

# Filière Systèmes industriels

Orientation Power & Control

## Travail de bachelor Diplôme 2018

*Julien Udressy*



*Transformateur MHz pour  
plasma atmosphérique*

-  *Professeur*  
Christoph Ellert
-  *Expert*  
Hans-Peter Biner
-  *Date de la remise du rapport*  
17.08.2018

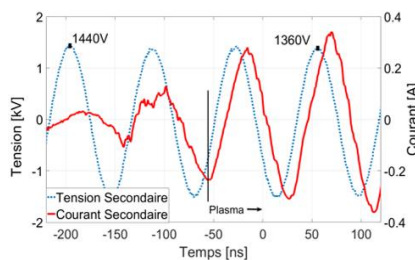


Filière / Studiengang <b>SYND</b>	Année académique / Studienjahr <b>2017/18</b>	No TD / Nr. DA <b>pc/2018/57</b>
Mandant / Auftraggeber <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Etablissement partenaire Partnerinstitution	Etudiant / Student <b>Julien Udressy</b> Professeur / Dozent <b>Christoph Ellert</b>	Lieu d'exécution / Ausführungsort <input checked="" type="checkbox"/> HES—SO Valais <input type="checkbox"/> Industrie <input type="checkbox"/> Etablissement partenaire Partnerinstitution
Travail confidentiel / vertrauliche Arbeit <input type="checkbox"/> oui / ja <sup>1</sup> <input checked="" type="checkbox"/> non / nein	Expert / Experte (données complètes) <b>Hans-Peter Biner</b> DSPlus Sàrl, c/o Espace Creation, Rue de la Dixence, 1950 Sion	

Titre / Titel <b>Transformateur en MHz pour plasma atmosphérique</b>
Description / Beschreibung L'application d'une tension de plus de 1kV aux bornes de deux électrodes distantes de 1mm permet d'enclencher un plasma à pression ambiante. De plus, on doit maintenir l'alimentation de ces deux électrodes dans une gamme de fréquences donnée pour entretenir le plasma, traditionnellement dans la gamme du kHz. Dans cette phase, le rendement de transfert de puissance électrique serait cependant plus élevé dans la gamme du MHz.  A cette fin un transformateur sera développé lors de ce projet, qui permettra d'augmenter la gamme de fréquence entre 10 et 70 MHz, à la tension nécessaire pour entretenir un plasma à pression ambiante. Le circuit dédié sera modélisé sous P-Spice. Les simulations seront comparées avec les mesures d'impédance afin d'identifier la cause d'impédance parasite dans le circuit. Enfin le rendement de la transformation de la puissance électrique (entre 1 et 10 W) en puissance plasma sera mesuré.  Au cours de ce projet les divers éléments à étudier et analyser seront : <ul style="list-style-type: none"> <li>– L'analyse de l'impédance de 2 ou 3 configurations différentes de plasma atmosphérique (« clou », jet, microhollow cathode)</li> <li>– La simulation des configurations, dont les résultats seront comparés avec des mesures.</li> <li>– Le dimensionnement, la réalisation ainsi que le test de transformateurs dans leur comportement de transformation de tension, et de couplage.</li> <li>– Le développement de noyaux avec perméabilité supérieure à 1, afin d'améliorer le couplage entre primaire et secondaire.</li> <li>– La caractérisation des performances de transformation sur le setup plasma (puissance, fréquence, tension).</li> </ul>

Signature ou visa / Unterschrift oder Visum  Responsable de l'orientation / filière Leiter der Vertiefungsrichtung / Studiengang:   <sup>1</sup> Etudiant / Student : 	Délais / Termine  Attribution du thème / Ausgabe des Auftrags: <b>16.05.2018</b>  Présentation intermédiaire / Zwischenpräsentation <b>14 – 15.06.2018</b>  Remise du rapport / Abgabe des Schlussberichts: <b>17.08.2018, 12:00</b>  Expositions / Ausstellungen der Diplomarbeiten: <b>29, 30 – 31.08.2018</b>  Défense orale / Mündliche Verfechtung: <b>04, 05 – 06.09.2018</b>
---	--

<sup>1</sup> Par sa signature, l'étudiant-e s'engage à respecter strictement la directive DI.1.2.02.07 liée au travail de diplôme.  
Durch seine Unterschrift verpflichtet sich der/die Student/in, sich an die Richtlinie DI.1.2.02.07 der Diplomarbeit zu halten.



Travail de diplôme  
| édition 2018 |

Filière  
Systèmes Industriels

Domaine d'application  
Power & Control

Professeur responsable  
Christoph Ellert  
christoph.ellert@hevs.ch

## Transformateur en MHz pour plasma atmosphérique

Diplômant

Julien Udressy

### Objectif du projet

Dimensionner, concevoir et caractériser un transformateur en MHz avec résonance à 13,56MHz (fréquence pour plasmas) afin d'élever une tension de 300V à plus de 1000V pour amorcer et maintenir un plasma à pression atmosphérique sur ~1mm.

### Méthodes | Expériences | Résultats

Différents transformateurs ont été dimensionnés et conçus à l'aide de noyaux de perméabilité relative faible afin de réduire l'inductance magnétisante et d'éviter d'éventuels problèmes de ralentissements du flux magnétique. La caractérisation a été réalisée via des méthodes fiables, telles que des mesures par circuit RC ou par déphasage. Un modèle développé avec LTspice (Figure 1.A) permet de définir le comportement fréquentiel à quelques pourcents près. L'utilisation d'analyseurs de spectres a permis une analyse fréquentielle plus précise (Figure 1.B). Tous les composants internes du transformateur (inductances de fuites, capacités parasites, ...), mais aussi externes (longueur et type de câbles du raccordement, sondes de mesure) ont un impact non négligeable sur la position de la résonance. Le transformateur ayant présenté le meilleur comportement pour l'application souhaitée a pu être testé avec l'installation de plasma. Les résultats obtenus montrent l'évolution de la tension secondaire, qui diminue de 5%, mais surtout du courant secondaire qui augmente fortement lors de l'enclenchement du plasma.

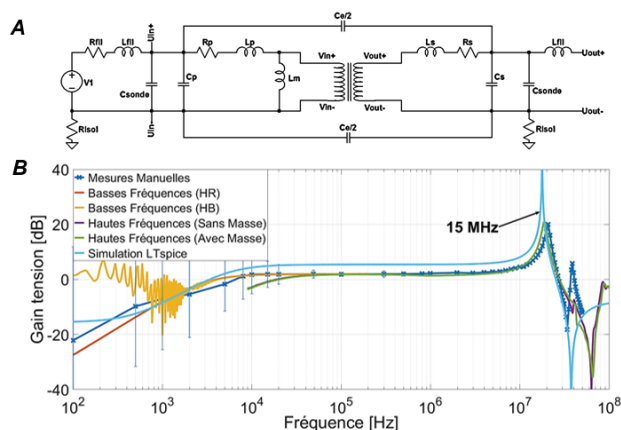


Figure 1 : Modèle utilisé pour la simulation du transformateur (logiciel LTspice) et courbe de comportement fréquentiel avec résonance à ~15MHz



# Remerciements

Ce projet n'aurait pas vu le jour et n'aurait pas abouti sans le soutien et les conseils avisés d'un grand nombre de personnes, à des échelons différents, mais tout aussi complémentaires les unes que les autres. Je tiens donc à remercier chaleureusement et à adresser ma gratitude à :

- **M. Christoph Ellert** pour sa proposition de sujet de travail de diplôme, pour m'avoir encadré, orienté et aidé au fil des semaines.
- **M. David Martinet** pour son aide et son soutien, pour sa patience et sa disponibilité, pour m'avoir guidé dans mes réflexions et avoir répondu à mes nombreuses questions.
- **M. Hans-Peter Biner** pour ses explications sur les transformateurs et les hautes fréquences, mais aussi pour les nombreuses suggestions quant aux pistes à explorer.
- **M. Alain Germanier** pour ses recommandations quant au choix des appareils et aux techniques de mesures.
- **M. Steve Gallay** pour son aide lors de la réalisation des différents transformateurs ainsi que pour la réparation de la sonde de mesure.
- **Mme Alexandra Andersson** et **M. Blaise Evéquo** pour leur aide lors de la configuration et de l'utilisation des analyseurs de spectre.
- **M. Samuel Chevallier**, **M. Philippe Barrade** et **M. Joseph Moerschell** pour leur conseils.
- **M. Christophe Truffer** et **M. Charles Praplan** pour la mise à disposition de la place de travail et du matériel.

Sans oublier **ma famille**, **mes proches** et **mes amis** pour leur soutien inconditionnel et leurs encouragements quelle que soit la situation.

*« Aucun de nous, en agissant seul, ne peut atteindre le succès »*

*Nelson Mandela, 10 mai 1994*

## 0 Glossaire

### Composants

$C_{tune} = C_t$	: Capacité de réglage de la MatchBox [F]
$C_{load} = C_l$	: Capacité de réglage de la MatchBox [F]
$L_{lim}$	: Inductance de limitation et d'amortissement de la MatchBox [H]
$R_c$	: Résistance du clou [ $\Omega$ ]
$L_c$	: Inductance du clou [ $\Omega$ ]
$C_c$	: Capacité du clou [ $\Omega$ ]
$R_1 = R_p$	: Résistance de l'enroulement primaire du transformateur [ $\Omega$ ]
$R_2 = R_s$	: Résistance de l'enroulement secondaire du transformateur [ $\Omega$ ]
$L = L_m$	: Inductance magnétisante du transformateur [ $\mu H$ ]
$L_p$	: Inductance primaire du transformateur [ $\mu H$ ]
$L_s$	: Inductance secondaire du transformateur [ $\mu H$ ]
$M$	: Inductance mutuelle du transformateur [ $\mu H$ ]
$C = C_e$	: Capacité parasite entre les enroulements primaire et secondaire [pF]
$C_p = C_e$	: Capacité parasite au primaire du transformateur [pF]
$C_s = C_e$	: Capacité parasite au secondaire du transformateur [pF]
$R_s'$	: Résistance secondaire du transformateur rapportée au primaire [ $\Omega$ ]
$L_s'$	: Inductance secondaire du transformateur rapportée au primaire [ $\mu H$ ]
$R_{fil}$	: Résistance des câbles d'alimentation du transformateur [ $\Omega$ ]
$C_{sonde}$	: Capacité parasite de la sonde de tension [pF]

### Transformateur

$A_{primaire}$	: Section de la bobine primaire du transformateur [m <sup>2</sup> ]
$l_{primaire}$	: Longueur active de la bobine primaire du transformateur [m]
$N_{primaire}$	: Nombre de spires au primaire du transformateur [-]
$N_{secondaire}$	: Nombre de spires au secondaire du transformateur [-]
$\ddot{u}$	: Rapport de transformation du transformateur [-]
$k$	: Facteur de couplage des enroulements du transformateur [-]
$U_{primaire}$	: Tension au primaire du transformateur [V]
$U_{secondaire}$	: Tension au secondaire du transformateur [V]
$U$	: Tension d'alimentation du transformateur [V]
$U_R$	: Chute de tension résistive [V]
$U_L$	: Chute de tension inductive [V]
$U_C$	: Chute de tension capacitive [V]
$X_L$	: Réactance inductive [ $\Omega$ ]
$\varphi$	: Angle de déphasage entre la tension et le courant [°]

### Constantes

$\mu_r$	: Perméabilité relative du matériau [ $\frac{kg \cdot m}{A^2 \cdot s^2}$ ] (vaut 1 pour du plastique)
$\mu_0$	: Perméabilité du vide qui vaut : $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [\frac{kg \cdot m}{A^2 \cdot s^2}]$
$\tau$	: Constante de temps de charge d'un condensateur [s]

### Abréviations

HF	: Hautes Fréquences
RF	: Radio Fréquences
BP	: Bande Passante
kHz	: kiloHertz
MHz	: MégaHertz
DC	: Direct Current
Coax.	: Câble coaxial

# Table des matières

<b>0</b>	<b>Glossaire</b>	<b>ii</b>
<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>1</b>
1.1	Objectifs	2
1.2	Origine et motivations du projet	3
1.3	Plasma	4
<b>2</b>	<b>Modèle d'un transformateur</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Configurations</b>	<b>6</b>
3.1	Matériel utilisé	6
3.2	Setup de mesure à basse puissance	7
3.3	Setup de mesure à haute puissance	9
3.4	Setups de caractérisation	12
3.5	Configuration de plasma	21
<b>4</b>	<b>Mesures et résultats</b>	<b>23</b>
4.1	Transformateur version n°1	23
4.2	Transformateur version n°2	30
4.3	Point de situation intermédiaire	32
4.4	Comparaison des paramètres et des rôles des transformateurs	33
4.5	Caractéristiques mécaniques	34
4.6	Caractéristiques électriques	35
4.7	Simulation	36
4.8	Influence des paramètres internes	37
4.9	Mesures manuelles et Analyseurs de spectre	39
4.10	Influence des paramètres externes	44
4.11	Transformateur version n°5	47
4.12	Remarques pour la confection des transformateurs	51
4.13	Résultats avec haute puissance	52
<b>5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>57</b>
5.1	Problèmes rencontrés	57
5.2	Améliorations futures	58
5.3	Conclusion	59
<b>6</b>	<b>Références</b>	<b>60</b>
<b>7</b>	<b>Bibliographie</b>	<b>61</b>
<b>8</b>	<b>Annexes</b>	<b>62</b>



## Table des figures

1.1	Image de plasma froid . . . . .	1
1.2	Image de découpe par plasma . . . . .	3
1.3	Principe de l'effet Avalanche pour l'amorce du plasma . . . . .	4
2.1	Schéma complet d'un transformateur . . . . .	5
3.1	Matériel utilisé avec modèles, fabricants et lieu d'emprunt . . . . .	6
3.2	Schéma de principe basse puissance 1 . . . . .	7
3.3	Schéma de principe basse puissance 2 . . . . .	7
3.4	Exemple de raccordement basse puissance . . . . .	8
3.5	Circuit interne de la MatchBox . . . . .	9
3.6	Page LabView pour le contrôle de l'alimentation MHz . . . . .	9
3.7	Schéma de principe haute puissance 1 . . . . .	10
3.8	Schéma de principe haute puissance 2 . . . . .	10
3.9	Exemple de raccordement haute puissance . . . . .	11
3.10	Consommation de puissance en circuit ouvert . . . . .	12
3.11	Courbe de charge d'un condensateur au travers d'une résistance . . . . .	13
3.12	Schéma de mesure de la capacité de la sonde . . . . .	14
3.13	Mesure et simulation de la capacité des sondes de tension passives . . . . .	14
3.14	Schéma de mesure de la capacité entre enroulement . . . . .	15
3.15	Simulation de la mesure de la capacité entre enroulement . . . . .	15
3.16	Schéma de mesure de la capacité primaire et secondaire . . . . .	16
3.17	Illustration du raccordement des appareils pour la mesure d'une inductance . . . . .	17
3.18	Schéma de raccordement des appareils pour la mesure d'une inductance . . . . .	18
3.19	Tableau de validation de la méthode pour mesure d'inductance . . . . .	19
3.20	Représentation de la mesure d'inductance sur un transformateur . . . . .	19
3.21	Représentation du montage du clou . . . . .	21
3.22	Mesure des composants du montage du clou . . . . .	22
3.23	Modèle électronique du montage du clou . . . . .	22
4.1	Caractéristiques mécaniques principales du transformateur V1 . . . . .	23
4.2	Modèle simplifié du transformateur . . . . .	24
4.3	Valeurs mesurées des composants du transformateur V1 . . . . .	25
4.4	Saut indiciel pour définition de l'inductance magnétisante . . . . .	25
4.5	Schéma du modèle du transformateur avec le montage . . . . .	26
4.6	Comparaison des résultats des mesures du transformateur n°1 . . . . .	27
4.7	Evolution du diagramme de Bode en fonction de L . . . . .	28
4.8	Evolution du diagramme de Bode en fonction de C . . . . .	28
4.9	Variation précise de l'inductance afin de définir le rapport de réduction . . . . .	29
4.10	Caractéristiques mécaniques principales du transformateur V2 . . . . .	30
4.11	Comparaison des résultats des mesures sur le transformateur V2 . . . . .	31
4.12	Comparatif des caractéristiques mécaniques des transformateurs . . . . .	34
4.13	Comparatif des caractéristiques électriques des transformateurs . . . . .	35
4.14	Template de simulation du transformateur à vide . . . . .	36
4.15	Simulation du comportement fréquentiel du transformateur n°5 à vide . . . . .	37
4.16	Impact de l'inductance de fuite secondaire sur le comportement fréquentiel . . . . .	37
4.17	Analyses spectrales des transformateurs dans les basses fréquences . . . . .	40
4.18	Lignes de champ dans un tore pour différentes valeurs de perméabilité relative . . . . .	40
4.19	Analyses spectrales des transformateurs dans les hautes fréquences . . . . .	41
4.20	Analyse spectrale complète du transformateur n°5 . . . . .	42
4.21	Illustrations de l'effet pelliculaire et de l'effet de proximité . . . . .	42



4.22	Analyse spectrale du transformateur n°5 dans la gamme des MHz . . . . .	43
4.23	Procédure de mesure de l'impact du raccordement sur le spectre . . . . .	44
4.24	Influence du type de câble utilisé sur le comportement fréquentiel . . . . .	45
4.25	Répercussion des problèmes liés à la masse sur les mesures . . . . .	46
4.26	Analyse spectrale du transformateur n°5 dans les MHz avec et sans montage . . .	47
4.27	Analyse spectrale des transformateurs n°5-1, 5-2 et 5-3 en MHz avec montage . .	48
4.28	Analyse spectrale du transformateur n°5-5 avec montage dans les MHz . . . . .	50
4.29	Template de simulation du transformateur avec montage . . . . .	50
4.30	Illustration de la concentration de chaleur sur le noyau du transformateur . . . .	51
4.31	Valeurs des tensions maximales fournies par la MatchBox . . . . .	52
4.32	Paradoxe entre tension d'alimentation ou gain de transformation maximal . . . .	53
4.33	Comparaison des puissances instantanées à haute puissance avec et sans plasma .	54
4.34	Mesure de tension et de courant avant et après l'amorce du plasma . . . . .	55
4.35	Images des plasmas obtenus . . . . .	56
4.36	Chaleur engendrée par le plasma . . . . .	56

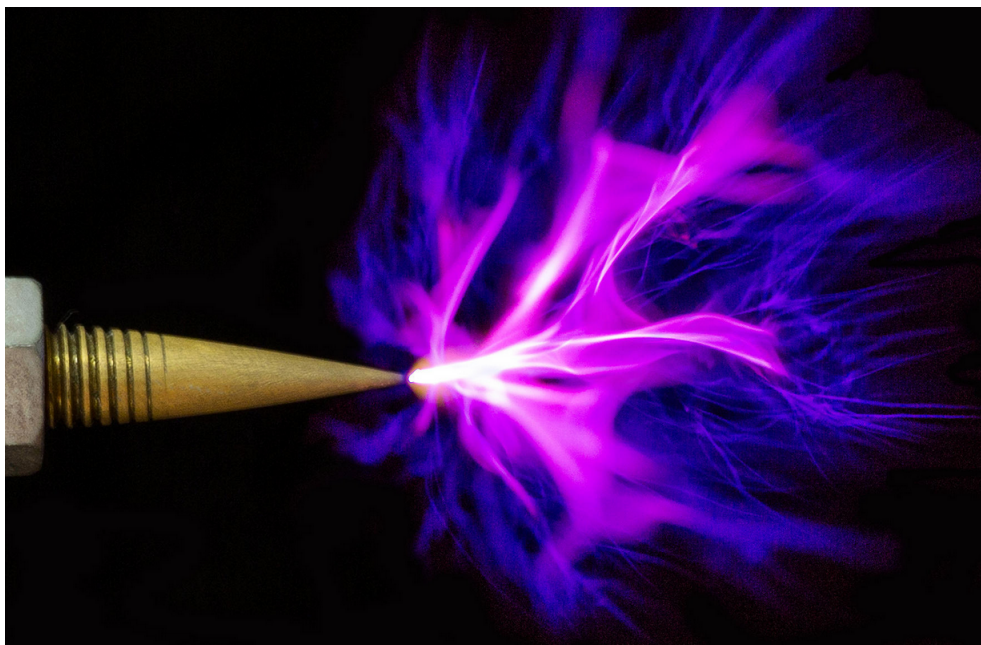
## 1 Introduction

Des scientifiques européens travaillent actuellement en collaboration sur un projet de recherche sur le plasma et ses propriétés particulières. Ils ont par exemple réussi à démontrer qu'un traitement au plasma sur un tissu hydrophile (qui absorbe l'eau) pouvait le rendre hydrophobe (qui repousse l'eau). Des recherches similaires ont également été réalisées avec le plastique. Ces révélations ouvrent des portes dans le domaine médical qui pourrait dès lors développer de nouveaux types de pansements ou de nouveaux équipements plus adaptés aux analyses médicales<sup>1 2</sup>.

Pour les industries qui réalisent des opérations de décapage ou autres traitements thermiques, les recherches sur le plasma atmosphérique sont primordiales. En effet, le plasma affranchi du vide peut bien plus simplement être implémenté dans une ligne de fabrication.

Une installation de génération de plasma comprenant un générateur de sinus entre 10 et 70MHz ainsi qu'une boîte d'accord, appelée « Match Box », qui adapte automatiquement l'impédance du plasma à  $50\Omega$ , ont déjà été mises en service lors de précédents travaux [1] [2]. La tension actuelle de sortie du système est de 300V, ce qui est trop faible pour générer un plasma à pression atmosphérique.

*Le but de ce travail de diplôme est de concevoir un transformateur dans la gamme des radio-fréquences afin d'élever la tension de sortie de la « Match Box » de 300V à 1kV. A ce niveau de tension, un signal sinusoïdal dans les MHz doit permettre d'enclencher et d'entretenir un plasma atmosphérique entre deux électrodes distantes de 1mm. Les sources de plasma ponctuelles peuvent être différentes : Clou, Jet, « MicroHollow Cathode ». Ces différentes configurations seront expliquées plus en détail dans ce document lors de leur utilisation.*



Source : <https://lejournel.cnrs.fr/articles/les-plasmas-froids-rechauffent-linnovation>

FIGURE 1.1 – Image de plasma froid

1. Source : <https://www.acxys.com/fr/plasma-technology/plasma-effects.html>

2. Source : <https://www.iter.org>

## 1.1 Objectifs

**La modélisation du transformateur comprend :**

- Le choix du modèle à utiliser
- L'identification et la mesure de chaque paramètre
- L'identification du rôle des paramètres sur le comportement fréquentiel

**Une analyse des configurations de plasma pour :**

- En réaliser un modèle
- Caractériser et en identifier les composants

**Le dimensionnement du transformateur à concevoir avec :**

- Le choix de la section des fils, du nombre de spires, et de la taille du noyau
  - La sélection de la perméabilité relative du noyau (coefficient  $\mu_r$ )
  - Une analyse « thermique »
  - La commande de la ferrite sélectionnée
- Conception du transformateur

**La simulation du transformateur à partir du modèle pour :**

- Obtenir le comportement fréquentiel du transformateur dans la gamme souhaitée
- Définir l'impact de chaque paramètre sur la position de la résonance

**Les mesures à faible puissance sur le transformateur afin de :**

- Déterminer le comportement en fréquence exact
- Découvrir tous les éléments pouvant avoir une influence sur les mesures hautes fréquences

**Les essais à haute puissance dans le but de :**

- Générer du plasma
- Analyser le transfert de puissance en HF
- Obtenir des courbes de puissance instantanée

**La documentation complète du projet afin de :**

- Analyser l'entier des résultats obtenus
- Permettre à une autre personne de poursuivre le projet
- Préparer au mieux les réunions hebdomadaires et de la défense orale

## 1.2 Origine et motivations du projet

Ce travail de Bachelor est la suite d'un projet d'un semestre [1] et d'un travail de diplôme de M. Yohan Cordonier [2] ainsi que de divers travaux de recherche effectués au sein de la HES-SO. Un certain nombre d'éléments ont par conséquent déjà été mis en service : un générateur de fonctions, un logiciel de contrôle « LabView » sur PC pour la commande des paramètres fréquence et puissance transmise ainsi que différentes configurations de plasma.

