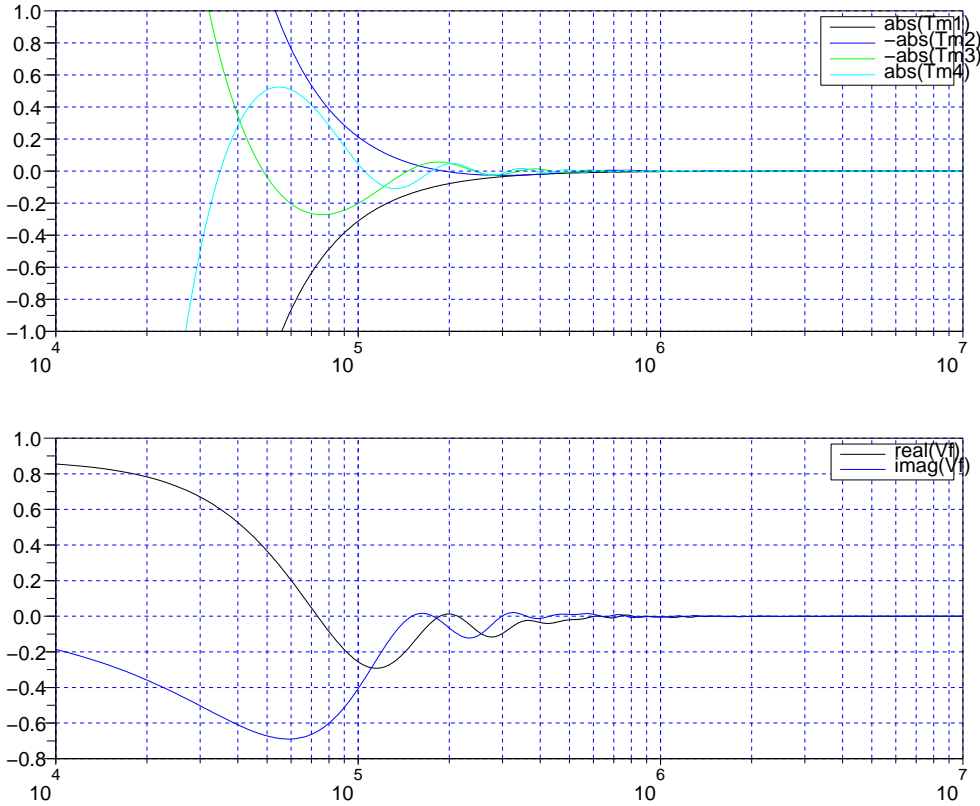


FIG. 8 – Composantes $Tm1$ à $Tm4$ du spectre

Il est nécessaire de réduire les échelles pour observer ces oscillations.

Plus précisément, le module du spectre est obtenu par la somme des 3 termes $Tm2$, $Tm3$ et $Tm4$, oscillatoires d'amplitudes différentes. Une évaluation trigonométrique rapide⁶ nous indique que la méthode de factorisation consistera à passer en angle "barycentre", c'est-à-dire que les fréquences de résonance du spectre sont liées par les relations suivantes :

$$f_{ijk}^s r = \frac{1}{3}(f_i^1 + f_j^2 + f_k^3) \quad (19)$$

et

$$f_{ij}^d r = \frac{1}{3}(f_i^m \pm f_j^n) \quad (20)$$

où :

$$f_i^1 = \frac{2 * i + 1}{8 * \tau_m} \quad i \text{ entier } 1,.. \quad (21)$$

$$f_j^2 = \frac{2 * j + 1}{8 * (\tau_\omega + \frac{1}{2}(\tau_m - \tau_d))} \quad j \text{ entier } 1,.. \quad (22)$$

$$f_k^3 = \frac{2 * k + 1}{8 * (\tau_\omega + \frac{1}{2}(\tau_m + \tau_d))} \quad k \text{ entier } 1,.. \quad (23)$$

⁶écrire par exemple que $\cos(\omega_1) = \cos(\frac{1}{3}(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) + \frac{1}{3}(\omega_1 - \omega_2) + \frac{1}{3}(\omega_1 - \omega_3))$

Les premières fréquences $f_i^{1,2,3}$, pour les mêmes données d'entrée précédentes, sont données en Hz, par le tableau de la Fig. 9 :

	f1	f2	f3	barycentre	1/3 (f2-f3)	1/3 (f1-f3)	1/3 (f1-f2)
1	288 462	72 816	52 448	137 908	6 789	78 671	71 882
2	480 769	121 359	87 413	229 847	11 316	131 119	119 803
3	673 077	169 903	122 378	321 786	15 842	183 566	167 725
4	865 385	218 447	157 343	413 725	20 368	236 014	215 646
5	1 057 692	266 990	192 308	505 663	24 894	288 462	263 567
6	1 250 000	315 534	227 273	597 602	29 420	340 909	311 489
7	1 442 308	364 078	262 238	689 541	33 947	393 357	359 410
8	1 634 615	412 621	297 203	781 480	38 473	445 804	407 331
9	1 826 923	461 165	332 168	873 419	42 999	498 252	455 253
10	2 019 231	509 709	367 133	965 357	47 525	550 699	503 174

FIG. 9 – Fréquences caractéristiques fondamentales, pour les ordres 1 à 10

Une recherche numérique d'extrema, à partir des points du module de la transformée de Laplace, nous donne les premières fréquences suivantes :

Fréquences	Valeur	Unité
fréquence 1	252	kHz
fréquence 2	423	kHz
fréquence 3	706	kHz
fréquence 4	821	kHz
Fréquence 5	978	kHz

Le graphe de ces fréquences est représenté à la Fig. 10.

Il apparaît difficile de faire coïncider les deux tableaux, car les fréquences peuvent appartenir à l'une des trois classes de combinaisons linéaires. Cette analyse montre que le signal à traiter, lui-même, comprend par nature des fréquences discrètes, même si le "plat" de l'onde est parfait.