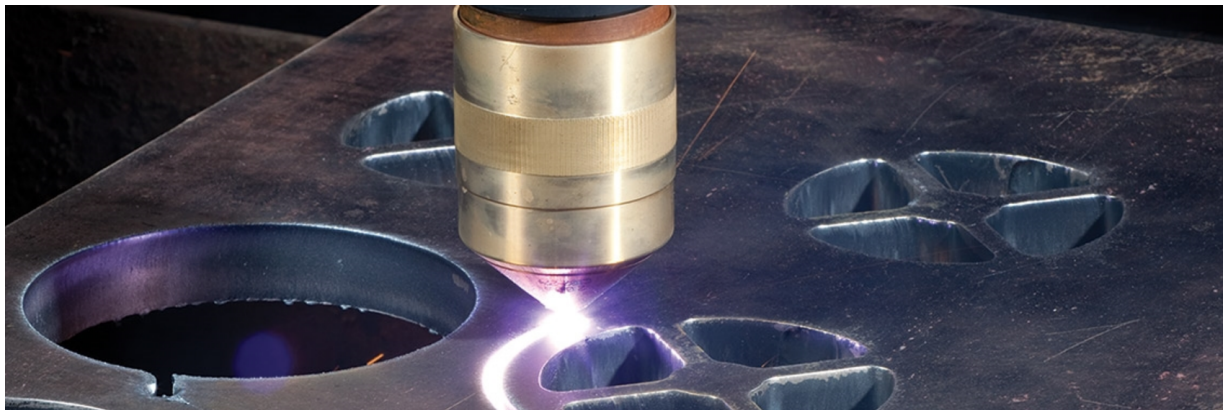
A la suite de ses travaux [1][2], M. Yohan Cordonier a conclu que :

- La source de tension kHz permet de générer un plasma dans un nombre élevé de supports avec une certaine liberté sur un grand nombre de facteurs.
- La source de tension DC et DC pulsé est facilement transportable et utilisable pour des laboratoires. Son coût est plus faible que les autres configurations. Il est cependant impossible de générer un plasma simultanément dans plus de 3 trous submillimétriques<sup>3</sup>.

Toutes les mesures ont été effectuées avec un flux de gaz inerte<sup>4</sup> (Hélium, Argon, ...) ou des mélanges de gaz. L'objectif de base du projet était d'obtenir un plasma atmosphérique stable à bas coût avec une faible puissance. Différentes études [3] [4] [5] ont démontré que la puissance nécessaire à la génération d'un plasma atmosphérique dans un trou submillimétrique est directement proportionnelle au diamètre du trou pour un optimal aux alentours de 0,2mm.

Le but ultime du projet de source ponctuelle de plasma est de créer « une torche de plasma » (Figure 1.2) pour de la découpe de matériaux ou autre traitement de surface.

*Attention : Le plasma doit être un arc voulu et contrôlé, ce qui n'est pas le cas de l'arc lorsque l'on débranche un appareil du réseau 230V*



Source : <https://www.hypertherm.com/en-US/customer-support/consumables-and-torches>

FIGURE 1.2 – Image de découpe par plasma

---

3. Inférieur à 1mm

4. Gaz inerte, noble ou rare

### 1.3 Plasma

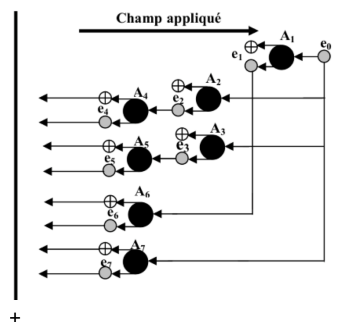
Le terme « Plasma » fut introduit en physique en 1928 par le chimiste et physicien américain Irving Langmuir. Il désignait un gaz ionisé électriquement neutre. Son obtention peut être réalisée en chauffant un gaz à des températures supérieures à 10'000°C ou en le soumettant à un champ électrique suffisamment puissant pour séparer le noyau de ses électrons.

Le plasma fait partie des états fondamentaux de la matière au même titre que liquide, solide et gazeux. Il est l'état le plus répandu dans l'univers (environ 99%). Il est possible d'en trouver dans les étoiles, les aurores boréales, la foudre ou même dans les téléviseurs et tubes fluorescents utilisés pour l'éclairage.

Le plasma est couramment considéré comme une révolution technologique pour l'industrie. En effet, une source de plasma peut être utilisée pour la découpe du verre ou pour la fabrication ou le nettoyage des semi-conducteurs sans risque d'endommagement des structures. Son utilisation pour les traitements de surface est une alternative intéressante aux méthodes actuelles qui reposent sur l'emploi de grandes quantités de solvants et autres produits chimiques. De plus les coûts de production sont nettement réduits et l'impact sur l'environnement quasiment nul. Un traitement de surface au plasma modifie les propriétés à la fois chimique et physique de cette surface<sup>5</sup>.

La génération d'un plasma dans la gamme des MHz permet pour une puissance identique que dans les kHz d'avoir un plasma plus intense. De plus, sa stabilité, sera bien plus élevée et le déclenchement plus aisé. En effet les électrons devront « passer d'un pôle à l'autre » plusieurs milliards de fois par seconde. Ceci favorisera l'effet d'avalanche [2], qui par ionisation du gaz, permettra l'obtention du fameux plasma après le claquage, l'instant où le courant électrique commence à circuler entre les deux électrode. La tension nécessaire à l'amorce du plasma est régie par la relation de Paschen<sup>6</sup> :  $V_{claquage} \propto \text{pression} \cdot \text{distance}$  entre les électrodes.

L'effet avalanche (Figure 1.3) est un phénomène possible dans les matériaux isolants et les semi-conducteurs. Il s'agit d'un effet de multiplication du courant électrique à l'intérieur du matériau qui était, avant le déclenchement, un isolant (l'air par exemple)<sup>7</sup>.



Source : [https://www.univ-sba.dz/fsi/downloads/ETL437-Chapitre\\_2.pdf](https://www.univ-sba.dz/fsi/downloads/ETL437-Chapitre_2.pdf)

FIGURE 1.3 – Principe de l'effet Avalanche pour l'amorce du plasma

L'électron primaire «  $e_0$  » accéléré par le champ appliqué entre en collision avec l'atome «  $A_1$  » qui libère un électron et devient lui-même un électron libre. Les électrons «  $e_0$  » et «  $e_1$  » ionisent par collision les atomes «  $A_2$  » et «  $A_3$  » et ainsi de suite jusqu'à ce que l'avalanche atteigne l'anode.

5. Source : <https://www.plasma.com/fr/plasmatechnik/introduction-aux-plasmas/>

6. Source : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Loi\\_de\\_Paschen](https://fr.wikipedia.org/wiki/Loi_de_Paschen)

7. Source : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Effet\\_d%27avalanche](https://fr.wikipedia.org/wiki/Effet_d%27avalanche)



## 2 Modèle d'un transformateur

Un transformateur avec deux enroulements est généralement modélisé par un schéma dit en T (Figure 2.1) de par ses équations de bases (Termes définis dans le glossaire) :

- $U_{Prim} = s \cdot L_{Prim} \cdot I_{Prim} + s \cdot M \cdot I_{Sec}$
- $U_{Sec} = s \cdot M \cdot I_{Prim} + s \cdot L_{Sec} \cdot I_{Sec}$
- $M = k \cdot \sqrt{L_{Sec} \cdot L_{Prim}}$

Avec les inductances  $L_{Prim}$  et  $L_{Sec}$  correspondant à l'inductance du primaire, respectivement du secondaire, et le facteur de couplage « k » qui permet le calcul de l'inductance mutuelle « M ».

Le modèle peut être représenté comme suit :

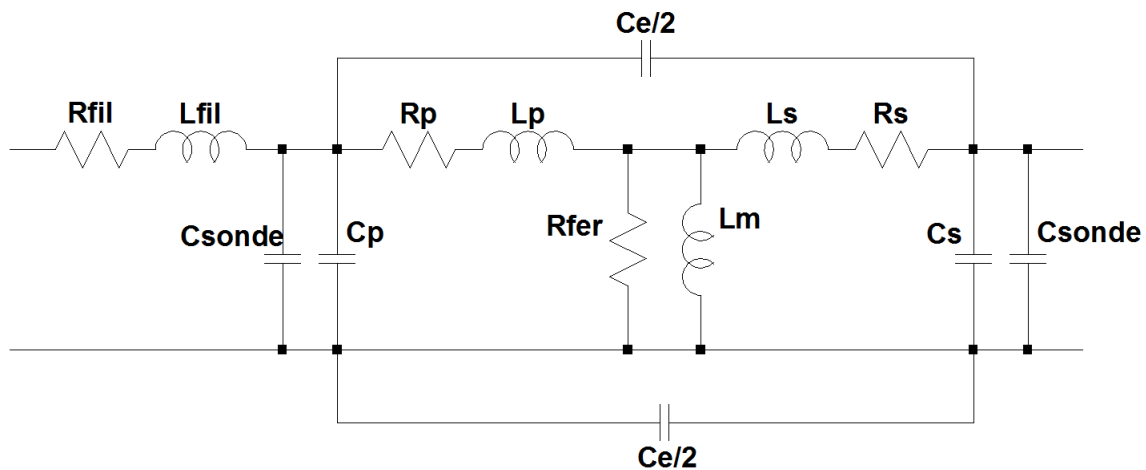


FIGURE 2.1 – Schéma complet d'un transformateur

Ce dernier comprend les résistances d'enroulement primaire « Rp » et secondaire « Rs », les inductances de fuite au primaire « Lp » et au secondaire « Ls » ainsi que l'inductance magnétisante « Lm » qui permet d'avoir un flux magnétique entre les deux enroulements, ce qui permet un transfert de puissance.

Des capacités parasites sont ajoutées au primaire « Cp » et au secondaire « Cs » ainsi qu'entre les deux enroulements « Ce ». Cette dernière est représentée en deux fois, une moitié sur la partie supérieure et l'autre sur la partie inférieure afin de mieux refléter la réalité. La ferrite qui sert de noyau, pour la conduction du flux, induit des pertes par la résistance « Rfer ». [6]<sup>8 9</sup>

De plus, des pertes sont ajoutées au primaire (*aussi possible de les représenter au secondaire*) de par la résistance « Rfil » et l'inductance « Lfil » engendré par les câbles d'alimentation. De même que les capacités internes des sondes de mesure « Csonde ».

8. Source : <https://www.electronics-tutorials.ws/transformer/transformer-basics.html>

9. Source : <http://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/transformer-measurements.html>

### 3 Configurations

#### 3.1 Matériel utilisé

<i>Date</i>	<i>Description</i>	<i>Marque</i>	<i>Appareil</i>	<i>Salle</i>
16.05.2018	Multimètre	Fluke	Fluke 187 True RMS	A204a
16.05.2018	Multimètre	Metrahit Tech	Metrahit Tech M243E	A210
18.05.2018	Sonde de tension	Pewatron	Pewatron SI-9001	A204a
18.05.2018	Sonde de courant	Fluke	Fluke i30s	A204b
18.05.2018	Oscilloscope	Tektronix	Tektronix TDS 2014B	A204b
18.05.2018	Générateur de fonctions	Agilent	Agilent 33220A	A204a
22.05.2018	Oscilloscope	Tektronix	Tektronix TDS 2014C	A204b
25.05.2018	Générateur HF	Barthel	Barthel HF-technik RFG 10/70-400	A210
25.05.2018	MatchBox	Barthel	Barthel HF-technik MatchingCube -i600	A210
25.05.2018	Sonde U/I HF	Solalyl	Vigilent Sensor RF Voltage-Current Probe - VI	A210
25.04.2018	RLCMeter	Philips	Philips RLCmeter PM6303	AE02
29.05.2018	Sonde de courant	Pearson	Pearson 4100	A210
04.06.2018	RLCMeter	Keysight	Keysight RLCMeter U1731C	AE04
05.06.2018	Sonde de tension	Pewatron	Pewatron SI-9101	AE02
06.06.2018	Sonde de tension	LeCroy	LeCroy PP006 (Passive)	AE02
06.06.2018	Sonde de tension	LeCroy	LeCroy DA1855 Differential Amplifier	AE02
07.06.2018	Sonde de tension	LeCroy	LeCroy PP002 (Passive)	AE02
02.07.2018	Analyseur de spectre BF	Stanford Research Systems	SR1 Audio Analyzer	AE02
02.07.2018	Analyseur de spectre HF	Keysight ENA	Agilent Technologies E5071 ENA Series	A203
06.07.2018	Générateur de fonctions	Helwett Packard	HP 8116A Pulse/Function Generator	A304
20.07.2018	Sonde tension passive	Siemens	Siemens Tastteiller 7 KD 9100 - 8CC - 1:100	AE02
30.07.2018	Sonde tension active	Sapphire Instruments	SI 9110 Differential Probe High Voltgae APW6 7kV	AE02
06.08.2018	Sonde tension active	Sapphire Instruments	SI 9110 Differential Probe High Voltgae 1.4kV	AE02

Tableau 3.1 – Matériel utilisé avec modèles, fabricants et lieu d'emprunt

La liste ci-dessus (Tableau 3.1) répertorie le matériel dit « hardware ». Au niveau « software », les logiciels suivants ont été nécessaires :

- Suite Microsoft 2016 & 2018 (Word, Excel, PowerPoint, Publisher)
- Logiciel de simulation (MatLab r2016b, LTspice IV)
- Logiciel d'édition LaTeX
- Logiciel de retouche : Adobe Photoshop Elements 7.0

### 3.2 Setup de mesure à basse puissance

Lors des mesures effectuées à faible tension, le générateur de fonction Agilent 33220A avec fréquence maximale à 50MHz et tension de sortie maximale à 10V crête-crête a été nécessaire. De même que l'oscilloscope Tektronix TDS 2014B dont la bande passante est de 100MHz pour un échantillonnage de 2Gsamp/s<sup>10</sup>.

Les mesures ont également nécessité l'utilisation de sondes de courant « Fluke i30s ». Leur bande passante maximale de 100kHz ayant été négligée dans un premier temps, toutes les mesures ont dû être refaites avec des sondes Pearson 4100 dont la bande passante est à 35MHz (Figure 3.2).

Les sondes de tension Pewatron et les sondes de tension passives LeCroy PP002 mises en parallèle à la sortie du transformateur ont eu un effet non désiré sur les mesures en raison de leur capacité interne. Dès la découverte de leur influence sur les mesures, ces sondes ont été remplacées par des sondes de tension actives SI -9110 (Figure 3.2).

Il est aussi possible d'utiliser la sonde « Solalyl Vigilant » lors des mesures à faible puissance. L'inconvénient principal de cette sonde est le fait qu'elle possède un gain variable pour la tension et le courant mesuré, en fonction de la fréquence (Figure 3.3).

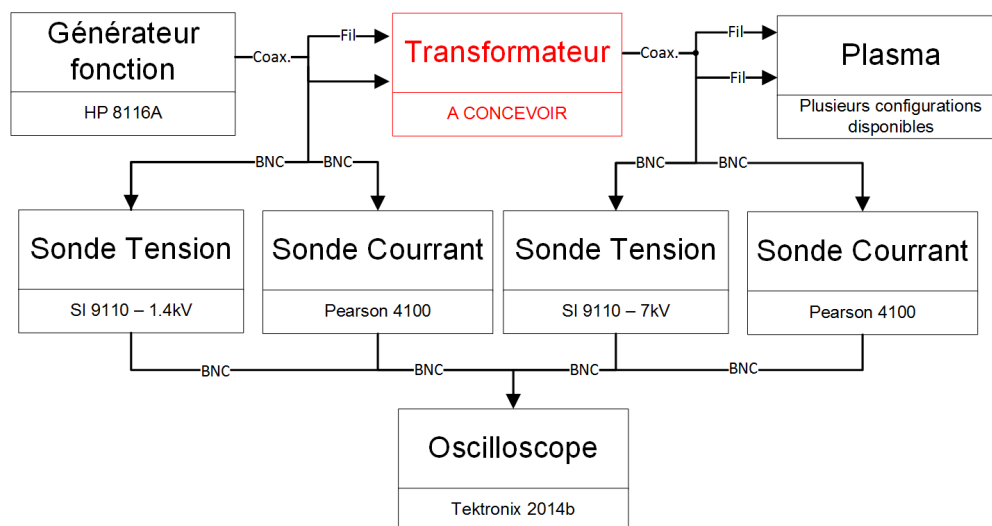


Figure 3.2 – Schéma de principe basse puissance 1

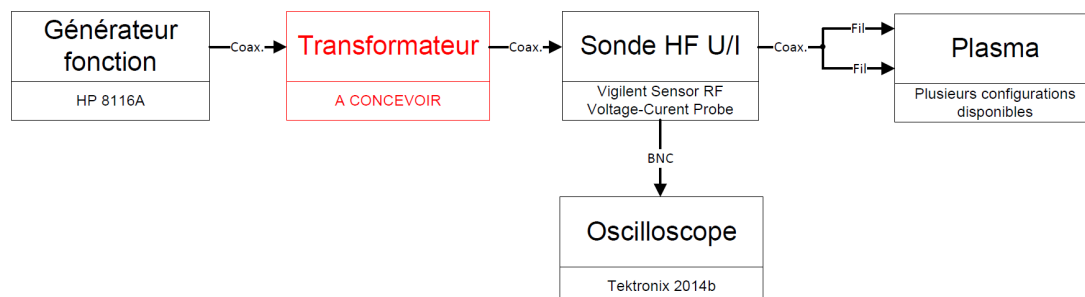


Figure 3.3 – Schéma de principe basse puissance 2

10. 2Gs/s : 2 milliards d'échantillons par seconde

Pour les mesures à basse puissance, le générateur de fonctions fournit un signal sinusoïdal 10V crête-crête. Un balayage des fréquences est effectué entre 1 et 50MHz dans le but de réaliser un diagramme de Bode. Un exemple de raccordement est présenté à la figure 3.4 avec : une mesure de tension au primaire et au secondaire ainsi qu'une mesure du courant au secondaire.

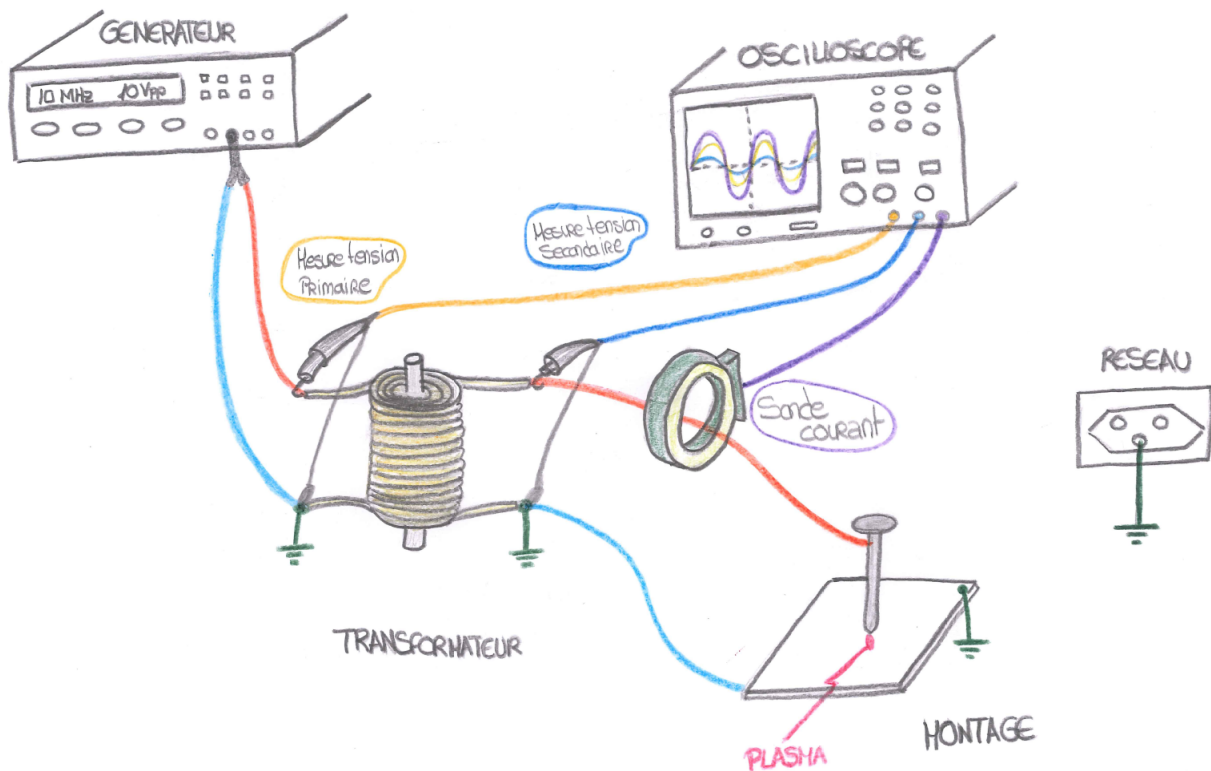


Figure 3.4 – Exemple de raccordement basse puissance

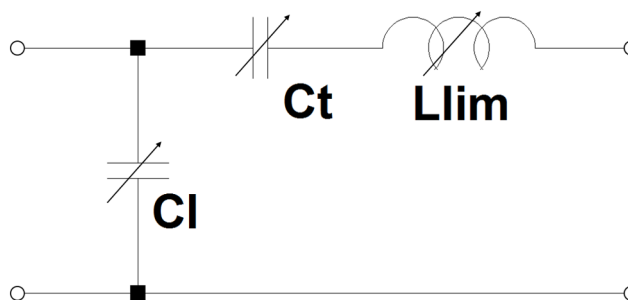
Dans le cas d'un transformateur avec un point milieu, seuls la masse du primaire et le point milieu du secondaire sont reliés à la terre.