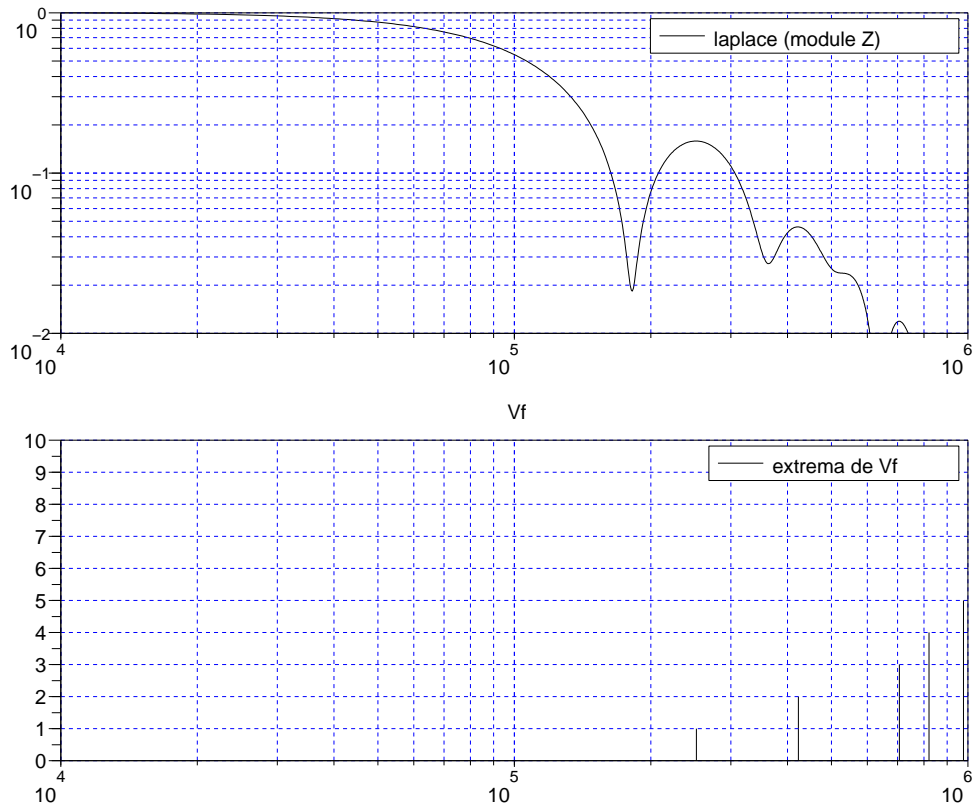


FIG. 10 – Maxima de la transformée de Laplace

annexe2 = COMPOSANTES FREQUENTIELLES DE L'ONDE - FORME D'ONDE
REPRESENTEE PAR UN TRAPEZE IDEAL

0.7 ANNEXE 3 : EXPLOITATION DES MESURESs

0.7.1 Principe de traitement

Une approche naturelle de réglage de la LAR, consiste à relever la courbe $V_{k,ik}$ après chaque tir, et exploiter les différences avec une référence donnée. Trois références sont conceptuellement disponibles :

1. un modèle théorique basé sur un réseau de type Cauer par exemple,
2. la comparaison avec une forme d'onde de type trapèze,
3. le traitement de la courbe par “raboitage” de la partie plat de l'onde.

Les formes d'ondes au secondaire, V_k, ik , ont été relevées sur oscilloscope, et lues par script scilab. La bande passante **numérique** de l'oscilloscope est très élevée pour l'application, il en résulte un bruit haute fréquence, qui ne traduit pas les phénomènes physiques.

Il nous a fallu filtrer ce bruit par scilab, typiquement en enlevant un point sur N.

Après complétion par des zéros, la forme d'onde a subit une transformation de Fourier, et son spectre a été comparé à ces différentes références.

La Fig. 11 représente les formes d'onde V_k , i_k ramenées au primaire ⁷. Le rabotage n'a été effectué que sur la courbe du haut (V_k). La courbe du bas est i_k . On a choisit ici une configuration de dérèglement de la LAR, traduite par les ondulations importantes de la partie centrale de la courbe.

On remarque sur V_k , la présence d'une barre horizontale, barre de rabotage. Les courbes ont été complétées par des zéros jusqu'à $50\mu s$.