*P.S. Le plasma est uniquement dessiné à titre indicatif, il est impossible d'en générer avec le setup de basse puissance.*

### 3.3 Setup de mesure à haute puissance

Les mesures à haute puissance nécessitent l'utilisation du générateur de fonction Barthel HF-Technik RFG 10/70-400 ainsi que de sa MatchBox Barthel HF-Technik MC i600. Ces deux éléments réunis fournissent une tension sinusoïdale de 350V crête-crête à une fréquence comprise en 10 et 70MHz. La puissance maximale transmissible est fixée par le générateur à 400W.

La MatchBox permet de fixer l'impédance du plasma à  $50\Omega$  par le biais des composants «Ctune» et «Cload» de son circuit interne (Figure 3.5). Le courant est lui amorti et limité par «Llim» qui est modifiable manuellement en ajoutant ou retirant des bobines directement dans la box.



Source : Manuel opérateur de la MatchingCube i600

Figure 3.5 – Circuit interne de la MatchBox

Un bus sériel RS-232 collecte les informations du générateur et de la MatchBox et les transmet à un ordinateur sur lequel se trouve une page LabView (Figure 3.6). Cette dernière, réalisée au sein même de la HES-SO, permet le pilotage du générateur et de la MatchBox. Lorsque l'automatching est actif, les paramètres des capacités de la MatchBox sont réglés afin d'obtenir la fameuse impédance de  $50\Omega$ .

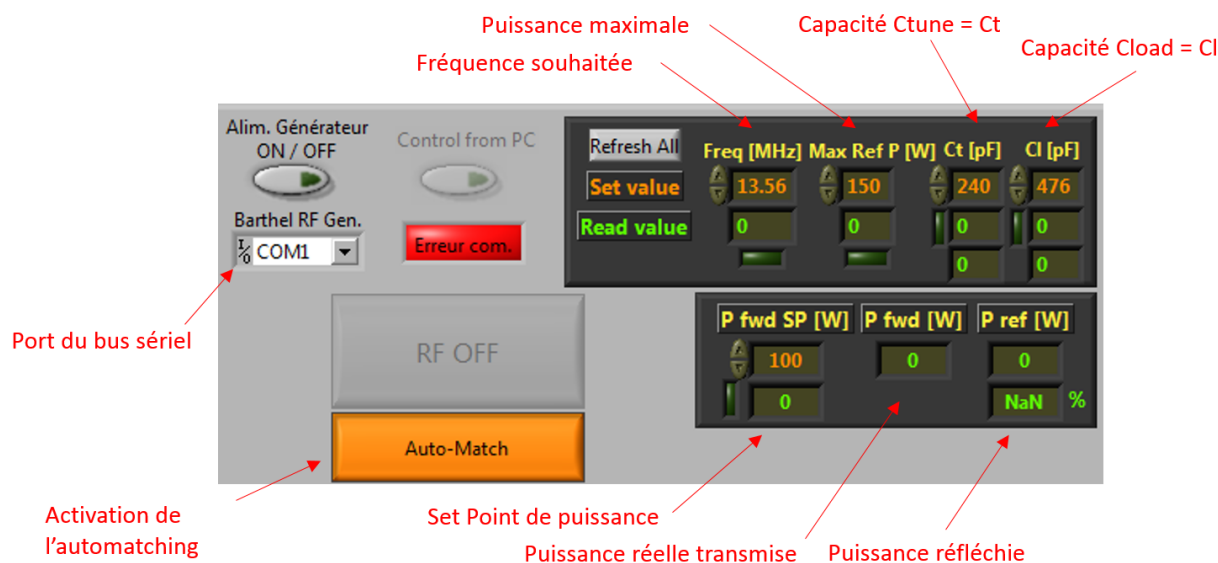


Figure 3.6 – Page LabView pour le contrôle de l'alimentation MHz



Les mesures peuvent être réalisées avec la sonde de mesure « Solalyl Vigilent » ou les sondes de tension «SI 9110» et de courant «Pearson» comme lors des mesures à basse puissance. Les résultats sont affichés sur l'oscilloscope Tektronix TDS 2014b.

Les schémas de principe du setup haute puissance avec la sonde « Solalyl Vigilent » (Figure 3.7) et celui avec les sondes de tension « SI 9110 » et de courant « Pearson » (Figure 3.8) peuvent être représentés ainsi :

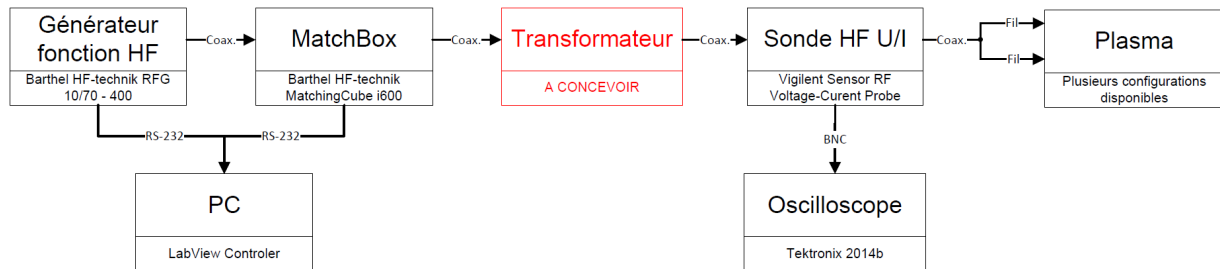


Figure 3.7 – Schéma de principe haute puissance 1

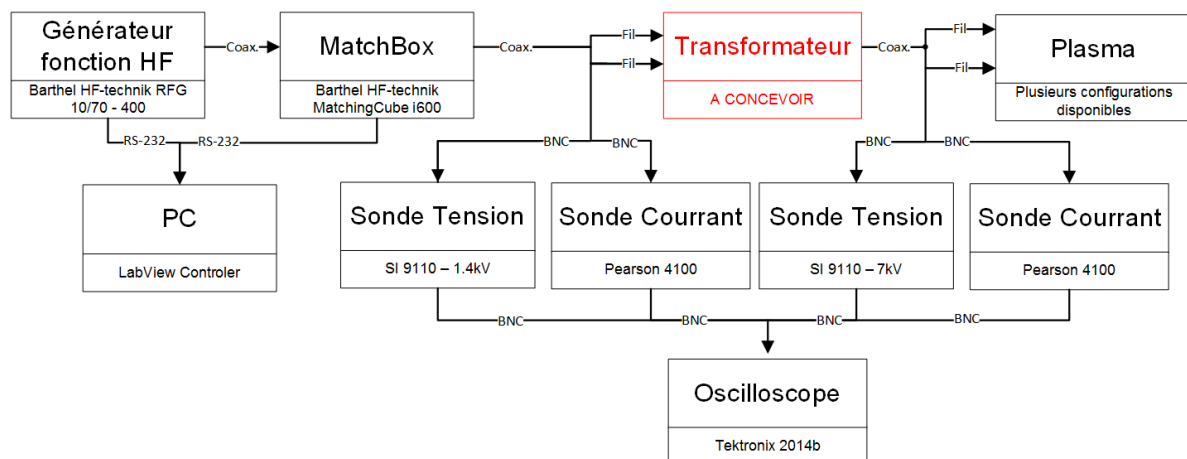


Figure 3.8 – Schéma de principe haute puissance 2

Exemple de raccordement avec le montage du clou en sortie du transformateur et la sonde de mesure « Solalyl Vigilant » au secondaire (Figure 3.9).

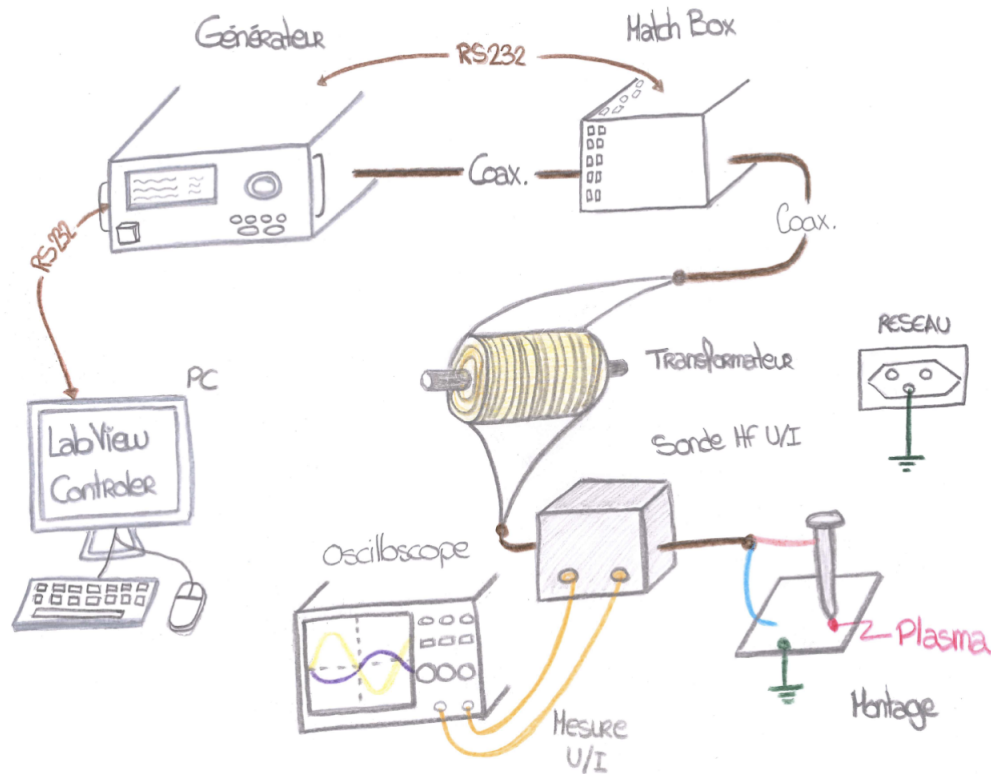


Figure 3.9 – Exemple de raccordement haute puissance

Dans le cas d'un transformateur avec un point milieu, seuls la masse du primaire et le point milieu du secondaire sont reliés à la terre.

### 3.4 Setups de caractérisation

Les setups de caractérisations décrits ci-après seront utilisés lors de la deuxième partie de ce travail de diplôme. Ils permettront de définir tous les paramètres du modèle complet du transformateur définis au chapitre « Modèle d'un transformateur » (Figure 2.1).

#### 3.4.1 Mesure des résistances

Les résistances primaire «  $R_P$  » et secondaire «  $R_S$  » du transformateur ainsi que la résistance des fils «  $R_{Fil}$  » peuvent être mesurées à l'aide d'un multimètre.

La résistance fer «  $R_{Fer}$  » doit quant à elle être définie par calcul. En considérant que les éléments encadrés consomment la puissance active et les entourés, la puissance réactive, la consommation peut être représentés ainsi (Figure 3.10) :

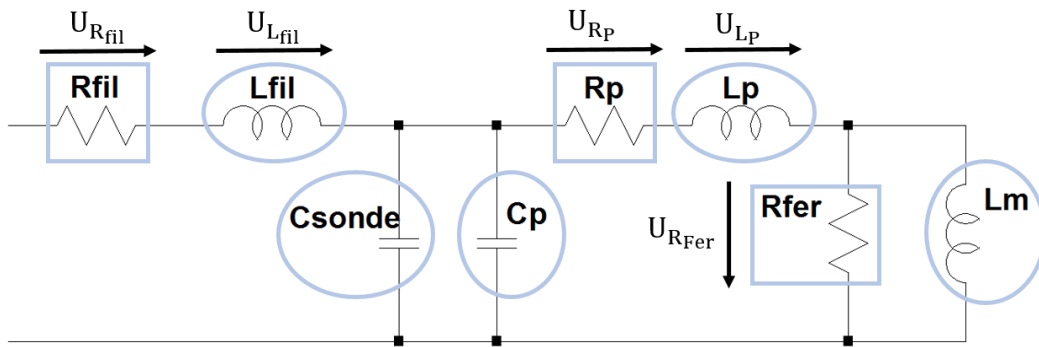


Figure 3.10 – Consommation de puissance en circuit ouvert

La procédure de calcul est la suivante :

1. Alimenter le primaire du transformateur avec une tension alternative avec le secondaire ouvert en ayant au préalable mesuré les résistances primaire, secondaire et des fils.
2. Relever la tension crête «  $\hat{U}$  » et le courant crête «  $\hat{I}$  » en entrée du transformateur ainsi que le déphasage «  $\varphi$  » entre les deux.
3. Calculer la résistance fer (Eq. 3.2) :

$$P = \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \cos(\varphi) [W] \quad (3.1)$$

$$U_{LP} = U_{L_{Fil}} = 0 [V]$$

$$U_{R_{Fil}} = R_{Fil} \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} [V] \quad U_{R_P} = R_P \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} [V]$$

$$U_{R_{Fer}} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} - U_{R_P} - U_{R_{Fil}} [V]$$

$$P_{R_{Fer}} = P - U_{R_{Fer}} \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}} [W]$$

$$R_{Fer} = \frac{U_{R_{Fer}}^2}{U_{R_{Fer}}} [\Omega] \quad (3.2)$$

### 3.4.2 Mesure des capacités

Les mesures de capacités sont réalisées sur le principe d'un circuit RC<sup>11</sup> série sur lequel un saut indicial est appliqué. La réponse en tension à ce saut aura une forme exponentielle de par la charge du condensateur (Figure 3.11).

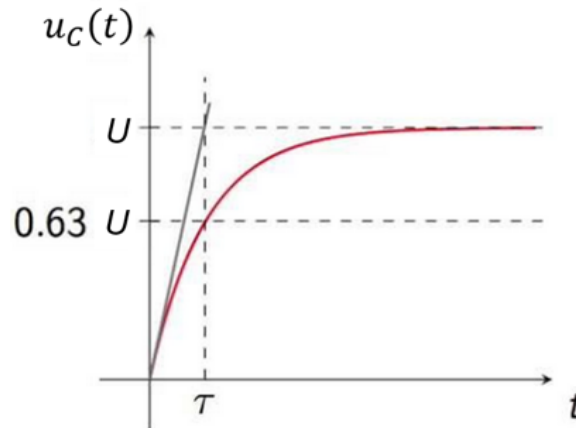


Figure 3.11 – Courbe de charge d'un condensateur au travers d'une résistance

La courbe de charge du condensateur peut être exprimée sous forme d'équation comme suit :

$$U_c(t) = U \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) [V]$$

La constante de temps  $\tau$ , « tau », correspond à une caractéristique du système. Théoriquement, après  $5\tau$ , le condensateur atteint un régime permanent et peut être considéré comme entièrement chargé<sup>12</sup>. Pour un circuit RC série, cette constante de temps vaut<sup>13</sup> :

$$\tau = R \cdot C [s] \quad (3.3)$$

Au temps  $t = 0$ , la tension du condensateur «  $U_c$  » vaut 0V.

Au temps  $t = \tau$ , la tension du condensateur «  $U_c$  » vaut :

$$U_c(t) = U \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = U \cdot (1 - e^{-1}) = 0.632 \cdot U \rightarrow 63.2\% de U \quad (3.4)$$

A l'aide des équations 3.4 & 3.3, en appliquant un saut de tension sur un montage RC, il est possible de calculer n'importe quelle capacité.

11. RC : Résistance et Condensateur

12. Source : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Constante\\_de\\_temps](https://fr.wikipedia.org/wiki/Constante_de_temps)

13. Source : [https://fr.wikiversity.org/wiki/%C3%89tude\\_des\\_syst%C3%A8mes\\_%C3%A9lectriques/Condensateur\\_et\\_circuit\\_RC](https://fr.wikiversity.org/wiki/%C3%89tude_des_syst%C3%A8mes_%C3%A9lectriques/Condensateur_et_circuit_RC)

### Mesure de la capacité de la sonde

Selon les données du constructeur<sup>14</sup>, la sonde comprend en entrée une résistance de  $10M\Omega$  et une capacité de  $14pF$ .

Pour la mesure de la capacité parasite constituant la sonde de tension LeCroy PP002, une résistance additionnelle de  $10k\Omega$  est mise en série avec la sonde. Le montage réalisé (Figure 3.12) comprend également un switch sans rebond afin de générer le saut indiciel. La fermeture de l'interrupteur, engendre la charge, de manière exponentielle (Figure 3.11), de la capacité au travers de la résistance additionnelle.

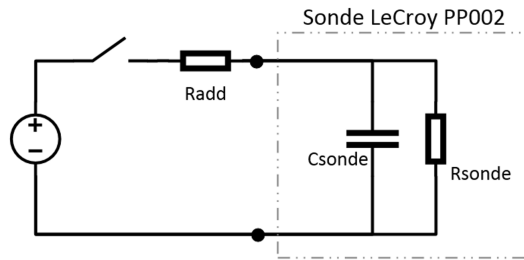


Figure 3.12 – Schéma de mesure de la capacité de la sonde

Mesure de la capacité de la sonde (Figure 3.13) :

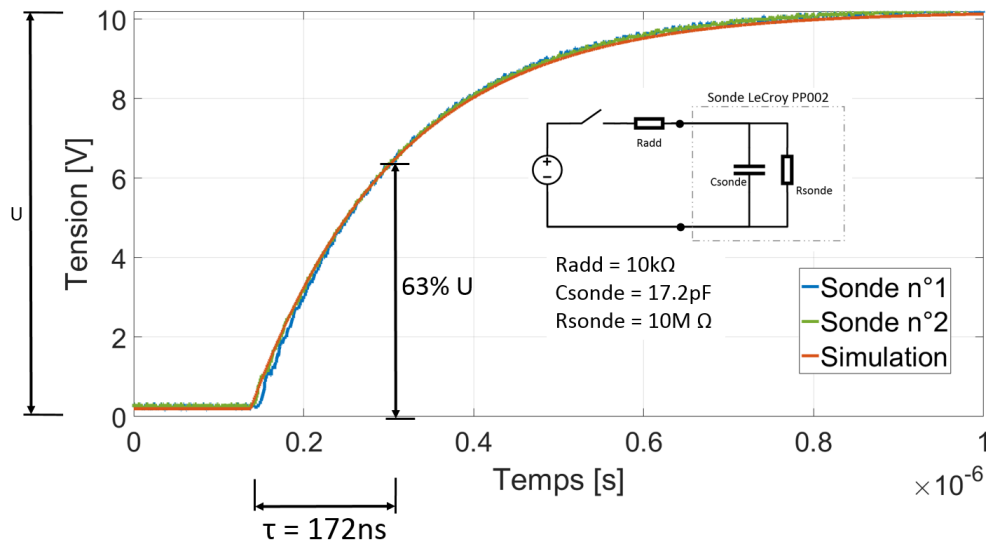


Figure 3.13 – Mesure et simulation de la capacité des sondes de tension passives

$$\tau = R_{add} \cdot C_{sonde} \rightarrow C_{sonde} = \frac{\tau}{R_{add}} = \frac{172 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^3} = 17.2 [pF]$$

La simulation et les mesures des capacités internes des deux sondes donnent des résultats identiques. De plus, la valeur mesurée est quasiment égale à la valeur donnée par le constructeur. La différence est principalement due aux capacités des fils de mesure.

Les deux sondes utilisées ont la même capacité parasite en entrée.

14. Source : <http://teledynelecroy.com/probes/passive-probes/pp005a>



### Mesure de la capacité entre enroulement

La mesure de la capacité parasite «  $C_e$  » entre les enroulements primaire et secondaire du transformateur sont réalisées par le biais d'un circuit RC série (Figure 3.14).

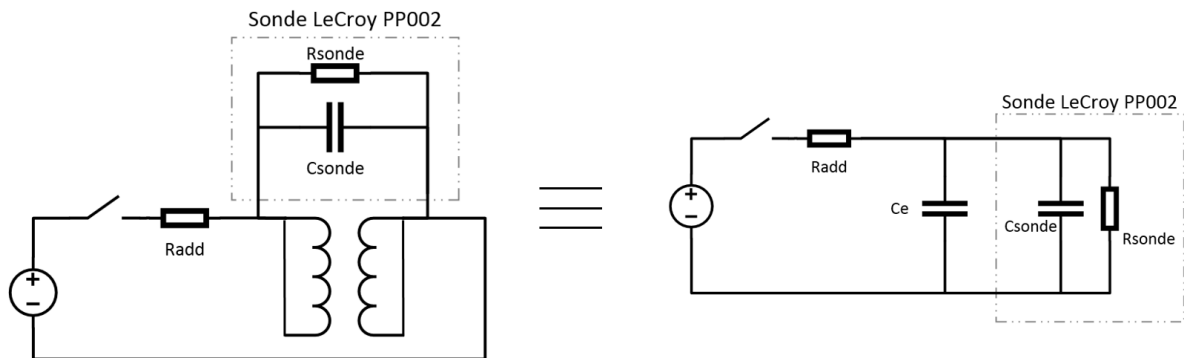


Figure 3.14 – Schéma de mesure de la capacité entre enroulement

Lors de la fermeture de l'interrupteur, la capacité entre enroulements «  $C_e$  » ainsi que la capacité de la sonde «  $C_{sonde}$  » se chargent au travers de «  $R_{add}$  ». A l'aide de «  $\tau$  », la constante de temps, il est possible de définir une capacité équivalente à laquelle «  $C_{sonde}$  » doit être soustraite vu que les deux capacités sont montées en parallèle :

$$C_e = \frac{\tau}{R_{add}} - C_{sonde} = \frac{\tau}{R_{add}} - 17.2 \cdot 10^{-12} [F]$$

Simulation du comportement sur LT-spice (Figure 3.15) :

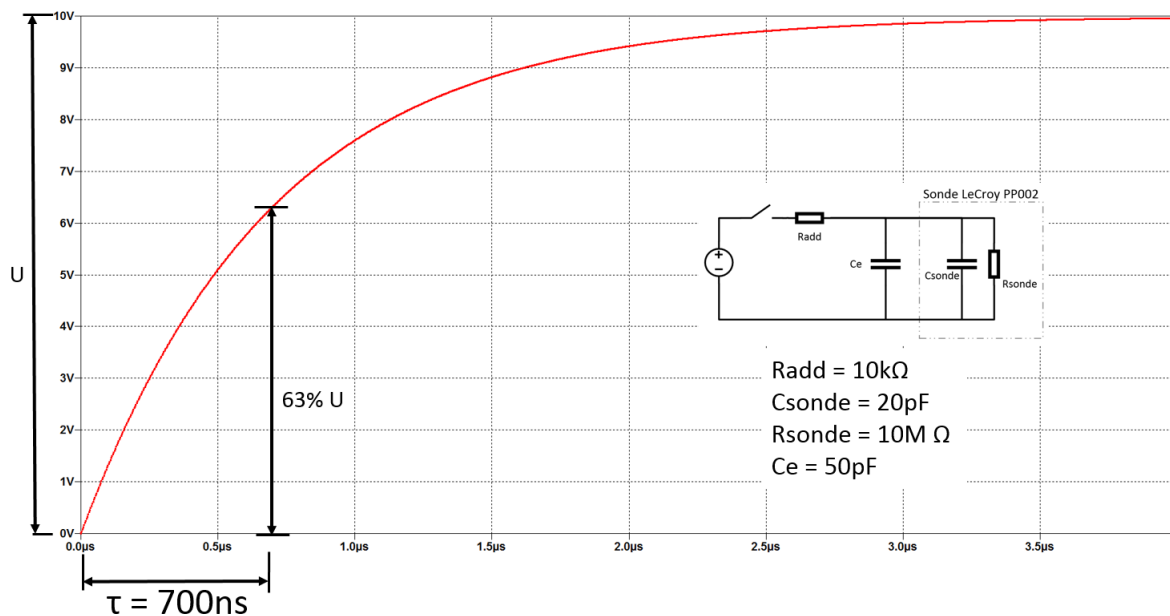


Figure 3.15 – Simulation de la mesure de la capacité entre enroulement

Vérification :

$$C_{eq} = \frac{\tau}{R_{add}} - C_{sonde} = \frac{700 \cdot 10^{-9}}{10 \cdot 10^3} - 20 \cdot 10^{-12} = 70pF - 20pF = 50 [pF]$$

### Mesure des capacités primaire et secondaire

La mesure de la capacité parasite du primaire «  $C_p$  » et du secondaire «  $C_s$  » du transformateur est à nouveau réalisée sur la base d'un montage RC série (Figure 3.16) avec le secondaire, respectivement le primaire, ouvert :

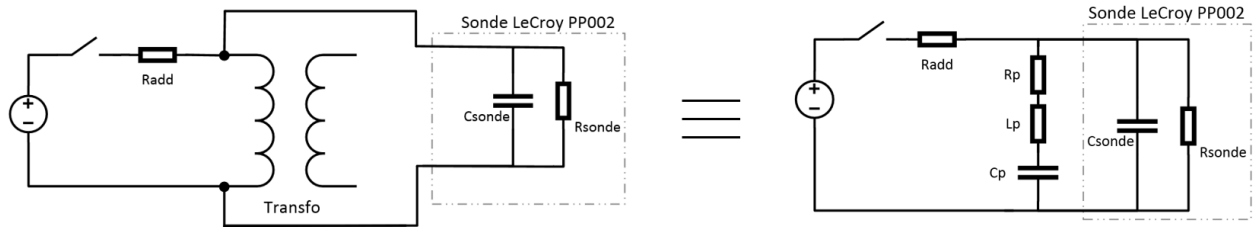


Figure 3.16 – Schéma de mesure de la capacité primaire et secondaire

Lors de la fermeture de l'interrupteur, la capacité du primaire du transformateur «  $C_p$  » (ou du secondaire) ainsi que la capacité de la sonde «  $C_{sonde}$  » se chargent au travers de  $R_{add}$ . La résistance primaire «  $R_p$  » peut être négligée vis-à-vis de «  $R_{add}$  » (rapport  $>10'000$ ).