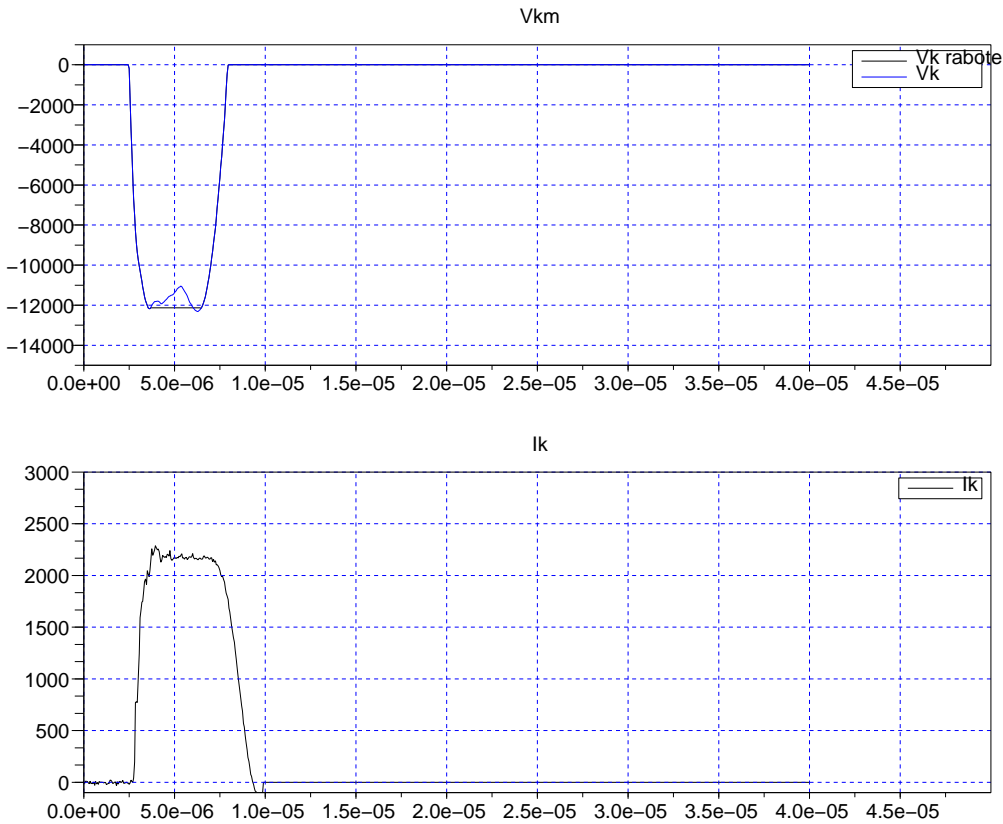


FIG. 11 – Courbes V_k , i_k et rabotage de V_k

⁷vmes_vplat_ver20.sce

L'étape suivante est de traquer les différences spectrales, entre la courbe réelle et la courbe rabotée, puisque celle-ci représente "un plat parfait".

La Fig. 12 représente, de nouveau V_k et V_k rabotée (temporel), et en dessous, graphe du milieu, leurs spectres respectifs. Les coefficients de normalisation et les échelles de fréquences ont été "scalées" par rapport à la transformée de Fourier numérique sous scilab.

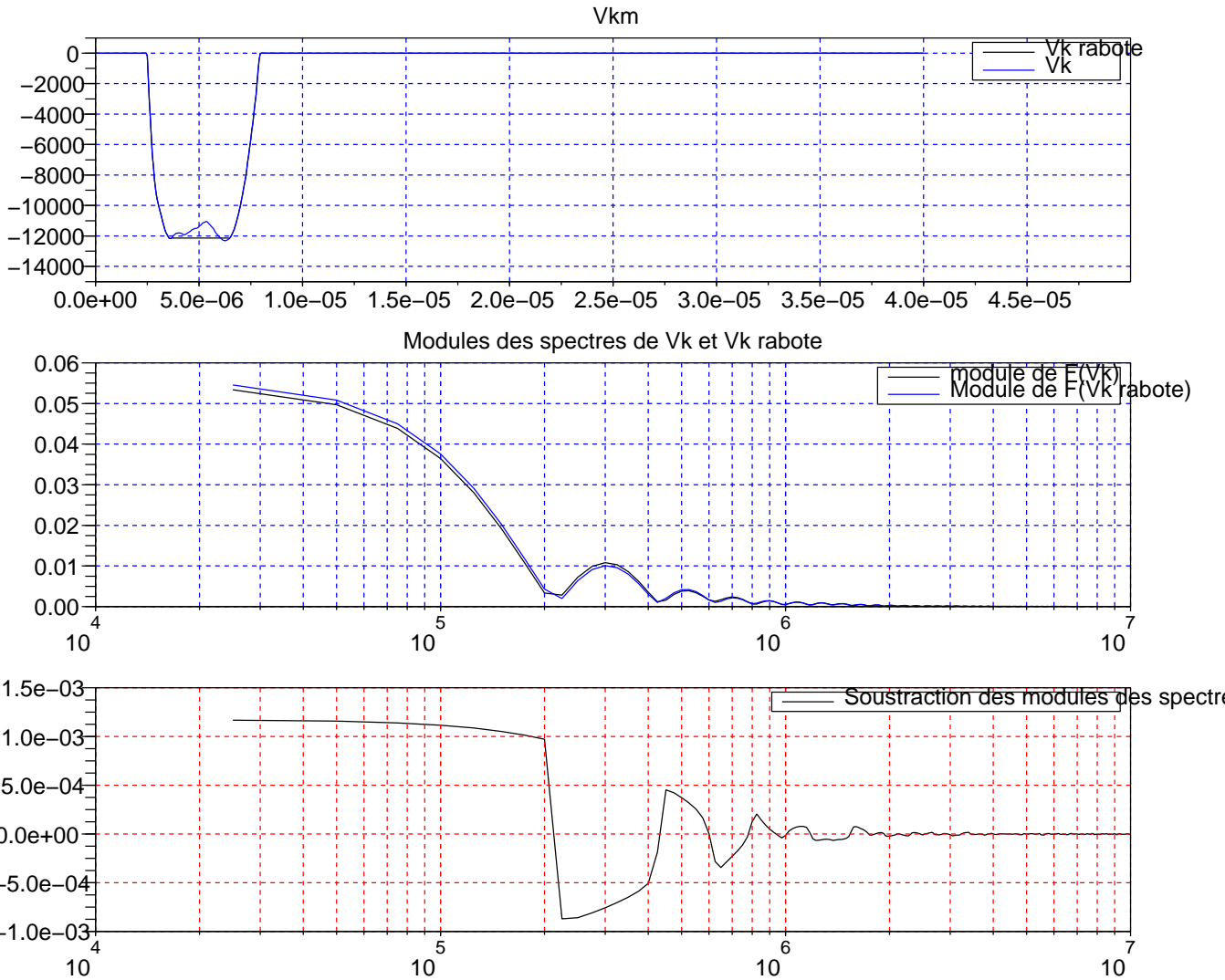


FIG. 12 – Courbes V_k , spectres comparés et différence des spectres

On constate que l'origine des courbes à une valeur de l'ordre de $60mV.s$, ce qui correspond bien à l'intégrale du signal - $12000V$ - pris sur la durée, $5\mu s$. Les coefficients pris sont cohérents. L'allure du spectre est très approchante de celle du trapèze (annexe 2, et le spectre est correctement borné aux hautes fréquences.

La dernière étape est de comparer, ou mieux, soustraire les spectres, car on voit qu'ils sont très proches. C'est l'objet du graphe du bas de la Fig. 12.

La différence est de l'ordre de $\frac{1}{60}$ soit 1,66% pour la partie basse du spectre, et environ de la moitié pour la première fréquence, laquelle se situe vers 300kHz. On remarque que la recherche d'extrema en annexe 2 nous avait déjà conduit à une valeur de 250kHz.

La précision de représentation de cette différence nous permet d'envisager un réglage de la LAR par le calcul des différences de spectre. Cette approche est-elle plus efficace qu'une approche temporelle directe ?

Pour le savoir, il nous faut corréler les réglages des inductances aux variations soit temporelles soit spectrales des courbes.

Pour la partie temporelle, je donne quelques résultats dans l'annexe 4.

0.8 ANNEXE 4 :SIMULATIONS TEMPORELLES

0.8.1 Description du circuit

La Fig. 13 reprend les caractéristiques du circuit du modulateur. Le klystron est représenté par une résistance de $1k\Omega$, Le transformateur, de rapport 14.5, voit ses inductances multipliées par 100 pour approcher correctement son comportement en basse fréquence. Cela provient aussi du fait que la prémagnétisation n'est pas modélisée. Les raisons des simplifications sont données en détail dans [3].

Deux circuits sont comparés :

1. Un circuit dont toutes les inductances sont égales à $1\mu H$ (non représenté sur la figure),
2. Un circuit dont un ou plusieurs composants vont être modifiés.

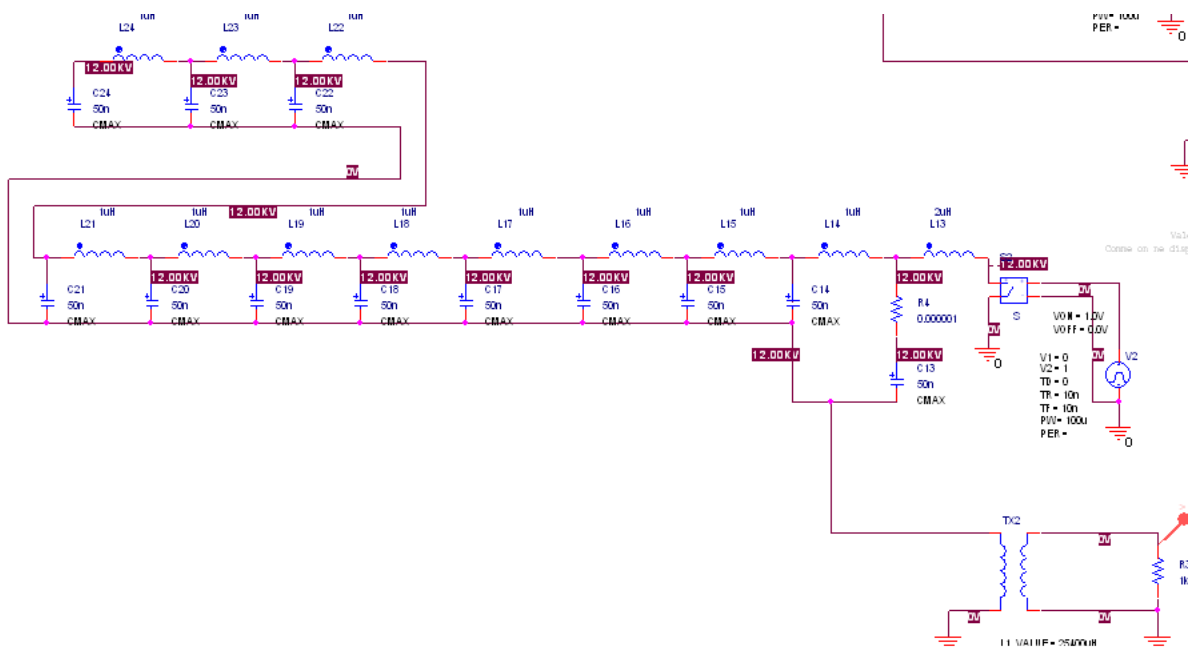


FIG. 13 – Circuit du modulateur et LAR, approche temporelle

0.8.2 Influence du dérèglage d'une inductance

Les inductances, numérotées de L_{13} à L_{24} ont une valeur réglable entre $1\mu H$ et $0,5\mu H$. Pour mieux cerner l'influence des différents réglages, j'ai naturellement utilisé ces deux valeurs extrêmes.

La première courbe, Fig. 14 représente la LAR dont tous les éléments sont égaux à $1\mu H$:



FIG. 14 – Réponse d'une LAR dont tous les éléments sont constants

On peut y distinguer la présence d'une oscillation de suite du pic de surtension de départ. C'est cette courbe qui pour l'instant sera prise comme référence.

Les courbes suivantes, représentent la réponse de la LAR, par suite d'un dérèglage d'une seule inductance, c'est-à-dire que sa valeur est portée à $0,5\mu H$. J'ai représenté seulement quatre courbes, mais les simulations ont été conduites pour un dérèglage successif des douze inductances.