La simulation de la mesure de la capacité primaire est la même que celle du sous-chapitre précédent (Figure 3.15). L'équation est par conséquent identique aussi :

$$C_p \text{ ou } C_s = \frac{\tau}{R_{add}} - C_{sonde} = \frac{\tau}{R_{add}} - 17.2 \cdot 10^{-12} [F]$$

→ La méthode de mesure des capacités peut être dès à présent appliquée à n'importe quel transformateur.

*P.S. Lors des mesures, des tests ont été effectués en remplaçant les capacités mesurées par des capacités de valeurs équivalentes prises en laboratoire d'électronique. Les résultats obtenus sont identiques en considérant l'erreur relative du composant donnée par le fabricant.*

### 3.4.3 Mesure des inductances

#### Calcul théorique

L'inductance magnétisante peut être calculée en fonction de certaines caractéristiques mécaniques telles que le nombre de spires au primaire «  $N_{primaire}$  », la section de la bobine du primaire «  $A_{primaire}$  » en  $[m^2]$ , la longueur de la bobine primaire «  $l_{bobine}$  » en  $[m]$  ainsi que le coefficient de perméabilité du noyau «  $\mu_R$  » :

$$L_m = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N_{primaire}^2 \cdot A_{primaire}}{l_{bobine}} \quad [H]^{15} \quad (3.5)$$

#### Méthode avec le déphasage

Une inductance peut aussi être définie par une mesure à faible puissance (1kHz), en contrôlant que le déphasage soit bien de  $90^\circ$  (L pur). En relevant la tension «  $\hat{U}$  », le courant «  $\hat{I}$  » et la fréquence «  $f$  », il est possible de calculer l'inductance (Eq. 3.6) à appliquer dans l'équation 3.12.

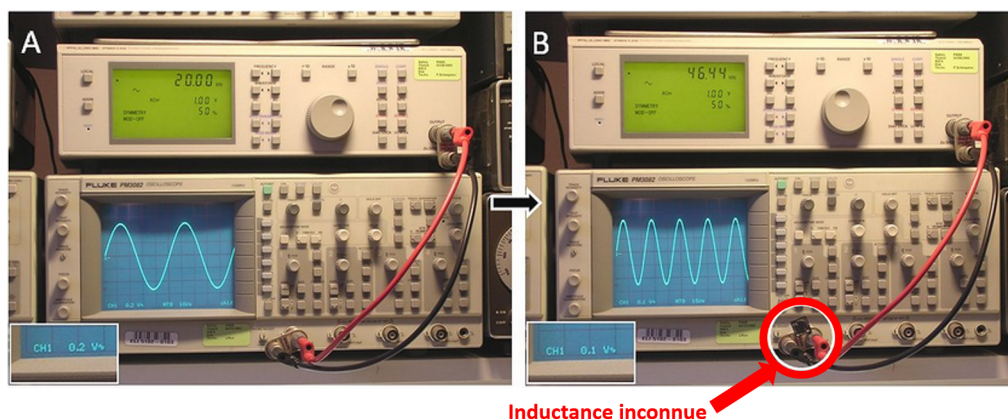
$$X_L = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} \rightarrow L = \frac{\hat{U}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \hat{I}} \quad (3.6)$$

#### Méthode à l'oscilloscope

##### Explications

La mesure des inductances est réalisée par une méthode visuelle à l'oscilloscope. Cette méthode permet la caractérisation de n'importe quelle inductance. Elle nécessite l'utilisation d'un générateur de fonction ainsi que d'un oscilloscope. La marche à suivre est la suivante :

1. Paramétrer le générateur de fonction pour obtenir un signal sinusoïdal à **20kHz** d'amplitude **2V crête à crête** avec la sortie à **50Ω**.
2. Relier le générateur à l'oscilloscope par câble coaxial et vérifier le signal (Figure 3.17.A).
3. Connecter l'inductance inconnue en parallèle de l'oscilloscope (Figure 3.17.B). Le signal affiché diminue d'amplitude.
4. Augmenter UNIQUEMENT la **fréquence** jusqu'à obtenir un signal dont l'**amplitude** est exactement la moitié de l'amplitude de base, soit **1V crête à crête**.
5. Relever la fréquence «  $F$  » obtenue et calculer l'inductance :  $L = 4.5944/F$



Source : <http://www.dos4ever.com/inductor/inductor.html>

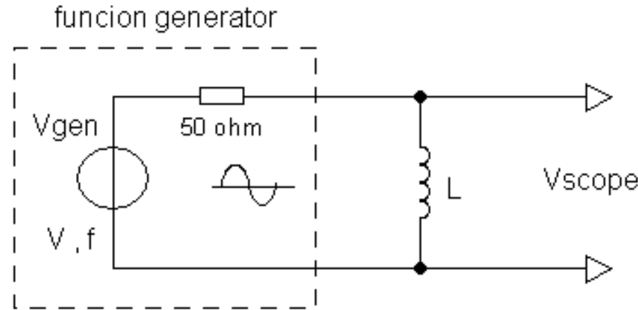
Figure 3.17 – Illustration du raccordement des appareils pour la mesure d'une inductance

15. Source : [http://www.gerald-huguenin.ch/Cours/Intro/bobine\\_tore\\_formul.htm](http://www.gerald-huguenin.ch/Cours/Intro/bobine_tore_formul.htm)

### Démonstration mathématique

L'équation permettant le calcul de l'inductance est le résultat mathématique (Eq. 3.8) résultant de la fonction de transfert du montage (Figure 3.18).

Schéma de raccordement :



Source : <http://www.dos4ever.com/inductor/inductor.html>

Figure 3.18 – Schéma de raccordement des appareils pour la mesure d'une inductance

Fonction de transfert :

$$\begin{aligned}
 \left| \frac{V_{scope}}{V_{gen}} \right| &= \left| \frac{j\omega L}{R + j\omega L} \right| = \left| \frac{j\omega L}{R + j\omega L} \cdot \frac{R - j\omega L}{R - j\omega L} \right| = \left| \frac{Rj\omega L - j^2\omega^2 L^2}{R^2 - j^2\omega^2 L^2} \right| = \left| \frac{Rj\omega L + \omega^2 L^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \right| = \\
 &= \left| \frac{\omega^2 L^2}{R^2 + \omega^2 L^2} + j \frac{\omega R L}{R^2 + \omega^2 L^2} \right| = \sqrt{\frac{\omega^4 L^4}{(R^2 + \omega^2 L^2)^2} + \frac{\omega^2 R^2 L^2}{(R^2 + \omega^2 L^2)^2}} = \sqrt{\frac{\omega^4 L^4 + \omega^2 L^2 R^2}{(R^2 + \omega^2 L^2)^2}} = \\
 &= \frac{\sqrt{\omega^4 L^4 + \omega^2 L^2 R^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} = \frac{\sqrt{\omega^2 L^2 (\omega^2 L^2 + R^2)}}{R^2 + \omega^2 L^2} = \omega L \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 L^2 + R^2}}{R^2 + \omega^2 L^2} = \omega L \cdot \sqrt{\frac{\omega^2 L^2 + R^2}{(R^2 + \omega^2 L^2)^2}} = \\
 &\rightarrow \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

Nous voulons que la tension scope soit la moitié de la tension source :

$$\begin{aligned}
 \left| \frac{V_{source}}{V_{gen}} \right| &= \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{1}{2} = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \Rightarrow 2\omega L = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \Rightarrow \\
 4\omega^2 L^2 &= R^2 + \omega^2 L^2 \Rightarrow R^2 = 3\omega^2 L^2 \Rightarrow L^2 = \frac{R^2}{3\omega^2} \Rightarrow L = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \frac{R}{\omega} \Rightarrow \\
 L &= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \frac{R}{2\pi F} \Rightarrow L = \frac{4.5944}{F} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

### Validation de la méthode

Afin d'assurer la validité de la méthode, des essais ont été réalisés sur des inductances :

1. Essai n°1 : Inductance fixe de 1mH (donnée par le constructeur)
2. Essai n°2 : Inductance fixe de 100μH (donnée par le constructeur)
3. Essai n°3 : Inductance d'un câble de 25cm
4. Essai n°4 : Inductance d'un câble de 150cm

	Essai n°1	Essai n°2	Essai n°3	Essai n°4
Tension à 20kHz	1.98[V]	1.98[V]	1.98[V]	1.98[V]
Fréquence à 0,5 U	4,43[kHz]	44,95[kHz]	15.1[MHz]	2.25[MHz]
Inductance mesurée	1.037[mH]	102.2[μH]	0.28[μH]	2.04[μH]
Valeur théorique	1[mH]	100[μH]	0.304[μH]	2.21[μH]
Erreur relative	3.7[%]	2.2[%]	7.9[%]	8.33[%]

Tableau 3.19 – Tableau de validation de la méthode pour mesure d'inductance

Pour les essais n°3 et n°4, la valeur théorique a été définie par l'équation d'inductance linéique avec la longueur « l » et le rayon « r » du fil en [cm]<sup>16</sup> :

$$L = 0.002 \cdot l \cdot \ln \left( \frac{2l}{r} - 0.75 \right) [\mu H] \quad (3.9)$$

→ Toutes les erreurs étant plus faibles que 10%, la méthode est applicable sur les transformateurs. De plus, l'atelier d'électronique (AE02) utilise couramment une valeur de  $\sim 1\mu H$  par mètre de câble, ce qui correspond aux valeurs obtenues.

### Application de la méthode sur un transformateur

Sur un transformateur, quatre mesures d'inductance équivalentes sont possibles (Figure 3.20) :

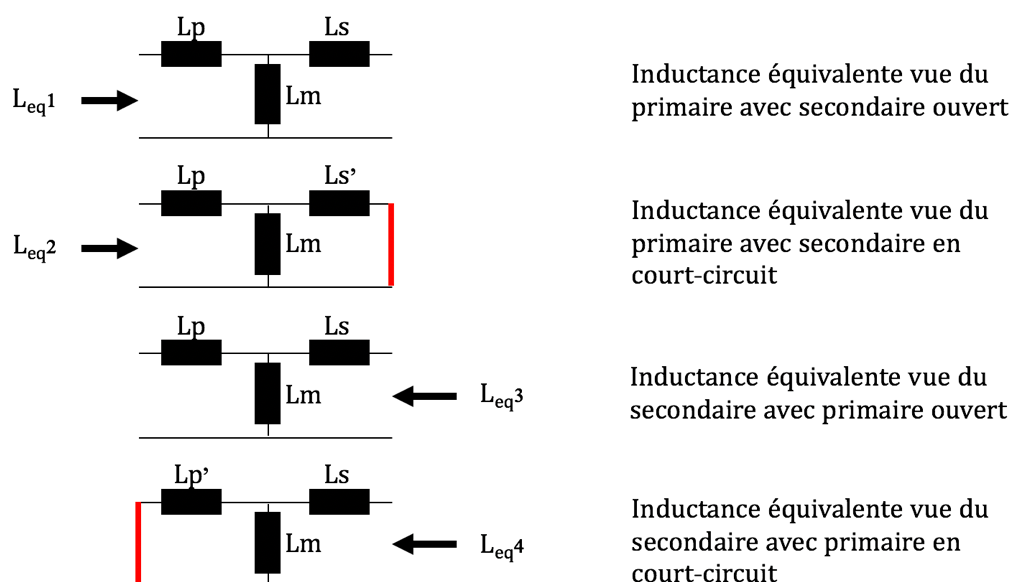


Figure 3.20 – Représentation de la mesure d'inductance sur un transformateur

16. Source : [http://users.cecs.anu.edu.au/~Gerard.Borg/engn4545\\_borg/impedance/wires.html](http://users.cecs.anu.edu.au/~Gerard.Borg/engn4545_borg/impedance/wires.html)

Les inductances marquées d'une apostrophe sont des inductances apportées au primaire ou secondaire par le biais du rapport de transformation  $\ddot{u}$  :

$$\ddot{u} = \frac{N_{spires_{prim}}}{N_{spires_{sec}}} = \frac{U_{prim}}{U_{sec}} \rightarrow L'_s = \ddot{u}^2 \cdot L_s \quad L'_p = \frac{1}{\ddot{u}^2} \cdot L_p \quad (3.10)$$

Les inductances équivalentes mesurées permettent le calcul des 3 inductances formant le transformateur :

$$\begin{cases} L_{eq1} = L_P + L_M \\ L_{eq2} = L_P + \frac{L_M \cdot L'_S}{L_M + L'_S} \\ L_{eq3} = L_S + L_M \end{cases} \quad (3.11)$$

$$L_{eq2} = L_{eq1} - L_M + \frac{L_M \cdot L_{eq3} \cdot (\ddot{u}^2 - L_M)}{L_M + L_{eq3} \cdot \ddot{u}^2 - L_M}$$

Après développement...

$$L_M = \sqrt{(L_{eq1} - L_{eq2}) \cdot \ddot{u}^2 \cdot L_{eq3}} \quad , \quad L_P = L_{eq1} - L_M \quad , \quad L_S = L_{eq3} - L_M \quad (3.12)$$

### Méthode du facteur k

Selon l'article de M. Christophe Basso [7], les différentes inductances d'un transformateur à 2 enroulements peuvent être définies grâce aux étapes ci-dessous. Cette méthode, surtout valable pour une fréquence de 50Hz, est utilisée pour avoir un ordre de grandeur. Elle nécessite l'utilisation d'un générateur de fonction, d'un oscilloscope et d'un inductance-mètre.

Marche à suivre :

1. Injecter une tension sinusoïdale au primaire du transformateur et mesurer la tension résultante au secondaire en circuit ouvert. Calculer ensuite le rapport de transformation :

$$\ddot{u} = \frac{N_{spires_{prim}}}{N_{spires_{sec}}} = \frac{U_{primaire}}{U_{secondaire}}$$

2. Mesurer l'inductance primaire du transformateur avec le secondaire ouvert.  
→ Cette mesure donne  $L_{prim_{open}}$
3. Mesurer l'inductance primaire du transformateur avec le secondaire en court-circuit.  
→ Cette mesure donne  $L_{prim_{short}}$

4. Calculer le facteur de couplage k :  $k = \sqrt{1 - \frac{L_{prim_{short}}}{L_{prim_{open}}}}$

5. Calculer l'inductance de fuite du primaire :  $L_{fuite_{prim}} = L_p = (1 - k) \cdot L_{prim_{open}}$

6. Calculer l'inductance de fuite du secondaire :  $L_{fuite_{sec}} = L_s = (1 - k) \cdot L_{prim_{open}} \cdot \frac{1}{\ddot{u}^2}$

7. Calculer l'inductance magnétisante :  $L_M = k \cdot L_{prim_{open}}$

### 3.5 Configuration de plasma

Les configurations de plasma sont les dispositifs dans ou par lesquels le plasma est enclenché et maintenu. Différentes configurations avaient été conçues et testées au fil des travaux [1] [2].

Par manque de temps, durant ce projet, seule la configuration du « Clou » a été traitée.

#### 3.5.1 Montage du clou

Le clou est le dispositif le plus basique. Il nécessite l'utilisation d'une tige d'acier, le clou, ainsi que d'une plaque conductrice (Figure 3.21).

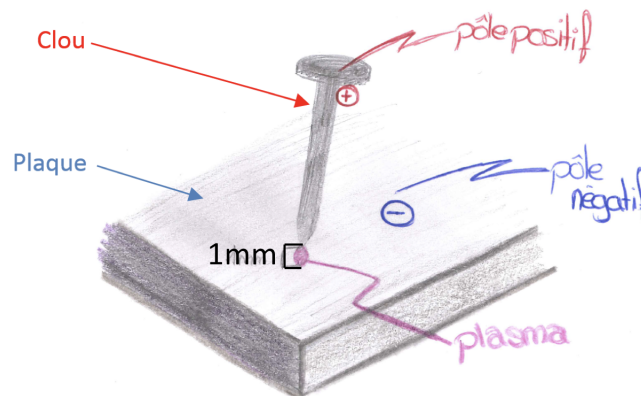


Figure 3.21 – Représentation du montage du clou

La tension est appliquée sur la tête de la tige qui peut être perçue comme l'anode. Tandis que l'autre « pôle » vient sur la plaque qui fait office de cathode. Dans cette configuration, le plasma est généré entre la pointe du clou et la plaque. L'espace entre ces deux éléments est de 1mm. Ceci est défini par le fait que l'objectif est d'obtenir un plasma à faible puissance. De plus, à température ambiante et pression atmosphérique, la tension de claquage est d'environ  $1\text{kV}/\text{mm}$ <sup>17</sup>.

Ce montage peut être caractérisé par une résistance qui englobe les fils ainsi que le clou lui-même, une inductance pour les fils d'alimentation ainsi qu'une capacité pour l'espace entre la pointe du clou et la plaque.

Le RLCmètre Keysight U1731C de la salle AE04 a permis la mesure des valeurs des composants électroniques du montage du clou (Tableau 3.22). Les mesures ont été effectuées à 1kHz avec un modèle pré-programmé de circuit RLC série.

17. Source : [https://fr.wikipedia.org/wiki/Arc\\_électrique](https://fr.wikipedia.org/wiki/Arc_électrique)



	Montage Clou	Remarque
Résistance [ $\Omega$ ]	0.375	2 fiches bananes 0.3m + Sonde de courant Pearson 4100
Inductance [ $\mu\text{H}$ ]	1.01	2 fiches bananes 0.3m + Sonde de courant Pearson 4100
Capacité [ $\text{pF}$ ]	7.07	2 fiches bananes 0.3m + Sonde de courant Pearson 4100

06.06.2018

Mesures effectuées avec RLC meter Keysight U1731C (AE04)

Tableau 3.22 – Mesure des composants du montage du clou

Le modèle électronique (Figure 3.23) peut dès à présent être utilisé pour toutes les simulations comprenant le montage du clou.

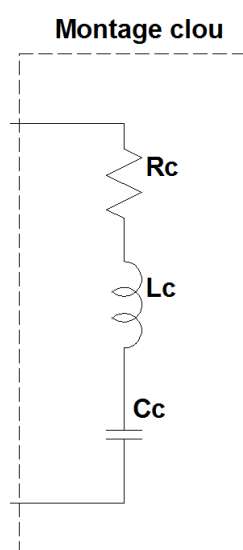


Figure 3.23 – Modèle électronique du montage du clou

La résistance «  $R_c$  » correspond à la résistance du clou ainsi que des fils.  
Le paramètre «  $L_c$  » correspond à l'inductance des câbles tandis que «  $C_c$  » correspond à l'espace d'un millimètre entre le clou et la plaque.

L'impédance de cette configuration en fonction de la fréquence peut être calculée comme suit :

$$Z_{out}(j\omega) = R_c + j \cdot \omega \cdot L_c + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_c} \quad (3.13)$$

Transformation de Laplace<sup>18</sup> :

$$Z_{out}(s) = R_c + L_c \cdot s + \frac{1}{C_c \cdot s} \quad (3.14)$$

18. L'opérande  $j \cdot \omega$  devient  $s$

## 4 Mesures et résultats

### 4.1 Transformateur version n°1

Le transformateur nommé « transformateur version n°1 » est celui réalisé par M. Steve Galley de l'atelier d'électronique (AE02). Il fut conçu à la demande du responsable de projet, M. Christoph Ellert, en fonction des conclusions tirées lors des précédents travaux.

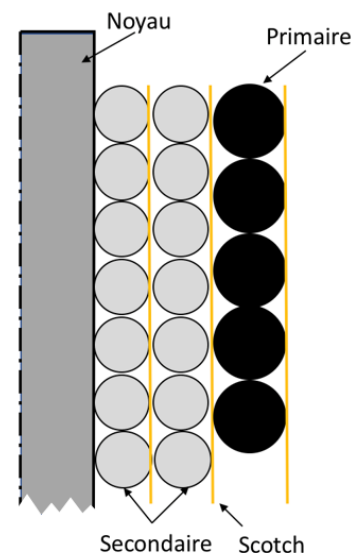
En effet, il avait été conclu précédemment qu'un transformateur dans la gamme des MHz devait être utilisé pour que le plasma puisse être entretenu. Le seul critère donné pour la confection du transformateur était le rapport de transformation qui devait être plus élevé que 2. La gamme de fréquence étant les MHz, un noyau en plastique a été préféré à de la ferrite qui aurait pu engendrer des retards et des saturations.