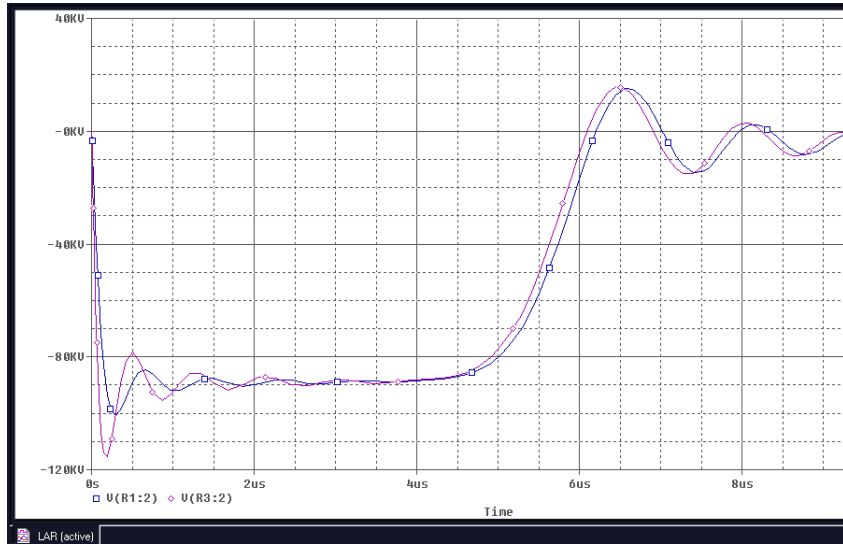


FIG. 15 – Réponse d'une LAR dont L_{13} est variée

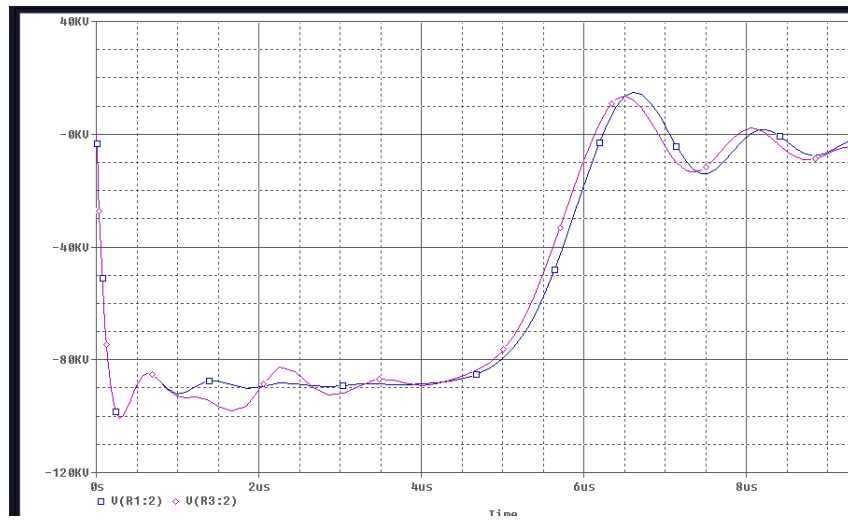


FIG. 16 – Réponse d'une LAR dont L_{16} est variée

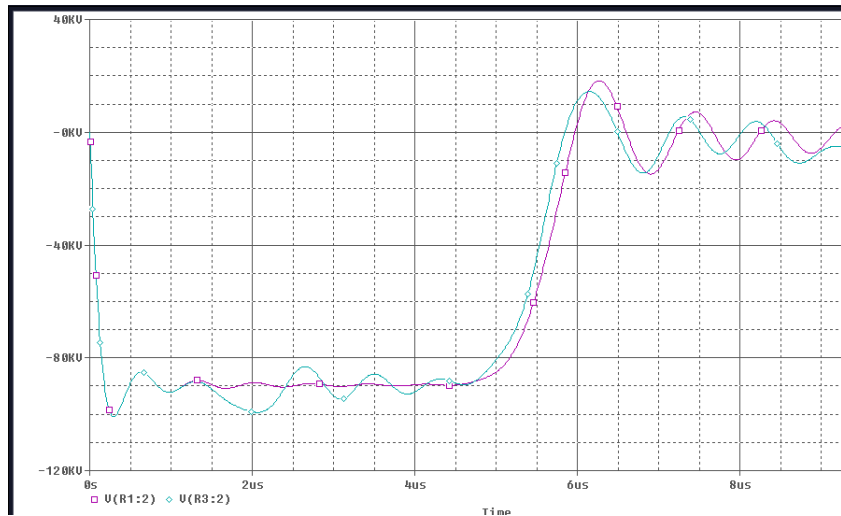


FIG. 17 – Réponse d'une LAR dont L_{17} est variée

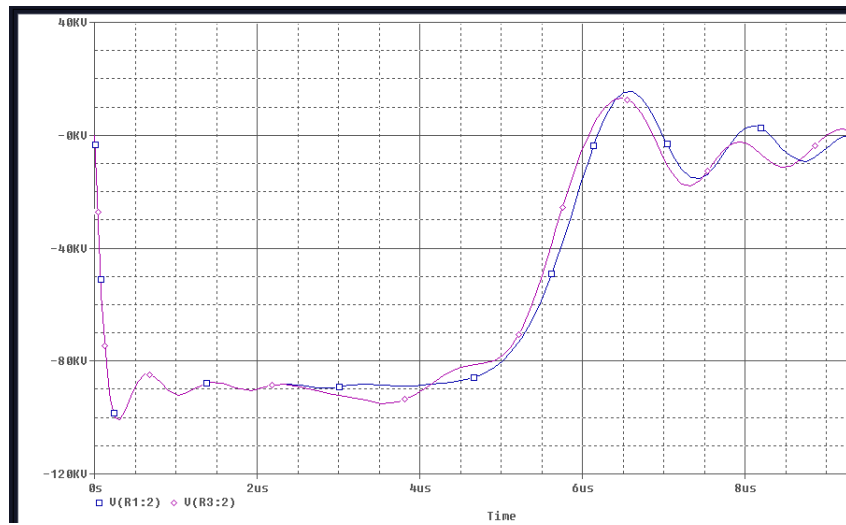


FIG. 18 – Réponse d'une LAR dont L_{20} est variée

Observation de ces courbes : Lorsque l'inductance est variée, il s'agit de diminuer sa valeur. Les résultats déjà acquis ([3]) montrent que l'impédance locale de la cellule concernée diminue, par conséquent la tension y sera plus faible (et le courant plus élevé). On devrait donc constater l'apparition d'un "creux" de tension, à un endroit de la courbe qui est décalé sur le plat du retard apporté par la cellule concernée. Les cellules les plus proches du commutateur "se voient" donc au début de la courbe, et les cellules en fin de ligne, se voient vers la fin de la courbe.

Ce creux de tension est effectivement observé sur les courbes des Fig. 16 à 18.

Il est important de ne considérer que le creux de tension. En effet, il est précédé dans le temps d'un ventre de tension⁸, mais nous ne prendrons -volontairement- pas en compte les irrégularités autres que celle que nous traquons.

La raison pour laquelle les mesures ont jusqu'ici échoué à mettre en valeur ce noeud de tension, tient à deux causes :

1. L'absence d'une référence pour la courbe de tension,
2. la prise en compte simultanée des autres irrégularités.

En effet, le réglage s'effectue plutôt par tâtonnement, sans examiner préférentiellement UN PAR UN, les noeuds de tension.

On constate aussi que les cellules de fin de ligne sont moins facilement vues lorsqu'elles sont dérégées, ce qui est vérifié par l'expérience.

Enfin, le rôle majeur de la première cellules apparaît nettement, comme on va le voir de nouveau dans la partie 0.8.4

⁸vraisemblablement effet de l'onde réfléchiée par cette cellule désaccordée

0.8.3 Influence du dérèglement de plusieurs inductances

Les courbes des Fig. 19 et 20 sont relatives au dérèglement simultané des couples respectifs $[L_{15} - L_{18}]$ et $[L_{16} - L_{18}]$.

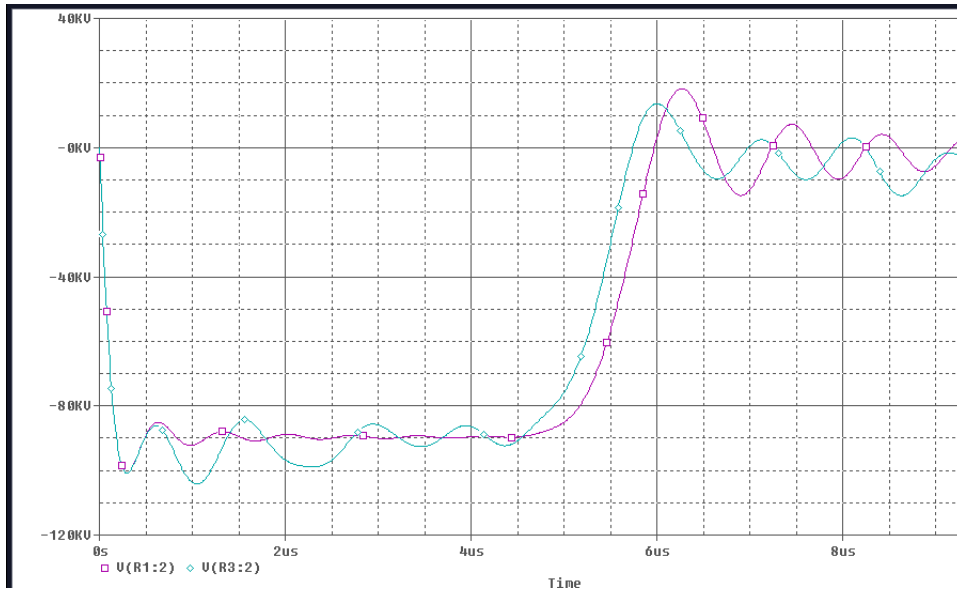


FIG. 19 – Réponse d'une LAR dont L_{15} et L_{18} sont variées

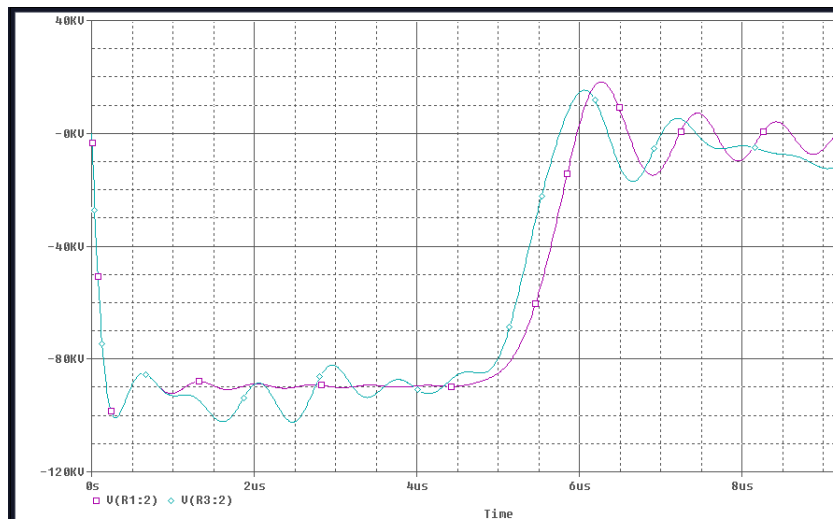


FIG. 20 – Réponse d'une LAR dont L_{16} et L_{18} sont variées

On constate que malgré des distortions plus ou moins complexes sur les instants antérieurs de la courbe, la déformation de l'onde attribuée à L_{18} reste présente et approximativement calée vers $t = 3\mu s$.

La question suivante est de savoir si cette invariance demeure lors du dérèglement de plus de deux inductances. C'est l'objet de la courbe 21 qui suit :

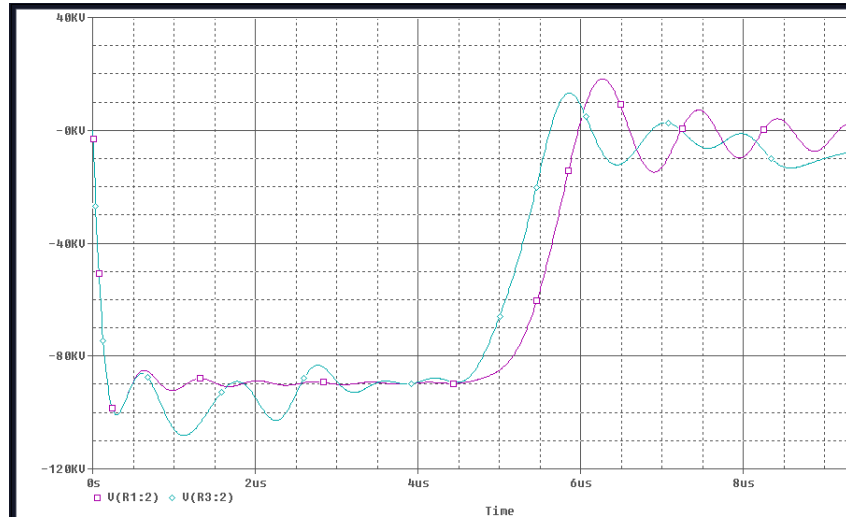


FIG. 21 – Réponse d'une LAR dont L_{15} , L_{16} et L_{18} sont variées

La aussi on constate la présence du noeud de tension, il a été décalé vers les basses fréquences, mais reste autour de $3\mu s$, plus précisément le maximum passe de $3,25\mu s$ pour un dérèglement de L_{18} seul, à $3\mu s$ lorsque L_{15} ou L_{16} est simultanément dérèglé, et enfin à $2,75\mu s$ lorsque l'ensemble L_{15} , L_{16} , L_{18} est dérèglé. Notons qu'il s'agit de dérèglement maximum.