#### 4.1.1 Caractérisation

Les caractéristiques mécaniques principales permettent le calcul de l'inductance magnétisante du transformateur (c.f. Equation 3.5)(Ligne surlignée en rouge avec flèche dans le tableau 4.1) :

$$L_m = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N_{primaire}^2 \cdot A_{primaire}}{l_{bobine}} = 1,919 \mu H \quad (4.15)$$

Transformateur V1		
Noyau	Matière	Plastique
	Diamètre [m]	0.01
	Section [m2]	7.9E-05
Primaire	Section fil [mm2]	1
	Longueur bobine [m]	0.024
	Nombre de spires	12
	Rayon interne [m]	0.009
	Epaisseur [m]	0.0022
	Inductance [uH]	1.919
Secondaire	Section fil [mm2]	0.25
	Longueur bobine [m]	0.026
	Nombre de spires	44
	Nombre de couches	2
	Rayon interne [m]	0.005
	Epaisseur [m]	0.0032



*Bobinage secondaire contre le noyau*

05.06.2018  
Pied à coulisse  
RLCmeter Keysight U1731C (AE04)

Tableau 4.1 – Caractéristiques mécaniques principales du transformateur V1

Selon une étude sur les circuits équivalents en haute fréquences [8], dans un but de simplification, il est possible de réduire le modèle de base d'un transformateur (Figure 2.1).

Ce dernier pourrait, dans les hautes fréquences, être simplifié par un pont diviseur de résistances pour avoir le gain en tension quelle que soit la fréquence et par un filtre RLC en sortie (Figure 4.2).

Les **inductances de fuite primaire et secondaire** peuvent être négligées car les deux enroulements sont bobinés l'un sur l'autre.

La **résistance « Rfer »** n'existe pas car le noyau est en plastique.

Les **capacités primaire et secondaire** sont négligées pour ne conserver que « Ce » qui est représenté par « C » (Figure 4.2).

Tous les paramètres du secondaire sont rapportés au primaire (« Ls' » & « Rs' ») (Eq. 4.17) par le biais du rapport de transformation  $\ddot{u}$  (Eq. 4.16) :

$$\ddot{u} = \frac{U_{primaire}}{U_{secondaire}} = \frac{N_{primaire}}{N_{secondaire}} = 12/44 = 0,273 \quad (4.16)$$

$$L'_s = \ddot{u}^2 \cdot L_s \quad R'_s = \ddot{u}^2 \cdot R_s \quad (4.17)$$

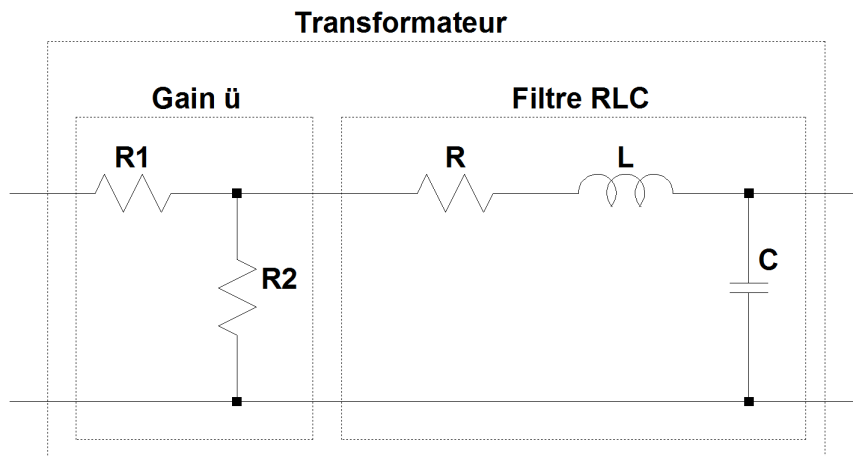


Figure 4.2 – Modèle simplifié du transformateur

- R1 = Rp : Résistance de l'enroulement primaire [ $\Omega$ ]
- R2 = Rs : Résistance de l'enroulement secondaire [ $\Omega$ ]
- R : Somme des résistances rapportées au primaire [ $\Omega$ ]
- L : Inductance magnétisante [ $\mu\text{H}$ ]
- C : Capacité parasite entre les deux enroulements [pF]

Cette schématique sera utilisée durant toute la phase de tests et de mesures de cette première partie de diplôme.

Ses composants principaux ont été mesurés à l'aide de plusieurs appareils afin de procéder à des hypothèses quant à la validité des mesures.

		Fluke	Keysight	RLCmeter	Oscilloscope
Transformateur V1	Résistance primaire [Ω]	0.02	0.023	0.0236	-
	Résistance secondaire [Ω]	0.2	0.1538	0.1546	-
	Inductance magnétisante [uH]	-	2.1	2.5	2.81
	Capacité entrée [pF]	OVER LOAD	OVER LOAD	34.1	-
	Capacité sortie [pF]	OVER LOAD	OVER LOAD	32.8	-
	Capacité entre enroulements [pF]	44.3	40.4	36.6	-

22.05.2018

Mesures effectuées à froid sur le transformateur version 1

Fluke 187 : Salle A204a (mesure DC)

Keysight RLCmeter U1731C : Salle AE04 (mesure à 1kHz)

RLCmeter PM6303 : Salle AE02 (mesure à 100kHz)

Oscilloscope Tektronix TDS 2014C : Salle A204a

Tableau 4.3 – Valeurs mesurées des composants du transformateur V1

L'appareil considéré comme le plus performant et le plus adapté à ce type de mesure est le RLCmètre Philips PM6303. Les valeurs de résistance et de capacité mesurées par cet appareil seront utilisées pour la suite du projet. Au niveau de l'inductance, une mesure par saut indiciel à l'oscilloscope (Figure 4.4) est préférée, car elle permet la prise en compte des inductances linéiques des câbles et autres éléments parasites.

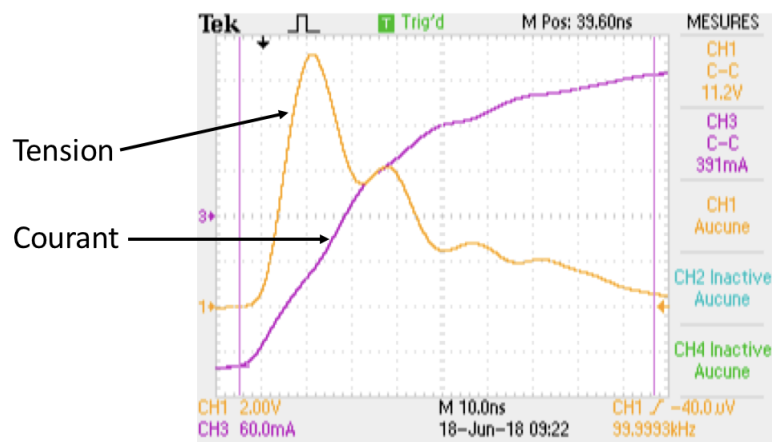


Figure 4.4 – Saut indiciel pour définition de l'inductance magnétisante

En alimentant le transformateur avec le secondaire en court-circuit, la chute résistive peut aisément être négligée. Il est possible de calculer l'inductance à l'aide des mesures de l'oscilloscope :

$$U = U_R + U_L \cong U_L \rightarrow U_L = L \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow L = \frac{\Delta U \cdot \Delta t}{\Delta i} = \frac{11,2 \cdot 98,2 \cdot 10^{-9}}{391 \cdot 10^{-3}} = 2,81 \mu H \quad (4.18)$$

La valeur mesurée est presque le double de la valeur théorique (Tableau 4.1), ceci peut être expliqué par l'inductance linéique des câbles.

Il est désormais possible de définir la fonction de transfert du transformateur en se référant au schéma électronique complet (Figure 4.5) qui est l'association du transformateur de la figure 4.2 et du montage du clou en sortie (Figure 3.23).

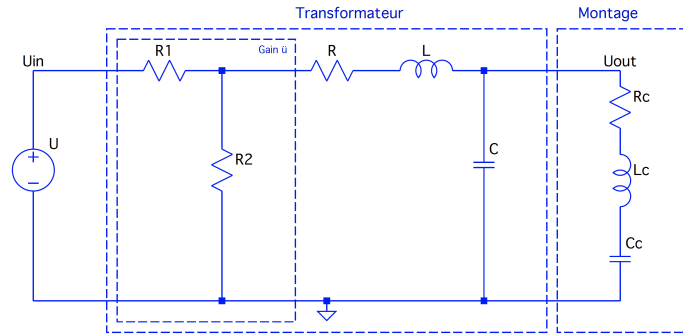


Figure 4.5 – Schéma du modèle du transformateur avec le montage

Le pont diviseur résistif représente le gain statique du transformateur :

$$K_S = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.19)$$

Fonction de transfert du transformateur en Laplace :

$$F(s) = K_S \cdot \frac{Z_{out}}{Z_{tot}} \quad (4.20)$$

$$Z_{out} = \frac{\frac{1}{C \cdot s} \cdot (R_c + L_c \cdot s + \frac{1}{C_c \cdot s})}{\frac{1}{C \cdot s} + R_c + L_c \cdot s + \frac{1}{C_c \cdot s}}$$

En développant...

$$Z_{out} = \frac{L_c \cdot C_c \cdot s^2 + R_c \cdot C_c \cdot s + 1}{C \cdot C_c \cdot L_c \cdot s^3 + R_c \cdot C_c \cdot C \cdot s^2 + (C_c + C) \cdot s} \quad (4.21)$$

$$F(s) = K_S \cdot \frac{\frac{L_c \cdot C_c \cdot s^2 + R_c \cdot C_c \cdot s + 1}{C \cdot C_c \cdot L_c \cdot s^3 + R_c \cdot C_c \cdot C \cdot s^2 + (C_c + C) \cdot s}}{R + L \cdot s + \frac{L_c \cdot C_c \cdot s^2 + R_c \cdot C_c \cdot s + 1}{C \cdot C_c \cdot L_c \cdot s^3 + R_c \cdot C_c \cdot C \cdot s^2 + (C_c + C) \cdot s}}$$

En développant...

$$F(s) = K_S \cdot \frac{L_c \cdot C_c \cdot s^2 + R_c \cdot C_c \cdot s + 1}{L \cdot L_c \cdot C \cdot C_c \cdot s^4 + (R \cdot C \cdot C_c \cdot L_c + L \cdot R_c \cdot C_c \cdot C) \cdot s^3 + \dots} \quad (4.22)$$

#### 4.1.2 Comparaison

Une comparaison (Figure 4.6) est dès à présent possible entre :

- La simulation de la fonction de transfert définie ci-dessus (Equation 3.14) sur MatLab
- La simulation sur LTspice du transformateur avec le montage du clou (Figure 4.5)
- Les mesures de gain en tension sur le transformateur qui ont été réalisées avec le setup basse puissance (Figure 3.2)

Le rapport des tensions converti en décibels correspond à :  $Rapport_U = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_{secondaire}}{U_{primaire}} \right)$

Comparaison :

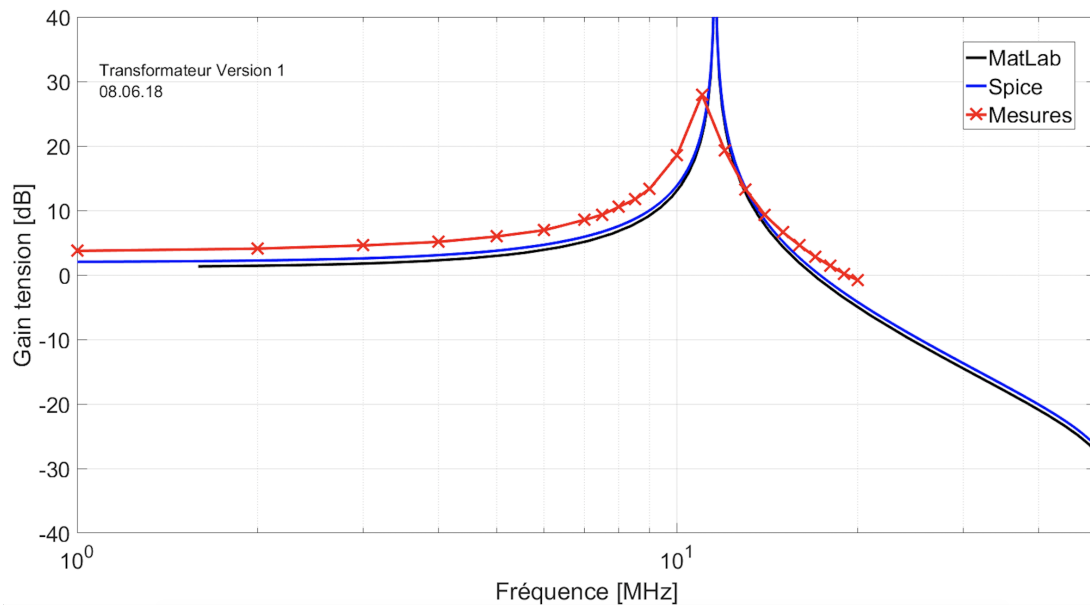


Figure 4.6 – Comparaison des résultats des mesures du transformateur n°1

Les deux courbes de simulation sont identiques dans leur comportement. La seule différence provient du gain statique qui n'est pas ajouté correctement dans la fonction de transfert. En effet, le pont résistif diviseur est considéré comme idéal et non influencé par le transformateur. Cette simplification est réalisée pour éviter d'utiliser une fonction de transfert du 6<sup>ème</sup> ordre (actuellement d'ordre 4).

Le gain statique est aussi différent entre les simulations et les mesures. Ceci peut être expliqué par le fait que lors des mesures, le gain est influencé par la résistance des connecteurs BNC ainsi que par les résistances linéiques des câbles qui n'ont pas été pris en compte en simulation.

La différence au niveau de la position de la résonance et son amplitude est due aux erreurs de mesures des composants ainsi qu'aux temps de réponse des appareils de mesure.

Le modèle est identique dans son comportement en mesure et en simulation, les sources d'erreurs sont multiples mais les principales ont été citées ci-dessus. Ce modèle peut, dans un premier temps, être considéré comme étant correct.

→ Il faut dès à présent trouver un moyen de « décaler » la résonance vers 13,5MHz pour pouvoir être compatible avec le setup haute puissance.

#### 4.1.3 Evolution des paramètres

Connaissant la fonction de transfert, il est dès lors possible de savoir quel paramètre influence la position et l'amplitude de la résonance. Chaque paramètre du schéma simplifié (R, L, C) du transformateur a été augmenté et diminué par un facteur de 10 et de 100. Les analyses ont permis de définir que les résistances n'avaient aucune influence sur la résonance. Au contraire de l'inductance (Figure 4.7) et de la capacité (Figure 4.8) du transformateur qui ont, quant à elles, montré de grosses variations de la position de la résonance et de son amplitude :

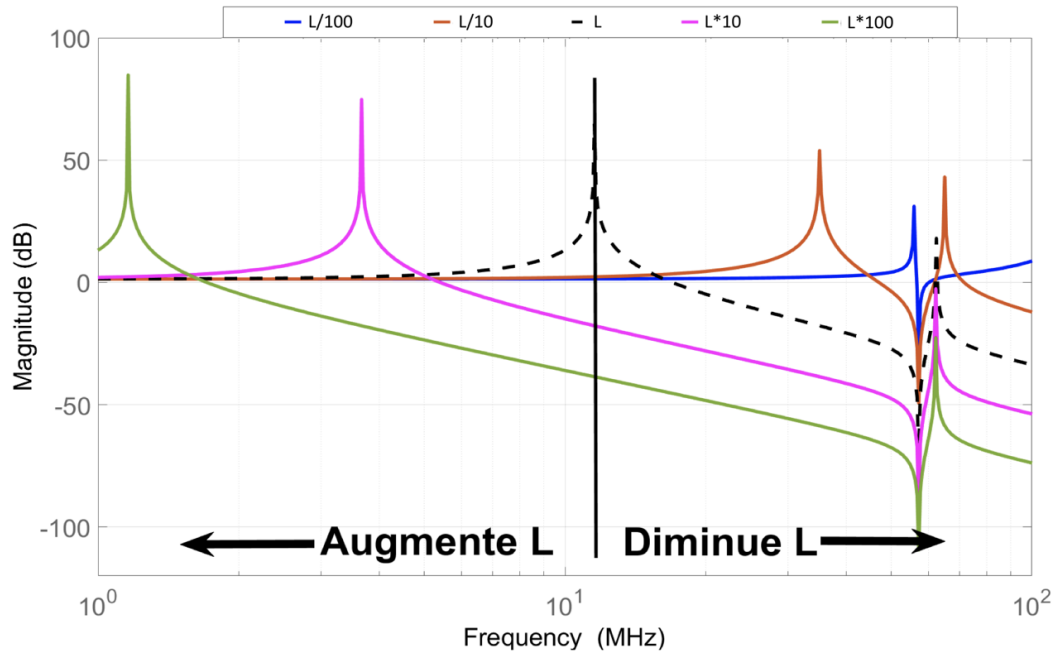


Figure 4.7 – Evolution du diagramme de Bode en fonction de L

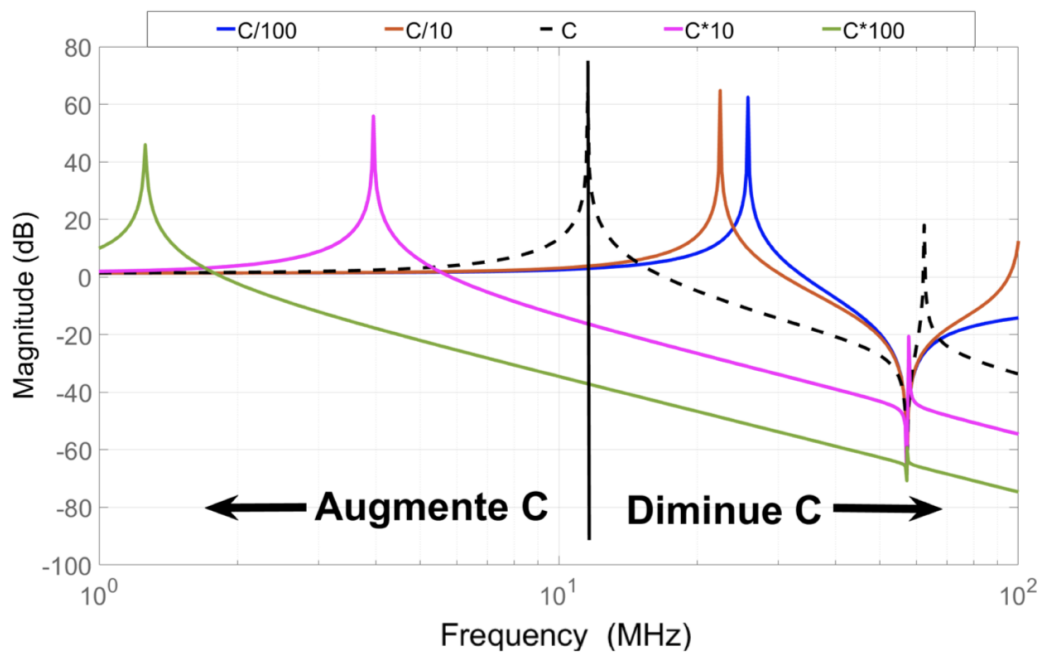


Figure 4.8 – Evolution du diagramme de Bode en fonction de C

La capacité du transformateur est parasite et ne peut par conséquent pas directement être modifiée. L'inductance du transformateur peut, quant à elle, être aisément modifiée en sachant le facteur d'augmentation ou de réduction à appliquer dans l'équation 4.15 :

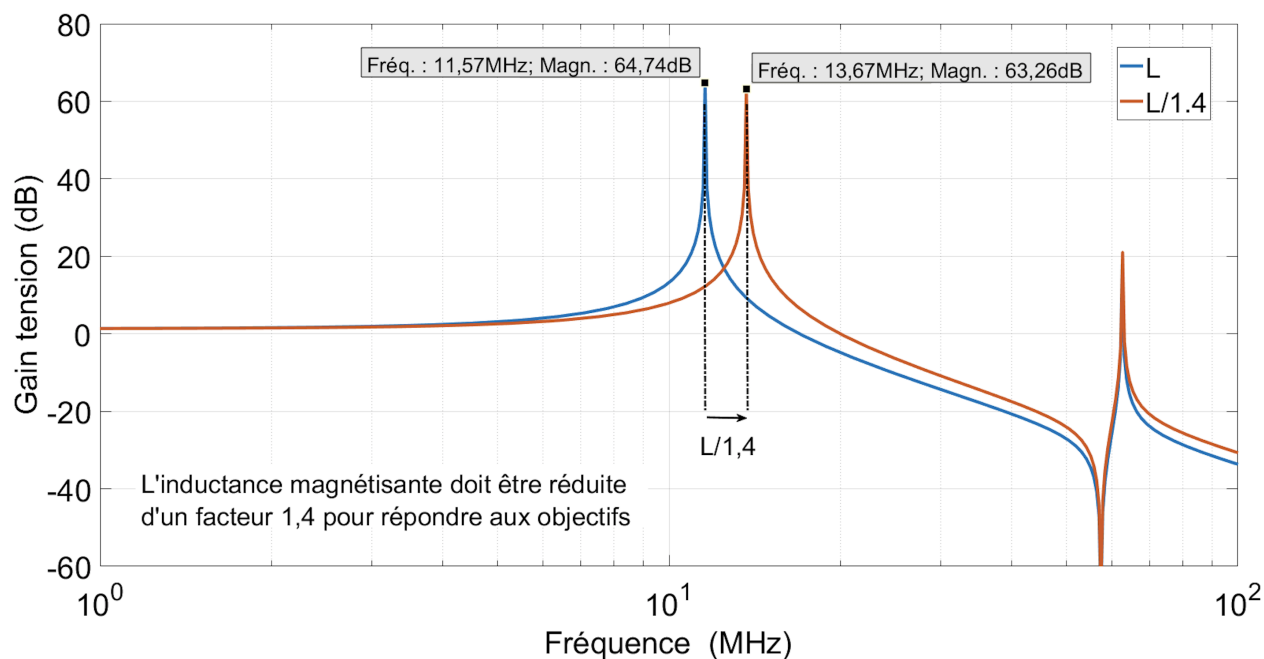


Figure 4.9 – Variation précise de l'inductance afin de définir le rapport de réduction

→ L'inductance « L » du transformateur doit être diminuée d'un facteur 1,4 pour avoir une résonance à 13,6MHz.

Pour rappel : L'inductance dite « L » correspond à l'inductance magnétisante du transformateur.