La question de savoir si cela reste vrai pour plus de 3 inductances, m'amène une autre question :

Que se passe-t-il si toutes les inductances sont dérèglées ?

La Fig. 22 représente les schémas $L_i = 1\mu H$ et $L_i = 0,5\mu H$.

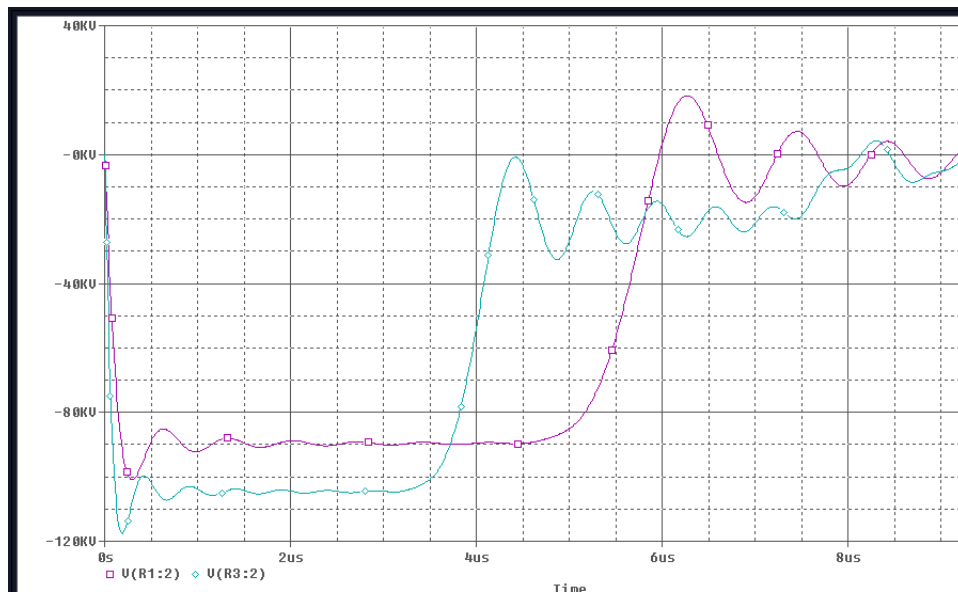


FIG. 22 – Réponse d'une LAR dont L_i sont de 1 et $0,5\mu H$

Comme toujours, une valeur d'inductance globale plus faible, a pour effet une impédance de LAR plus faible, donc une transmission de tension plus élevée à la charge, et - rien n'est gratuit...- une diminution de la largeur utile de l'impulsion. Par contre, la diminution est impressionnante : on perd quasiment $1\mu s$ sur le plat de l'onde !

Par conséquent, sous réserve d'une conception correcte de la LAR, c'est-à-dire une adaptation au moins approximative à la charge, l'état initial du réglage est préférentielleent avec les inductances de valeur maximale (tous noyaux sortis), c'est d'ailleurs comme cela que nous procédons manuellement.

0.8.4 limite de qualité de l'onde de la LAR de PHIL

Dans cette partie, je me suis intéressé à ce que donnerait une LAR idéalement réglée.

Pour la structure LC constante, nous n'avons pas le choix : nous avons vu en effet que le dérèglement d'une inductance induit des irrégularités sur l'onde. Cela ne constitue pas une démonstration rigoureuse, mais il y a de forts soupçons pour que l'optimum apparaisse lorsque toutes les valeurs sont égales.

A partir de là, prenons le cas par exemple $L_i = 1\mu H$. L'inductance de tête est de la même valeur.

La Fig. 23 est le zoom de la courbe V_k précédente.

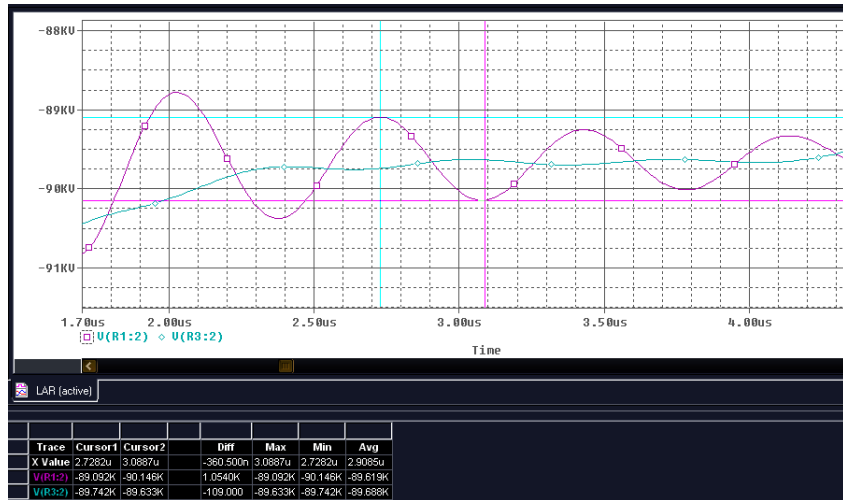


FIG. 23 – Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_i sont de $1\mu H$

Du fait de l'oscillation amortie générée par L_{13} , ce phénomène dure pendant tout le plat de l'onde. Comme les amplitudes crête à crête ne sont pas constantes, il faut se placer à un instant précis pour pouvoir faire des comparaisons. J'ai choisi la plage $[2,5 - 3\mu s]$.