#### 4.1.4 Problème rencontré

Les résultats obtenus dans le chapitre 4.1 correspondent aux dernières valeurs mesurées. Malheureusement, le début du chapitre 4.2 ne correspondra pas aux résultats obtenus ci-dessus. En effet, durant les trois premières semaines de travail, les mesures de tension ont été réalisées sur le transformateur avec des sondes de tension actives « Pewatron SI-9001 ». Les résultats entre simulations et mesures correspondaient (Annexe n°1.i), mais ne reflétaient pas les véritables caractéristiques du transformateur. Les sondes « Pewatron » mises en parallèle en entrée et en sortie du transformateur induisaient des erreurs non négligeables sur les mesures de par leur capacité interne. La résonance se situait alors entre 7,5 et 8MHz, après avoir pris en compte les capacités parasites, et le facteur de diminution de l'inductance était proche de 3.5 (Annexe n°1.ii).

Le sous chapitre suivant « Transformateur version n°2 » sera impliqué par cette erreur. Les valeurs obtenues dans ce chapitre devront donc attendre les conclusions du transformateur version n°2 pour être mises en application sur les versions suivantes.



## 4.2 Transformateur version n°2

Suite aux résultats obtenus par le diagramme de Bode de la variation d'inductance de la figure 4.9, un nouveau transformateur fut conçu. L'inductance pouvait être diminuée par le biais de 4 paramètres (Selon équation 4.15) :

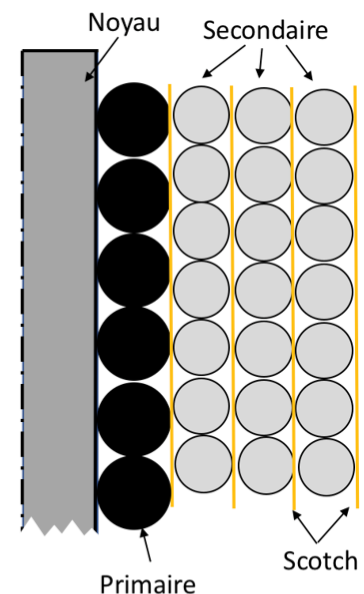
- La perméabilité du noyau «  $\mu_R$  »
- Le nombre de spires primaire «  $N_{primaire}$  »
- La section de la bobine primaire «  $A_{primaire}$  »
- La longueur de la bobine primaire «  $l_{active}$  »

Lors d'une réunion, la volonté de conserver le noyau en plastique avec sa perméabilité de 1 ainsi que la même longueur active et le même nombre de spires primaire a été favorisée dans le but d'utiliser le modèle défini précédemment. Le but étant d'avoir la même quantité de flux perdu et la capacité parasite quasiment identique.

### 4.2.1 Caractérisation

Lors de la réalisation du second transformateur, la section primaire de la bobine a été modifiée. De plus, les bobinages primaire et secondaire ont été inversés (primaire contre le noyau maintenant). Le nombre de spires secondaire a été augmenté à 60 afin d'avoir un gain de 5 entre tension primaire et secondaire. A l'aide des caractéristiques mécaniques (Tableau 4.10), il est à nouveau possible de calculer l'inductance magnétisante selon l'équation 4.15 (Ligne surlignée en rouge avec flèche dans le tableau 4.10).

Transformateur V2		
Noyau	Matière	Plastique
	Diamètre [m]	0.006
	Section [m2]	2.8E-05
Primaire	Section fil [mm2]	1
	Longueur bobine [m]	0.027
	Nombre de spires	12
	Rayon interne [m]	0.0039
	Epaisseur [m]	0.0022
	Inductance [uH]	0.320
Secondaire	Section fil [mm2]	0.25
	Longueur bobine [m]	0.031
	Nombre de spires	60
	Nombre de couches	3
	Rayon interne [m]	0.005
	Epaisseur [m]	0.0042



Bobinage primaire contre le noyau

05.06.2018  
Pied à coulisse  
RLCmeter Keysight U1731C (AE04)

Tableau 4.10 – Caractéristiques mécaniques principales du transformateur V2

→ L'inductance théorique a pu être réduite d'un facteur 6 (Tableaux 4.1 & 4.10).

#### 4.2.2 Comparaison

Toutes les caractéristiques ont été mesurées par les mêmes méthode que celles du transformateur n°1. Les résistances et la capacité de cette seconde version sont identique à la première. L'inductance à quant à elle pu être diminuée à  $1,027\mu H$  ( $2,81\mu H$  pour la version n°1).

Les mesures réalisées avec le setup basse puissance (Figure 3.2) et les simulations basées sur le modèle du premier transformateur donnent le résultat suivant (Figure 4.11) :

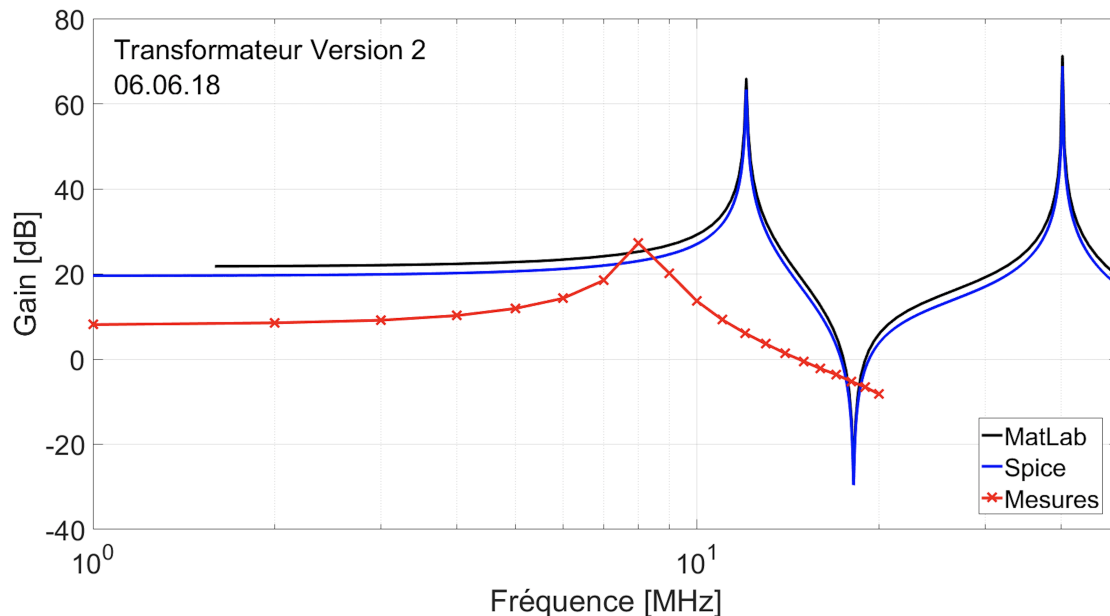


Figure 4.11 – Comparaison des résultats des mesures sur le transformateur V2

Les deux courbes de simulations sont identiques dans leur comportement. Comme lors de la comparaison des résultats du premier transformateur, de légères différences sont visibles au niveau du gain statique. Afin d'éviter une fonction de transfert d'ordre supérieur à 4, le gain statique est considéré comme constant quelle que soit la fréquence. Une forte incohérence est néanmoins visible entre la courbe de mesure et celles de simulation.

### 4.3 Point de situation intermédiaire

C'est à partir de la comparaison des résultats des mesures sur le transformateur V2 (Figure 4.11) que le problème de la sonde de tension active « Pewatron » a été constaté (c.f. Chapitre 4.1.4). L'inductance magnétisante diminuée aurait dû décaler la courbe de mesure vers les fréquences plus élevées. Cependant, la courbe a été décalée vers des fréquences plus faibles que ce qu'elle était dans la première version du transformateur. De plus, l'inductance fut diminuée d'un facteur bien plus élevé que ce qu'elle aurait eu besoin (facteur 4 au lieu de 1.4).

C'est à partir de cet instant que les sondes actives ont été remplacées et les courbes du transformateur version 1 présentes dans le chapitre 4.1 refaites. Les simulations et mesures décrites jusqu'ici ont été réalisées avec les sondes de tension passives « LeCroy PP002 ».

Les résultats présentés jusqu'à présent furent réalisés et documentés pour le rapport et la présentation intermédiaires. Cette dernière a permis de confronter les résultats à divers autres avis. Il en est principalement ressorti que :

- La caractérisation des paramètres ne doit pas être réalisée par un RLC-mètre dont le modèle et la fréquence de mesure ne sont pas appropriés.
- Le schéma simplifié du transformateur est trop allégé, les simplifications doivent être mieux justifiées.
- Les courbes d'évolution du diagramme de Bode en fonction des paramètres ne sont pas assez parlantes. En effet, le transformateur comporte différentes inductances et capacités qui ne peuvent être simplifiées en un seul agrégat d'inductance ou de capacités.
- Le changement de bobinage pour le deuxième transformateur (primaire contre le noyau) peut avoir un impact non négligeable sur le comportement fréquentiel.

La décision a donc été prise de repartir des bases du transformateur. Le schéma équivalent du transformateur doit à présent être conservé tel que sur la figure 2.1 avec chaque paramètre clairement identifié.

Les objectifs, à court terme, sont les suivants :

- Identification claire de chaque paramètre du transformateur par différentes méthodes fiables.
- Identification de l'impact de l'entier des paramètres (idem première partie) sur le comportement en fréquence.
- Simplification, si possible, du schéma équivalent du transformateur après preuve de l'impact des paramètres.
- Quantification de l'impact des différentes sondes de mesures sur le comportement fréquentiel.

#### 4.4 Comparaison des paramètres et des rôles des transformateurs

Afin de répondre aux objectifs, de nouveaux transformateurs ont été nécessaires :

- Deux transformateurs identiques mécaniquement avec une fois du fil isolé (plastique) et une fois du fil laqué (nu) afin de voir les effets de l'isolation.

→ Transformateurs n°3 et n°4

- Un transformateur identique à la version 1 (bobine secondaire contre le noyau) mais avec un noyau plus faible afin de pouvoir caractériser plus aisément l'impact du diamètre sur l'inductance magnétisante.

→ Transformateur n°5

- Un transformateur avec un bobinage dit « sandwich », soit avec la première couche de la bobine secondaire contre le noyau, puis la bobine primaire, et enfin la deuxième couche secondaire. Le but étant de diminuer les pertes de la bobine secondaire.

→ Transformateur n°6

- Un transformateur avec un noyau dont la perméabilité est supérieure à 1. Pour ce faire, un tore en ferrite a été commandé (détails ci-dessous). Un transformateur avec rapport de 1 a été réalisé afin de pouvoir comparer l'effet du tore (Comparaison avec transformateurs n°3 et n°4). Le but de cette manipulation est d'améliorer le couplage des bobines et la transmission de puissance.

→ Transformateur n°7

##### 4.4.1 Familles

Les 7 transformateurs peuvent être classés en 3 familles :

- Famille **12 : 44** avec les transformateurs 1 – 5 – 6
- Famille **12 : 60** avec le transformateur 2
- Famille **10 : 10** avec les transformateurs 3 – 4 – 7

##### 4.4.2 Ferrite

Le choix de la ferrite s'est fait en fonction de 2 critères :

1. Diamètre intérieur supérieur à 1cm afin d'avoir une certaine liberté de bobinage
2. Constante d'inductivité du tore «  $A_L$  » minimale afin d'avoir une inductance magnétisante minimale. Cette constante multipliée au nombre de spires de la bobine primaire au carré donne la valeur théorique de l'inductance magnétisante du transformateur :

$$L_m = A_L \cdot N_{spires_{prim}}^2 \quad (4.23)$$

Le tore<sup>19</sup> commandé sur « Distrelec.ch » a un diamètre de 12.6mm et une constante inductive de 4,5nH.

19. Référence Distrelec : Ferrite Toroïdale core 6, T80-6, Amidon ; N° Article : 158-73-963

#### 4.5 Caractéristiques mécaniques

		12:44			12:60		10:10	
		Transfo. 1	Transfo. 5	Transfo. 6	Transfo. 2	Transfo. 3	Transfo. 4	Transfo. 7
Noyau	Matière	Plastique	Plastique	Plastique	Plastique	Plastique	Plastique	Tore
	Diamètre [m]	0.01	0.006	0.006	0.006	0.006	0.006	-
	Section [m2]	7.85E-05	2.83E-05	2.83E-05	2.83E-05	2.83E-05	2.83E-05	7.10E-06
const.	Cste d'inductivité [nH]	-	-	-	-	-	-	4.5
Primaire	Section fil [mm2]	1	1	1	1	1	1	1
	Longueur bobine [mm]	24	30	33	27	25	18	23.1
	Nombre de spires	12	12	12	12	10	10	10
	Rayon interne [mm]	9	6.5	4.8	3.9	3.5	3	2.15
	Epaisseur [mm]	2.2	2.2	2.2	2.2	2.2	1.1	1.1
	Inductance théo. [uH]	1.919	0.801	0.397	0.320	0.193	0.197	0.450
Secondaire	Section fil [mm2]	0.25	0.25	0.25	0.25	1	1	1
	Longueur bobine [mm]	26	30	30	31	24	18	23.1
	Nombre de spires	44	44	44	60	10	10	10
	Nombre de couches	2	2	2	3	1	1	1
	Rayon interne [mm]	5	5	5	5	5	4.5	2.15
Epaisseur [mm]		3.2	3.2	10	4.2	2.2	1.1	0.78

Bobinages :

Transformateurs 1 – 5

Transformateurs 2 – 3 – 4

Transformateurs 6

Tableau 4.12 – Comparatif des caractéristiques mécaniques des transformateurs

## 4.6 Caractéristiques électriques

En utilisant le setup de caractérisation défini lors du chapitre n°3.4, il est possible de définir toutes les caractéristiques électriques des transformateurs.

Méthode	Composant	12:44			12:60	10:10		
		Transfo. 1	Transfo. 5 n°1 < diam.	Transfo. 6 n°1 sandw.	Transfo. 2	Transfo. 3 Isolé	Transfo. 4 Laqué	Transfo. 7 Tore
	Nombre de spires prim.	12	12	12	12	10	10	10
	Nombre de spires sec.	44	44	44	60	10	10	10
Multimètre	Résistance prim. [Ohm]	0.02	0.02	0.01	0.01	0.01	0.01	0.02
Multimètre	Résistance sec. [Ohm]	0.16	0.11	0.12	0.22	0.01	0.01	0.01
Multimètre	Résistance fil [Ohm]	0	0.01	0.01	0	0.01	0.01	0.02
Puissance	Résistance fer [Ohm]	0	0	0	0	0	0	0
Circuit RC	Capacité sonde [pF]	17.2	17.2	17.2	17.2	17.2	17.2	17.2
Circuit RC	Capacité prim. [pF]	2.00	2.00	2.40	2.40	2.40	2.00	3.60
Circuit RC	Capacité sec. [pF]	2.40	1.60	2.00	2.00	1.60	1.60	2.80
Circuit RC	Capacité entre enroul. [pF]	33.80	26.80	50.80	31.80	16.80	18.80	2.80
Théorique	Inductance magnét. [uH]	1.919	0.801	0.397	0.320	0.193	0.197	0.450
Déphasage	Inductance magnét. [uH]	-	0.345	-	-	-	-	-
Oscilloscope	Inductance magnét. [uH]	0.592	0.330	0.310	0.282	0.184	0.203	0.155
Facteur k	Inductance magnét. [uH]	0.951	0.599	0.486	0.287	0.146	0.183	0.160
Déphasage	Inductance fuite prim. [uH]	-	0.630	-	-	-	-	-
Oscilloscope	Inductance fuite prim. [uH]	0.915	0.585	0.466	0.327	0.240	0.229	1.285
Facteur k	Inductance fuite prim. [uH]	0.556	0.316	0.290	0.323	0.278	0.250	1.280
Déphasage	Inductance fuite sec. [uH]	-	3.990	-	-	-	-	-
Oscilloscope	Inductance fuite sec. [uH]	7.290	3.402	3.955	14.544	0.513	0.330	1.161
Facteur k	Inductance fuite sec. [uH]	7.469	4.246	3.905	8.071	0.278	0.250	1.280

Tableau 4.13 – Comparatif des caractéristiques électriques des transformateurs

Les erreurs relatives sur toutes les mesures de capacités sont inférieures à 5%.  
Les inductances ont quant à elles toutes une erreur de moins de 10%, sauf le transformateur n°2 qui a une erreur de plus de 20% en raison de l'inductance de fuite au secondaire dont la mesure donnait une large bande de fréquence disponible.

## 4.7 Simulation

En connaissant le modèle du transformateur (c.f. Chapitre 2) ainsi que les valeurs de ses composants (c.f. Chapitre 4.6), une simulation sur LT-Spice est possible.

Afin de symboliser un transformateur, le logiciel propose d'utiliser deux inductances et un facteur de couplage. Ce facteur, désigné par la lettre « k », est une caractéristique représentant la qualité du couplage entre le primaire et le secondaire du transformateur. Le rapport de transformation est, lui, géré directement dans les valeurs des inductances. Cependant, cette méthode n'effectue qu'un gain en tension et non en courant.

Après diverses recherches sur internet, M. Martinet a conçu un modèle de transformateur idéal à base d'amplificateurs opérationnels<sup>20</sup>. Cette solution a été préférée à l'utilisation de deux inductances couplées par facteur dans le but d'analyser le comportement du gain en puissance.

Le schéma utilisé pour la simulation est le suivant :

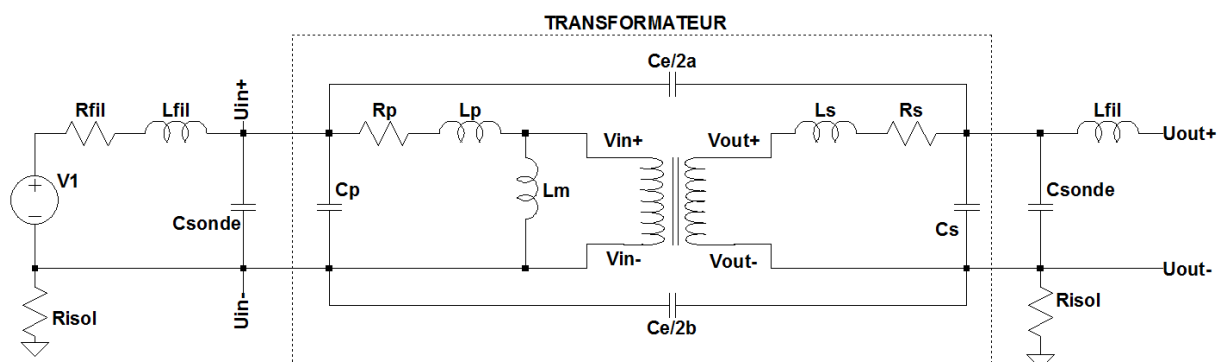


Figure 4.14 – Template de simulation du transformateur à vide

Ce template LT-Spice peut sans autre être appliqué à n'importe quel transformateur. Deux fichiers doivent néanmoins être importés lors de chaque compilation. Le premier est le fichier comprenant la structure du transformateur avec son rapport de transformation ainsi que les valeurs des résistances d'entrée des amplificateurs opérationnels. Le deuxième fichier, propre à chaque transformateur, comprend les valeurs de ses composants. Ce fichier est facultatif si la valeur de chaque composant est attribuée directement dans le template. Il serait donc nécessaire d'avoir autant de templates que de transformateurs.

Les valeurs utilisées pour les composants sont celles figurant dans le tableau des caractéristiques électriques (Tableau 4.13). Pour les inductances, la mesure avec l'oscilloscope, qui est relativement proche de celle par déphasage, a été utilisée au vu de sa fiabilité.

Les résultats obtenus lors des simulations seront confrontés à diverses autres mesures dans le chapitre « Mesures manuelles et analyseurs de spectre ».

20. [http://www.beigebag.com/case\\_xfrmer\\_1.htm](http://www.beigebag.com/case_xfrmer_1.htm)



Exemple de la simulation du transformateur n°5 (Figure 4.15) :

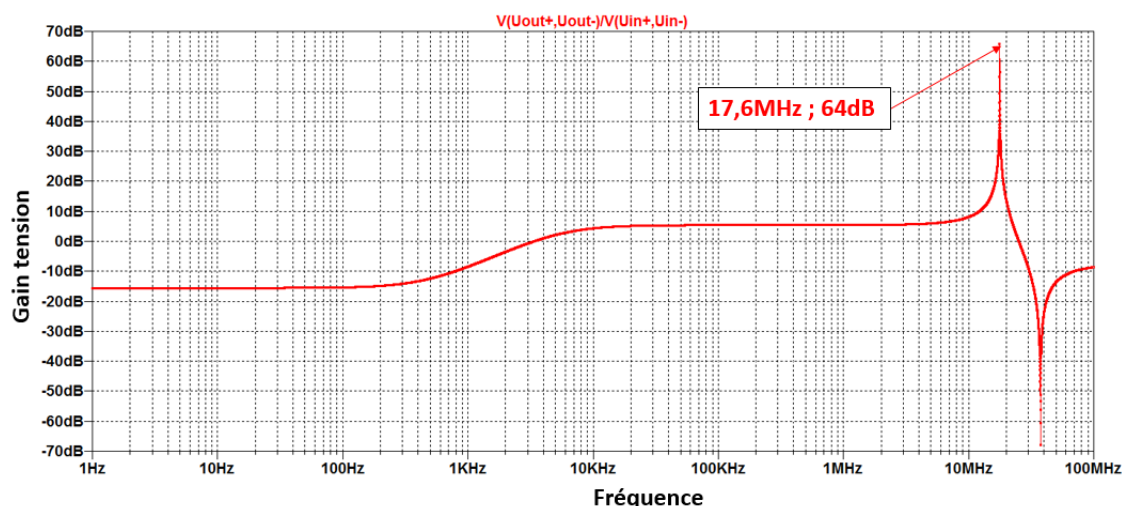


Figure 4.15 – Simulation du comportement fréquentiel du transformateur n°5 à vide

#### 4.8 Influence des paramètres internes

En utilisant le modèle de base d'un transformateur tel que présenté sur la figure 2.1, en modifiant successivement les valeurs des composants présentées dans le chapitre précédent, il est possible de définir l'impact de chaque paramètre sur le comportement fréquentiel du transformateur. Toutes les simulations ont été réalisées avec un transformateur dont le rapport est de 1 afin d'éviter de rapporter les éléments du secondaire au primaire. Les courbes d'évolution pour chaque paramètre modifié individuellement sont disponibles en annexe n°2.

Exemple avec l'impact de l'inductance de fuite secondaire sur le comportement fréquentiel :

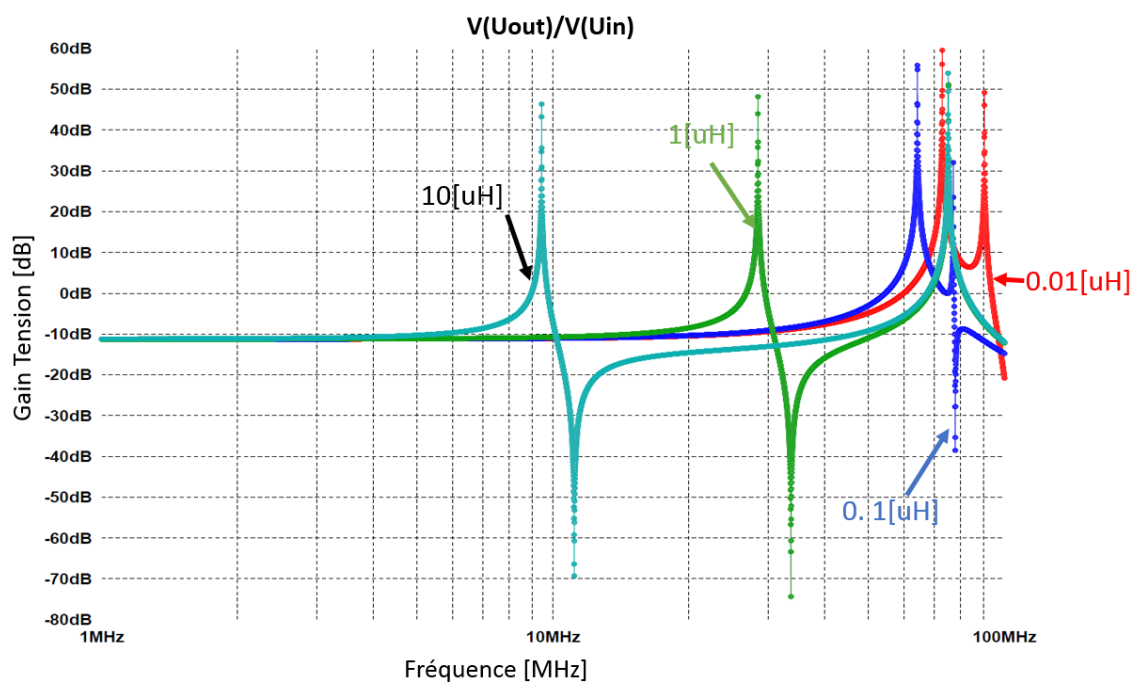


Figure 4.16 – Impact de l'inductance de fuite secondaire sur le comportement fréquentiel



## Détails textuels des impacts

### Impact des résistances :

- **Résistance primaire** : Influence la largeur de la bande de fréquence durant laquelle le gain croît de manière logarithmique
- **Résistance secondaire** : Aucun impact
- **Résistance des fils** : Même impact que la résistance primaire

Les résistances n'ont pas d'effet sur la position de la résonance, mais sur son amplitude. Elles ont principalement un rôle dans les basses fréquences (jusqu'à 100kHz).

### Impact des inductances :

- **Inductance magnétisante** : Influence principalement la position horizontale de la bande de fréquence durant laquelle le gain croît, mais aussi la position verticale du « plateau<sup>21</sup> » ainsi que la position des résonances
- **Inductance de fuite primaire** : Influence principalement la position verticale du « plateau » mais aussi la position des résonances
- **Inductance de fuite secondaire** : Influence la position de la première résonance positive et négative
- **Inductance des fils** : Influence la position des résonances

Toutes les inductances, sauf les fuites du secondaire, ont un impact non négligeable sur la position du « plateau ».

Toutes les inductances influencent également la position des résonances.

### Impact des capacités :

- **Capacité primaire** : Influence la deuxième résonance positive
- **Capacité secondaire** : Influence la première résonance positive
- **Capacité sonde primaire** : Influence la deuxième résonance positive
- **Capacité sonde secondaire** : Influence la première résonance positive
- **Demi - capacité entre enroulement sup.** : Influence les deux premières résonances
- **Demi - capacité entre enroulement inf.** : Aucun impact
- **Demi - capacité entre enroulement sup.** : Influence les deux premières résonances
- **Demis - capacités entre enroulement** : Influence les deux premières résonances

En augmentant n'importe quelle capacité, les résonances sont déplacées vers des fréquences plus faibles.

---

21. Plateau : Bande fréquence durant laquelle le gain est constant

## 4.9 Mesures manuelles et Analyseurs de spectre

Afin de valider les résultats obtenus en simulation, deux mesures ont été nécessaires : les mesures manuelles et par analyseurs de spectre.

Les mesures dites « manuelles » ont été réalisées avec un générateur de signal et un oscilloscope. Un diagramme de bode peut être tracé en mesurant les tensions d'entrée et de sortie du transformateur avec un balayage de fréquence entre 10kHz et 50MHz.

Des analyseurs de spectre sont disponibles dans le bâtiment :

1. Le **Stanford Research Systems**, de l'atelier électronique (AE02) peut réaliser des courbes de gain en tension entre 10Hz et 200kHz. Deux mesures distinctes sont malgré tout nécessaires. La première entre 9Hz et 50kHz avec une résolution maximale. La deuxième entre 20kHz et 200kHz pour une bande de mesures plus large. Les deux configurations ont été réalisées par M. Blaise Evéquoz et enregistrées directement dans l'appareil sous les dénominations « Plasma/HauteResolution » et « Plasma/LargeBande ».
2. L'analyseur de spectre **Keysight ENA**, permet d'obtenir des courbes de spectre en fréquence entre 10kHz et 100MHz (8.5GHz maximum). Deux mesures ont été réalisées avec cet appareil, la première avec la masse flottante au secondaire du transformateur, et la deuxième avec une masse commune. La configuration de l'appareil a été réalisée par Mme Alexandra Andersson.

Les points clés de la configuration sont les suivants :

- Plage de fréquence : 10kHz – 50MHz avec AutoScale
- Résolution : 500Hz - 1601 points maximum
- Mesure : S21 (Spectre entre 2 (out) et 1 (in) : Spectre = 2/1)
- Moyennage : 16
- Fixture Simulator : Simulation d'impédance d'entrée (1mΩ) et de sortie (10MΩ)

Avant chaque utilisation, une calibration des ports est nécessaire :

Menu « Calibrate » → 1 Port Cal. → Port-1-Cal → Open, Short, Load → Done.

De plus, une mesure d'offset en réalisant un « court-circuit » franc entre les deux ports est nécessaire. Cet offset est nécessaire pour convertir le gain en puissance de l'appareil en gain en tension :

$$\begin{aligned}
 10\log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) &= 10\log\left(\frac{\frac{U_{out}^2}{Z_{out}}}{\frac{U_{in}^2}{Z_{in}}}\right) = 10\log\left(\frac{U_{out}^2}{U_{in}^2} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{out}}\right) = 10\log\left(\frac{U_{out}^2}{U_{in}^2}\right) + 10\log\left(\frac{Z_{in}}{Z_{out}}\right) \\
 &= 10\log\left(\frac{U_{out}^2}{U_{in}^2}\right) + offset = 20\log\left(\frac{U_{out}}{U_{in}}\right) + offset
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

Mesures avec analyseur de spectre dans les basses fréquences (Figure 4.17) :

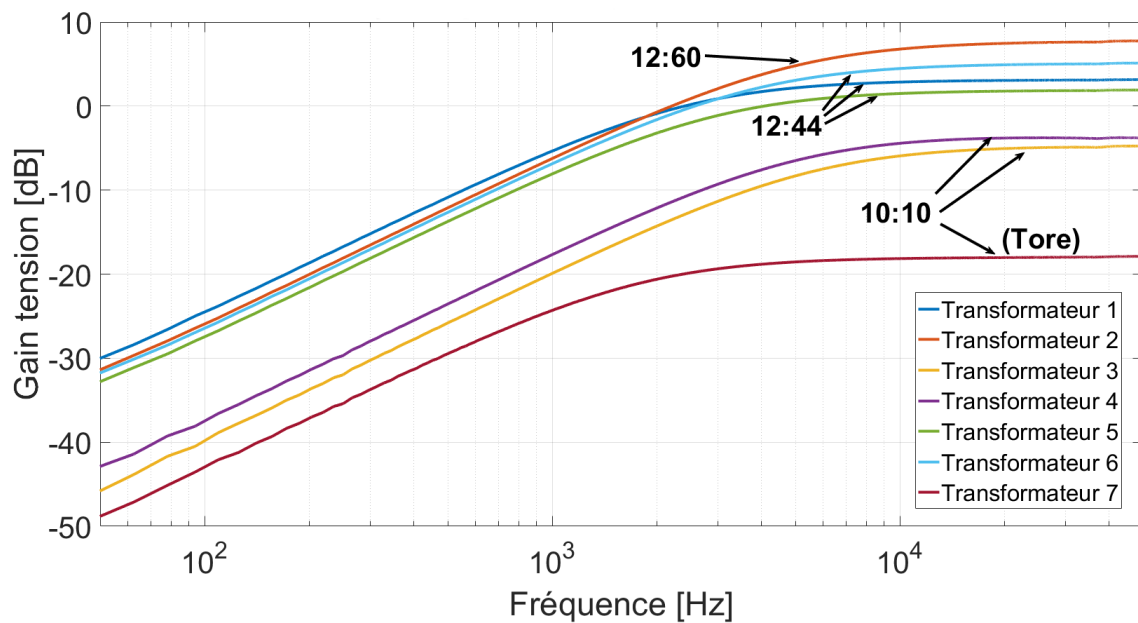
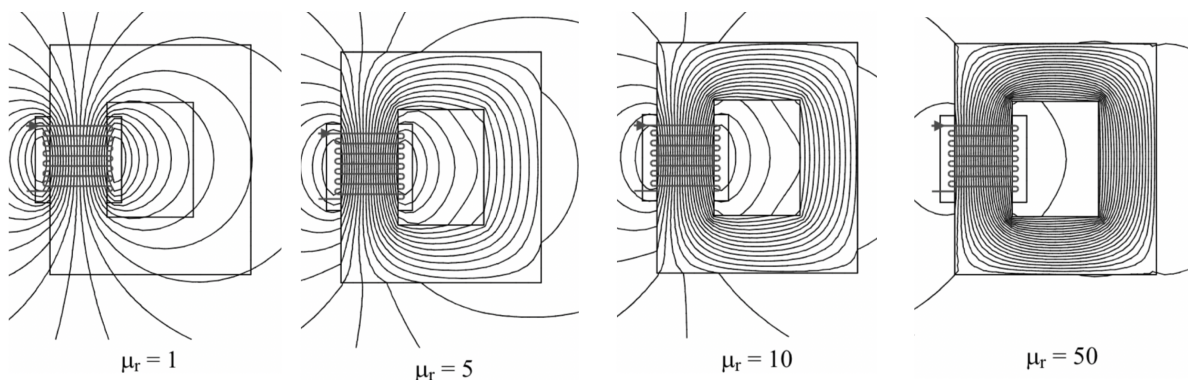


Figure 4.17 – Analyses spectrales des transformateurs dans les basses fréquences

Ces analyses spectrales permettent de constater que le rapport de transformation a un impact sur la position verticale du spectre.

Le transformateur n°7, avec la ferrite, a une magnitude plus faible que tous les autres transformateurs alors qu'il aurait dû permettre une meilleure transmission de la puissance entre les enroulements. Ceci peut être expliqué par le fait que le tore, où les deux enroulements ne sont pas superposés, ne possède pas un coefficient de magnétisation suffisant pour le bouclage du flux magnétique sur l'entier du tore (Figure 4.18).



Source : [http://public.iutenligne.net/electricite/piou/magnelecpro/MagnElecPro/Chap04\\_inductances.pdf](http://public.iutenligne.net/electricite/piou/magnelecpro/MagnElecPro/Chap04_inductances.pdf)

Figure 4.18 – Lignes de champ dans un tore pour différentes valeurs de perméabilité relative

Les analyses en hautes fréquences (Figure 4.19) permettent de constater que la position de la résonance est principalement impactée par l'inductance de fuite du secondaire, comme observé dans le chapitre « Influence des paramètres internes ». La classification des transformateurs de par leur inductance de fuite reflète parfaitement les résultats obtenus :

$$L_{s_{transfo2}} > L_{s_{transfo1}} > L_{s_{transfo6}} > L_{s_{transfo5}} > L_{s_{transfo7}} > L_{s_{transfo3}} > L_{s_{transfo4}}$$

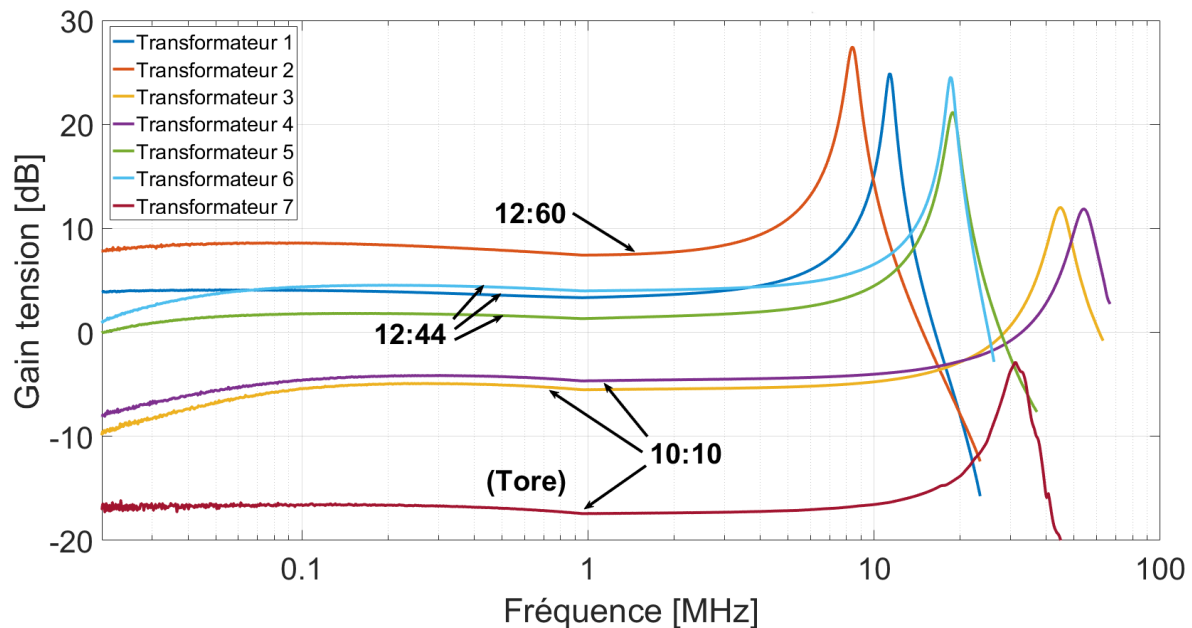


Figure 4.19 – Analyses spectrales des transformateurs dans les hautes fréquences

Ces analyses dans les hautes fréquences permettent aussi de constater que le fait de réaliser un bobinage dit en « sandwich » n'a pas un impact notable pour l'application souhaitée.

La mise en commun des résultats obtenus lors des mesures manuelles, des analyses spectrales en basses et hautes fréquences ainsi que des simulations sont disponibles en annexe n°3.

Exemple des résultats du transformateur n°5 (Figure 4.20) :

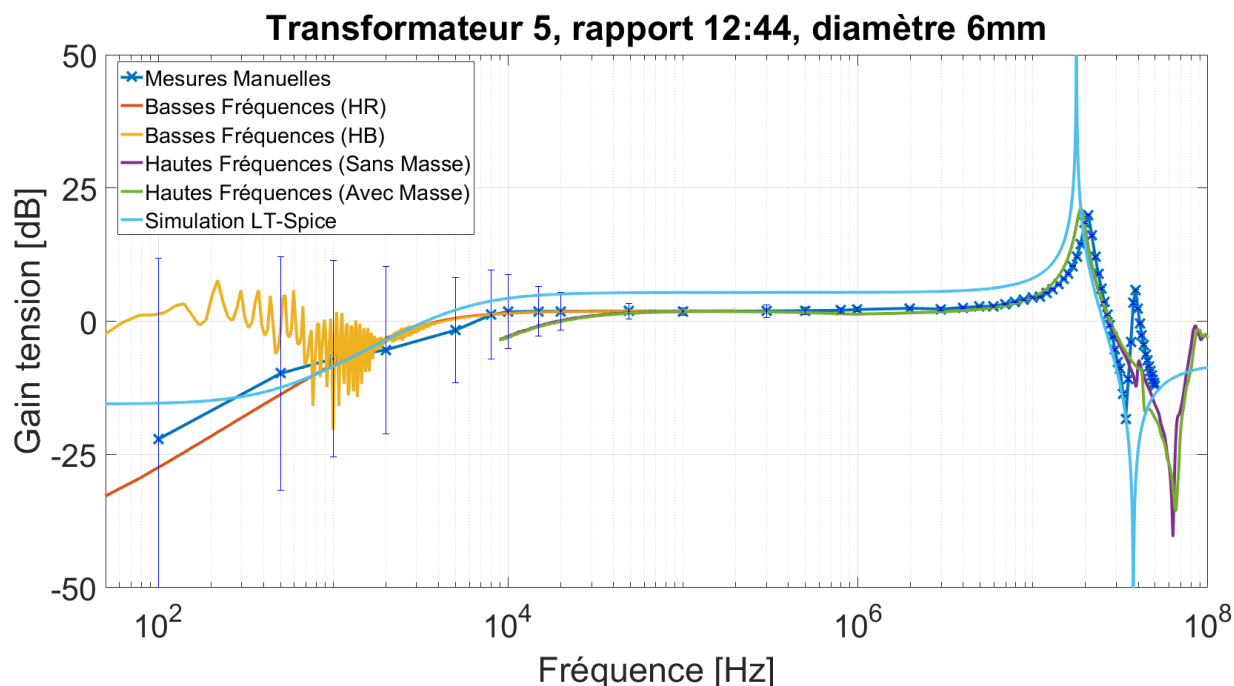


Figure 4.20 – Analyse spectrale complète du transformateur n°5

Le comportement général du transformateur est identique quelle que soit la méthode utilisée. De plus les 4 analyses de spectre en basses et hautes fréquences fournissent des résultats complémentaires. Une différence est perceptible entre les mesures hautes fréquences avec et sans masse. Cependant, la disparité ne surgit qu'après la fréquence de résonance, ce qui ne pose aucun problème pour l'utilisation souhaitée du transformateur.

Le fait que les gains de tension atteignent plus de 50dB en simulation mais pas lors des mesures manuelles ou par analyse de spectre peut être expliqué par :

- L'effet pelliculaire, un phénomène électromagnétique qui apparaît lors de l'utilisation de fréquence élevée et qui induit une circulation du courant uniquement en périphérie des fils et donc une augmentation de la résistance (Figure 4.21.A)
- L'effet de proximité, un phénomène à hautes fréquences qui apparaît dans les transformateurs lors de la proximité de deux conducteurs. La circulation du courant est ciblée sur une moitié du fil (Figure 4.21.B)

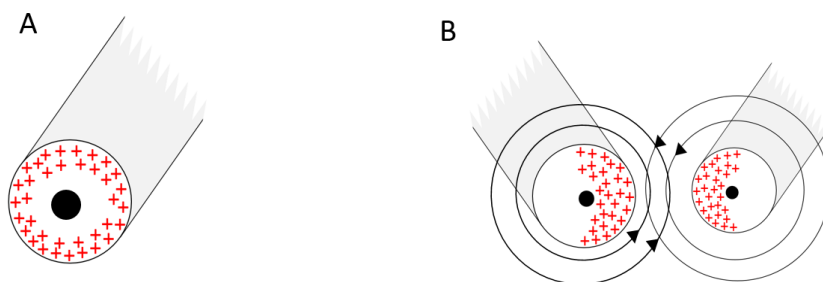


Figure 4.21 – Illustrations de l'effet pelliculaire et de l'effet de proximité

Agrandissement :

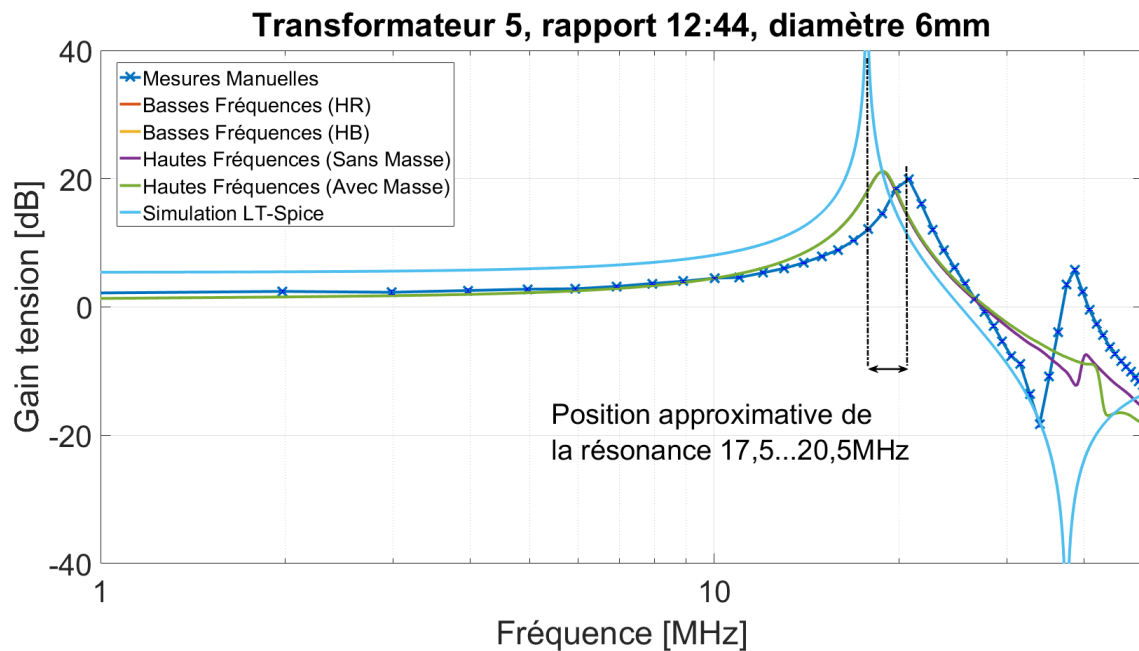


Figure 4.22 – Analyse spectrale du transformateur n°5 dans la gamme des MHz

Un zoom (Figure 4.22) sur la partie des fréquences les plus importantes pour le projet, 1 à 50 Mhz, fournit un aperçu de la plage de fréquence pour la position de la résonance.

Un test a été effectué en simulation, en modifiant uniquement l'inductance de 5%. La résonance est alors déplacée de 0,7MHz.

En considérant une erreur sur la mesure de chaque composant du transformateur, en acceptant d'éventuelles disparités entre chaque montage de par la position des fils d'alimentation, une plage de position de la résonance de 2MHz est tout à fait acceptable.

## 4.10 Influence des paramètres externes

En plus des paramètres internes du transformateur, différents éléments externes ont une influence sur le comportement fréquentiel tel que le raccordement et les masses. L'utilisation de certains connecteurs ou type de câble ont un effet qui était jusqu'à présent non quantifiable. La mise à terre ou mise en masse commune peut aussi avoir un impact sur les mesures.