L'amplitude CC, reportée par les curseurs, nous donne $1,05kV$ pour une tension moyenne dans cette plage, de $89,5kV$, soit un pourcentage de $R = \frac{1,05kV}{89,5kV} = 1,17\%$

Il est à noter que nous obtenons déjà de telles performances.

L'étape suivante est de se demander si on peut faire mieux.

Si on remarque que le phénomène oscillatoire est lié à l'action de l'inductance de tête L_{13} , la première amélioration consiste à augmenter sa valeur.

La courbe de la Fig. 24 représente un zoom de V_k dans la même gamme de temps.

Le pourcentage d'ondulations tombe alors environ $\frac{0,65kV}{89,5kV} = 0,72\%$.

J'ai alors filtré la LAR en rajoutant une résistance en série avec la capacité C_{13} de la première cellule (voir Fig. 13).

Une valeur trop faible, et l'action est nulle. Une valeur trop forte entraîne des pertes conséquentes.

J'ai choisi la valeur 5 Ohm .

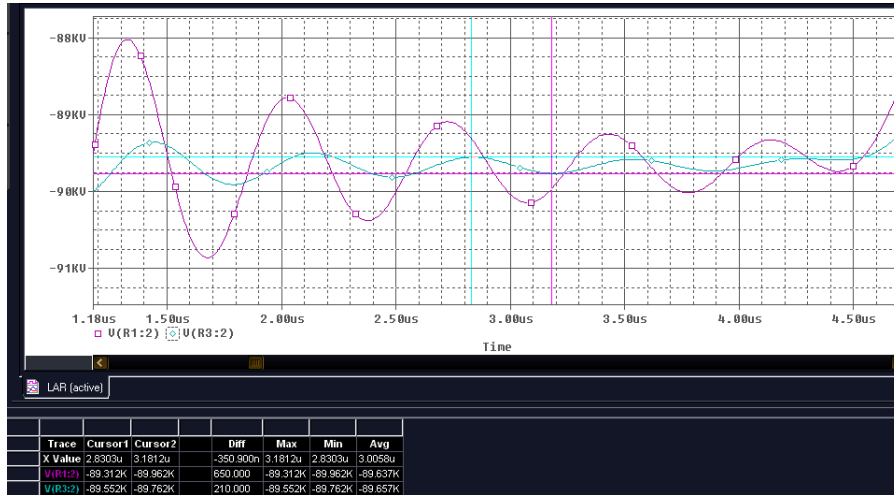


FIG. 24 – Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_{13} est de $2\mu H$

La courbe de la Fig. 25 représente cette tentative d'amélioration.

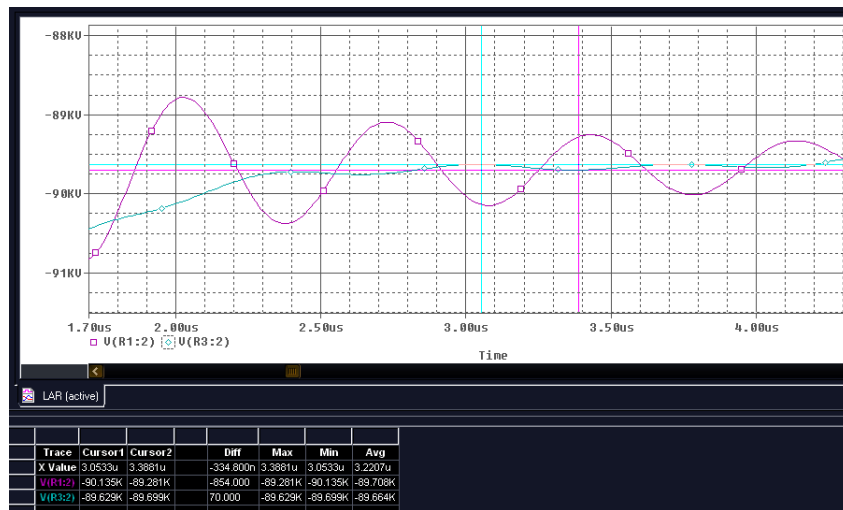


FIG. 25 – Zoom sur les ondulations de tension, LAR dont L_i sont de $1\mu H$

Ici, l'ondulation tombe à la valeur $\frac{70V}{89,5kV}$, soit $R = 0,78$ pour mille
 Il faut moduler ce résultat pour les raisons suivantes :

1. On ne réalisera pas une forme d'onde plate sans un transformateur parfait, ou ce qui revient au même, ces performances sont tributaires de la prémagnétisation ; une prémagnétisation insuffisante donne une pente générale au plat de la courbe, ce n'est pas ce que l'on cherche,
2. La résistance constitue un élément à pertes, qui par ailleurs diminue le rendement du modulateur (ce n'est pas critique sur PHIL)

annexe4 = SIMULATIONS TEMPORELLES

Bibliographie

- [1] Pulse forming networks. <http://www.ga.esi.com/EP/pulsed-power/pulse-forming-networks/index.php>, mis en ligne le.
- [2] Guillemin Ernst A. *synthesis of passive networks*. Robert E. Krieger Publishing Company, 1977.
- [3] Babigeon Jean-Luc. Note technique nt2jlb, optimisation de la forme d'onde du modulateur phil, simulations. Technical report, Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, 10 2010.
- [4] Babigeon Jean-Luc. Note technique nt6jlb, optimisation de la ligne a retard phil,prjet de dossier de fabrication. Technical report, Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, 10 2010.
- [5] Babigeon Jean-Luc. Note technique 2011013,remarques sur le fonctionnement et le réglage d'une ligne à retard, application au modulateur de phil. Technical report, Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, 7 2011.
- [6] Lewellen and Al. field emission cathode gating for rf electron guns. *physical review special topics*, 2005.
- [7] Rucquoy Ludovic. Modelisation cem des électroniques de puissance. http://www.grepes.be/PDF/presentation/rucquoy_cem.pdf, 2006.
- [8] Clement Robert. Assistance à l'optimisation d'une ligne a retard. Technical report, Laboratoire de l'Accélérateur Linéaire, 6 2012.