### 4.10.1 Raccordement

L'analyseur de spectre haute fréquence Agilent Technologies ENA (Détails au chapitre 4.9) a permis une quantification de l'incidence des longueurs des câbles, de leur type ainsi que des sondes.

Des mesures de spectre ont été effectuées en fonction du tableau ci-dessous :

Mesure n°	Câble				Sonde				Montage	Raccordement transfo.
	Type de câble primaire	Longueur câble primaire [m]	Type de câble secondaire	Longueur câble secondaire [m]	Tension primaire	Tension secondaire	Courant primaire	Courant secondaire		
1	aucun	0	aucun	0	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
2	coaxial	0.3	aucun	0	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
3	coaxial	1	aucun	0	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
4	coaxial	4	aucun	0	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
5	aucun	0	coaxial	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
6	aucun	0	coaxial	1	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
7	aucun	0	coaxial	4	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
8	coaxial	0.3	coaxial	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
9	coaxial	0.3	coaxial	2	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
10	coaxial	2	coaxial	2	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
11	coaxial	2	coaxial	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
12	coaxial	4	coaxial	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
13	coaxial	0.3	coaxial	4	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
14	coaxial	1	coaxial	1	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
15	SMA	0.3	SMA	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
16	SMA	1	SMA	1	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
17	Banane	0.3	Banane	0.3	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
18	Banane	1	Banane	1	Sans	Sans	Sans	Sans	Sans	
19	Banane	0.3	Banane	0.3	Sans	Sans	Avec	Sans	Sans	
20	Banane	0.3	Banane	0.3	Sans	Sans	Sans	Avec	Sans	
21	Banane	0.3	Banane	0.3	Sans	Sans	Avec	Avec	Sans	
22	Banane	0.3	Banane	0.3	Avec	Sans	Avec	Avec	Sans	
23	Banane	0.3	Banane	0.3	Sans	Avec	Avec	Avec	Sans	
24	Banane	0.3	Banane	0.3	Avec	Avec	Avec	Avec	Sans	
25	Banane	0.3	Banane	0.3	Avec	Avec	Avec	Avec	Avec	Banane 0.3m
26	Banane	0.3	SMA	0.3	Avec	Avec	Avec	Avec	Avec	Banane 0.3m

Tableau 4.23 – Procédure de mesure de l'impact du raccordement sur le spectre

Un paramètre est à chaque mesure modifié. Les résultats sont disponibles en annexe n°4.  
Le terme « Banane » est utilisé, afin d'alléger les légendes, pour qualifier les cordons de laboratoires dits aussi fiches bananes. Le terme « Montage » est utilisé pour signaler la présence du montage du clou.



Exemple de l'influence du type de câble :

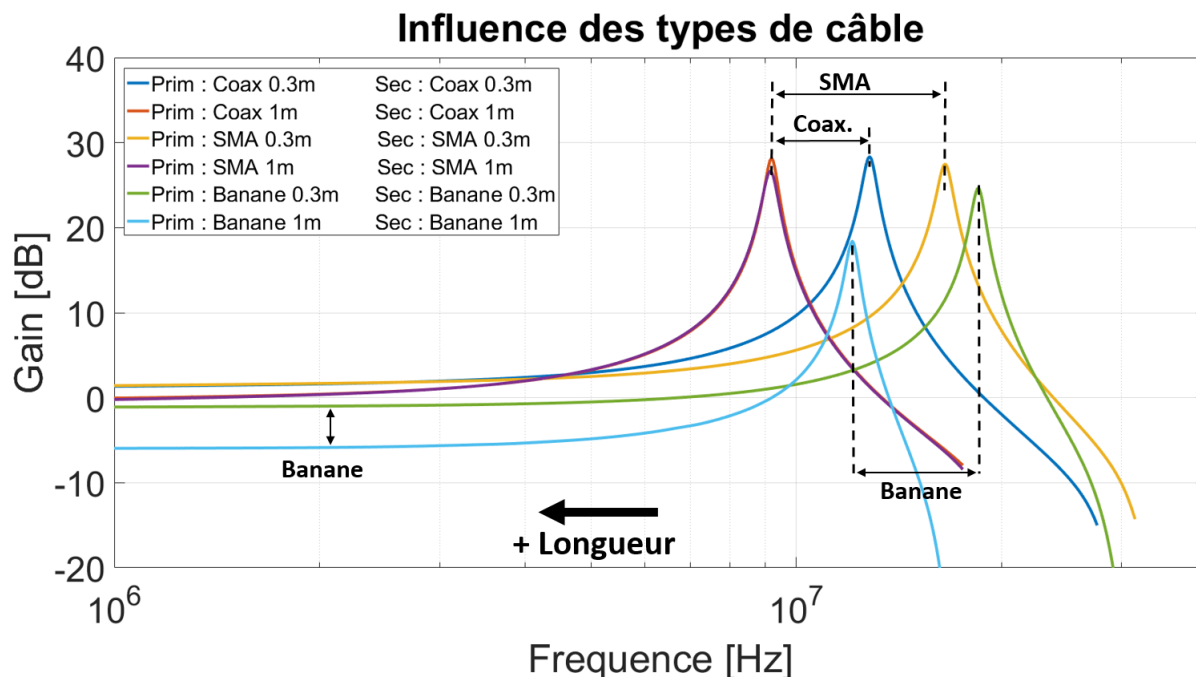


Figure 4.24 – Influence du type de câble utilisé sur le comportement fréquentiel

Le type de câble engendrant le moins de perturbations, de par son inductance linéique, est le cordon de laboratoire.

#### 4.10.2 Masses

Lors de la première partie de ce projet, les masses ont été mises en commun à la terre afin de limiter au maximum les perturbations sur les mesures. Durant cette seconde partie, de nouvelles interférences sont apparues. Le raccordement « USB » entre l'oscilloscope et l'ordinateur, une main posée sur l'oscilloscope ou encore la mise à terre des connecteurs BNC<sup>22</sup> influencent les mesures de tension et courant.

Le tableau en page suivante (Tableau 4.25) répertorie les manipulations effectuées et les résultats obtenus. Toutes les mesures ont été réalisées avec la masse primaire commune à celle du secondaire.

Lors de chaque manipulation, jusqu'à la 7ème, les tensions primaire et secondaire du transformateur sont modifiées, mais le raccordement reste inchangé. Le rapport de transformation est quant à lui légèrement impacté.

Lors des 3 dernières manipulations, une inductance supplémentaire est ajoutée, ce qui implique logiquement une modification du rapport de transformation plus visible.

22. Type de raccordement permettant la liaison avec un câble coaxial



	Manipulation	Situation	U <sub>in</sub> [V]	U <sub>out</sub> [V]	I <sub>in</sub> [mA]	U <sub>out</sub> /U <sub>in</sub> [-]
Série n°1	n°1	Masse commune primaire et secondaire Aucune mise à terre Câble USB oscillo-ordinateur <b>débranché</b>	17.8	12.2	140	0.685
	n°2	Masse commune primaire et secondaire Aucune mise à terre Câble USB oscillo-ordinateur <b>branché</b>	21	13.6	174	0.648
	n°3	Masse commune primaire et secondaire <b>Mise à terre de la masse</b> Câble USB oscillo-ordinateur branché	21.6	14.2	174	0.657
	n°4	Masse commune primaire et secondaire Mise à terre de la masse Câble USB oscillo-ordinateur branché <b>Main posée sur oscilloscope</b>	17.8	12	140	0.674
	n°5	Masse commune primaire et secondaire Mise à terre de la masse Câble USB oscillo-ordinateur branché <b>Mise à terre de la carcasse de la sonde de courant</b>	24.8	15.8	210	0.637
	n°6	Masse commune primaire et secondaire Mise à terre de la masse Câble USB oscillo-ordinateur branché <b>Mise à terre du connecteur BNC de la sonde de courant</b>	26.2	17.2	218	0.656
	n°7	Masse commune primaire et secondaire Mise à terre de la masse Câble USB oscillo-ordinateur branché <b>Prise en main des câbles des sondes de tension</b>	26.8	13.8	224	0.515
Série n°2	n°8	Masse commune primaire et secondaire Aucune mise à terre Câble USB oscillo-ordinateur débranché <b>Aucune fiche banane en sortie</b>	-	24.1	-	-
	n°9	Masse commune primaire et secondaire Aucune mise à terre Câble USB oscillo-ordinateur débranché <b>Fiche banane de 30cm mise en flottante à la sortie</b>	-	15.2	-	-
	n°10	Masse commune primaire et secondaire Aucune mise à terre Câble USB oscillo-ordinateur débranché <b>Fiche banane de 90cm mise en flottante à la sortie</b>	-	12.8	-	-

Tableau 4.25 – Répercussion des problèmes liés à la masse sur les mesures

### 4.10.3 Conclusion du raccordement

Le raccordement du transformateur et du montage doit être réalisé par des fiches bananes de 30cm au primaire ainsi qu'au secondaire. Ces dernières permettent une mise en place aisée des sondes de tension et de courant ainsi qu'un raccordement simple au montage. Le tout avec une incidence minimale sur le comportement fréquentiel.

Les masses doivent, pour leur part, être communes au primaire et au secondaire mais sans mise à terre. La mise à terre ajoute une boucle de courant incontrôlable qui, à plus haute tension, peut avoir un impact non souhaité sur le comportement du transformateur (Exemple au chapitre 4.9).

#### 4.11 Transformateur version n°5

Après avoir analysé le comportement de chaque transformateur, il a été décidé de poursuivre le projet en ne conservant que le transformateur 5 car :

- La position de la résonance à vide ( $\sim 17\text{MHz}$ ) se situe passablement proche de la fréquence voulue ( $13,56\text{MHz}$ ). De plus, comme décrit dans le chapitre précédent (Influence des paramètres externes), lors du raccordement des sondes et du montage, la position de la résonance sera déplacée vers des fréquences plus faibles (2 ou 3MHz)
- La version n°6 a un comportement quasiment identique au n°5, mais sa confection est beaucoup plus compliquée (bobinage en sandwich)
- Les transformateurs 1 et 2 ont leur résonance à vide en dessous des  $13,56\text{MHz}$  souhaités. Lors du branchement du montage, cette dernière se situera dans des valeurs encore plus faibles, ce qui ne correspond pas aux objectifs
- Les transformateurs 3 - 4 et 7 n'ont pas un rapport de transformation adapté à l'application

Les mesures du transformateur à vide étant toutes cohérentes, il est dès lors possible de procéder à de nouvelles mesures avec le montage du clou raccordé en sortie du transformateur (Figure 4.26) :

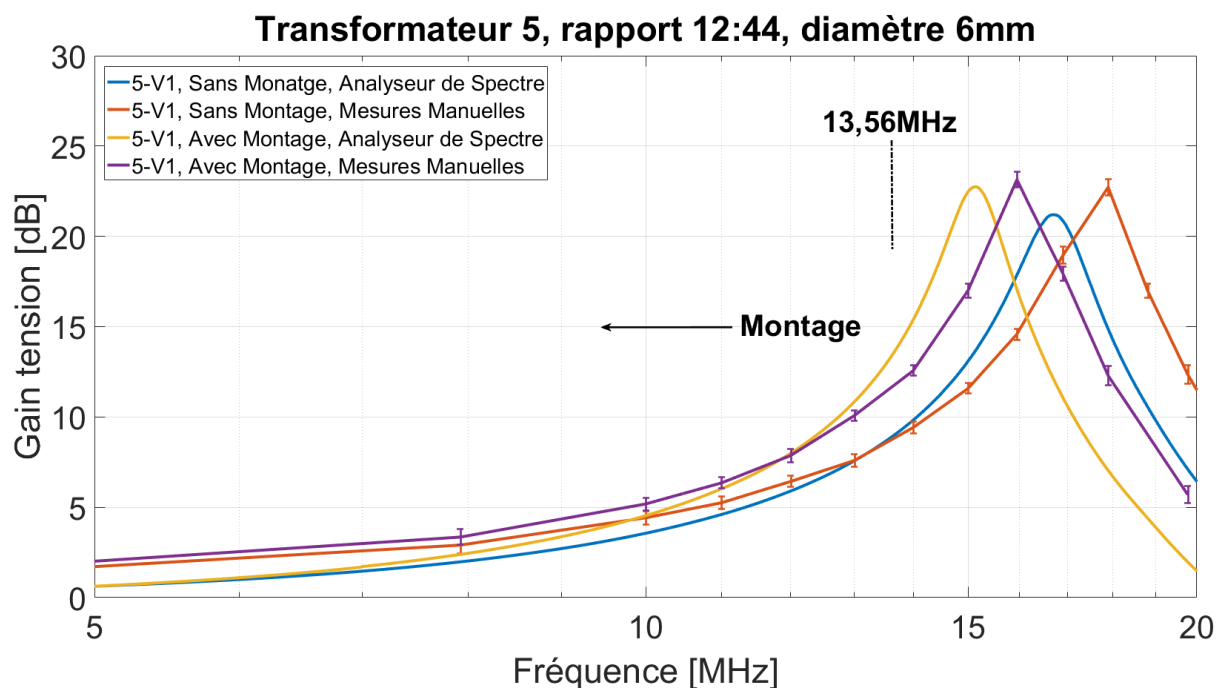


Figure 4.26 – Analyse spectrale du transformateur n°5 dans les MHz avec et sans montage

Les résultats obtenus peuvent être considéré comme similaires. Le fait d'ajouter le montage en sortie déplace la résonance de 2MHz vers le bas comme prévu.

L'objectif de base, avoir un transformateur dans la gamme des radios fréquences avec une résonance à  $13,56\text{MHz}$ , est proche d'être atteint en sachant qu'un câble de 30cm de plus pour le raccordement peut avoir un impact de plusieurs MégaHertz sur la position de la résonance.

Toutes les mesures effectuées jusqu'à présent ont été réalisées à faible puissance. Avec une puissance plus élevée, le comportement devrait rester inchangé. Un risque d'échauffement n'est cependant pas à exclure.

Deux transformateurs identiques à la version n°5 ont donc été réalisés en prévention. Les dénominations sont à nouveau incrémentées : 5-1 correspond au transformateur de base, 5-2 à sa seconde version et ainsi de suite toujours en conservant les mêmes caractéristiques mécaniques, afin d'impacter le moins possible sur le comportement en fréquence.

Afin de vérifier la cohérence entre les transformateurs, des mesures ont été réalisées :

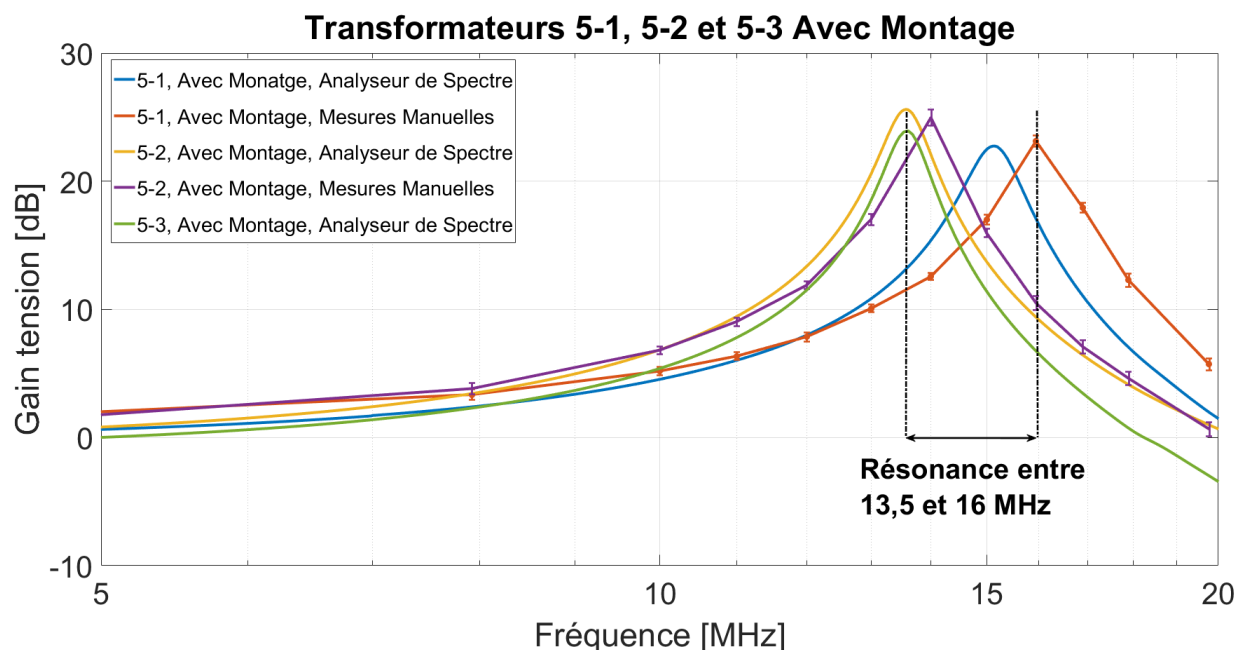


Figure 4.27 – Analyse spectrale des transformateurs n°5-1, 5-2 et 5-3 en MHz avec montage

Le bobinage simultané des 2 nouveaux transformateurs permet d'obtenir des résultats passablement similaires en mesure (Figure 4.27). La différence de la position de la résonance,  $\sim 1.5$  MHz plus bas par rapport au transformateur de base, peut être expliquée par le fait que la reproductibilité comporte une certaine plage de variation. De plus, les câbles d'alimentation n'avaient pas toujours exactement la même position et les appareils une certaine tolérance sur les mesures.

Par gain de temps, les mesures manuelles ne sont plus que réalisées dans une gamme de fréquence proche de la résonance vu que cette partie est la plus importante pour l'application souhaitée.

M. Hans-Peter Biner a, au cours d'une réunion, relevé certains points :

1. L'utilisation de fil multibrin tressé pour le bobinage permet de réduire l'effet pelliculaire et de proximité. Cette manipulation permet aussi de diminuer les capacités parasites mais risque d'augmenter les inductances de fuites
2. L'utilisation d'un point milieu au secondaire du transformateur améliore la stabilité du système
3. Le fil dit « laqué » n'est pas utilisable dans la gamme des radios fréquences. La laque n'est dimensionnée que pour des fréquences allant jusqu'à la centaine de hertz

De nouveaux transformateurs ont été testés à la suite des conseils de M. Biner :

Transformateur	Remarque	Résultat
5-4	Bobinage laborieux avec des fils multibrins tressés. Lors du soudage des connecteurs, la laque de chaque brin doit être éliminée. Le noyau a fondu sous l'effet de la chaleur entraînant une rupture partielle des fils.	-
5-5	Bobinage effectué sur le même noyau pour plus de facilité à l'emploi. Deux transformateurs avec un rapport 12 : 44 ont été conçus. Le raccord entre les deux constitue le point milieu autant bien au primaire qu'au secondaire.	Résultats décrits dans la suite du chapitre.
5-6	Confection identique au 5-4 avec plus de prudence lors de la soudure des connecteurs.	Fréquence de résonance à 10,2MHz. L'effet de la diminution des capacités parasites est plus faible que l'augmentation des inductances.
5-7	Confection identique au 5-5 dans un récipient pouvant contenir de l'eau pour le refroidissement.	L'eau ralentit le système et empêche la transmission de puissance dans les MHz (comme une ferrite). De plus, le récipient utilisé coupe les lignes de champ. La position du transformateur dans la boîte a une grande influence sur le comportement fréquentiel (variation de la position de la résonance entre 8 et 14MHz).

Les transformateurs 5-4, 5-6, 5-7 sont considérés comme inutilisables pour l'application souhaitée. Le transformateur 5-5 présente un comportement en fréquence adapté et cohérent avec les objectifs.

Analyse spectrale du transformateur 5-5 (Figure 4.28) :

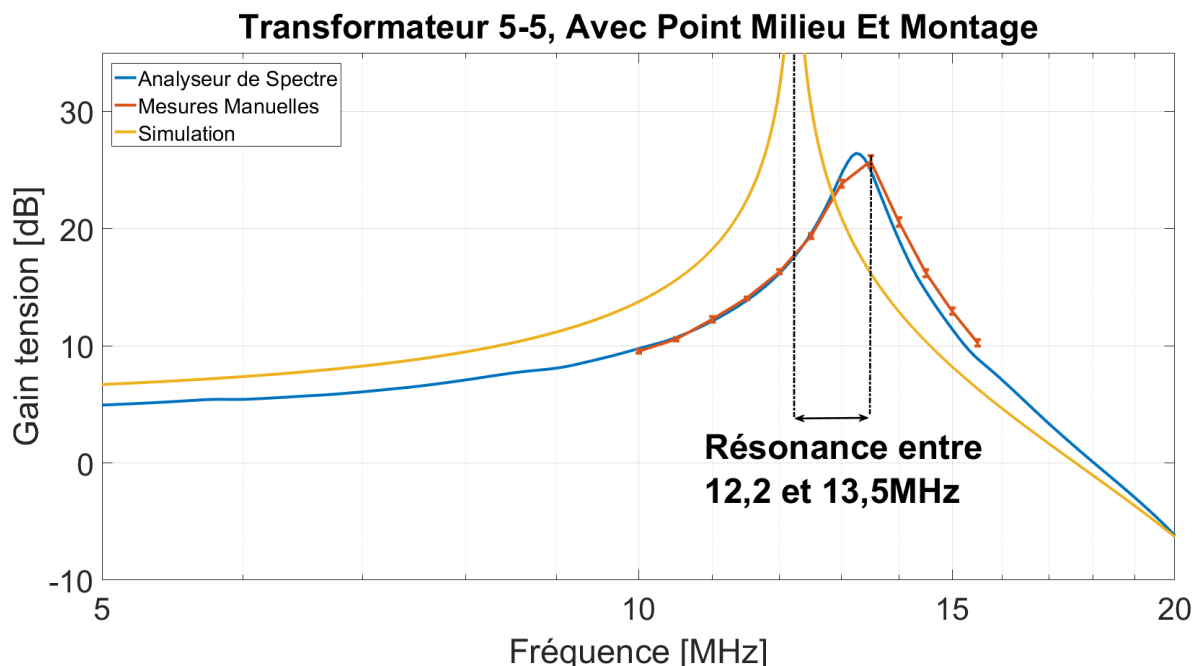


Figure 4.28 – Analyse spectrale du transformateur n°5-5 avec montage dans les MHz

Les résultats obtenus en mesures sont identiques, avec une résonance proche de 13MHz. Le gain de plus de 20dB, même lors de mesures, permet d'avoir un rapport de plus de 10 entre le primaire et le secondaire. Le point milieu, relié à la terre du réseau, semble donc permettre une meilleure stabilité du système.

La simulation fournit un résultat légèrement différent, dû aux erreurs de mesure sur les composants. Une variation de 4% de l'inductance de fuite déplace la résonance de 1MHz, raison pour laquelle la simulation est considérée comme acceptable ainsi.

Le transformateur (cf. Chapitre 2) ainsi que le montage du clou (cf. Chapitre 3.5) ayant été définis au préalable, la simulation fut possible avec le template suivant :

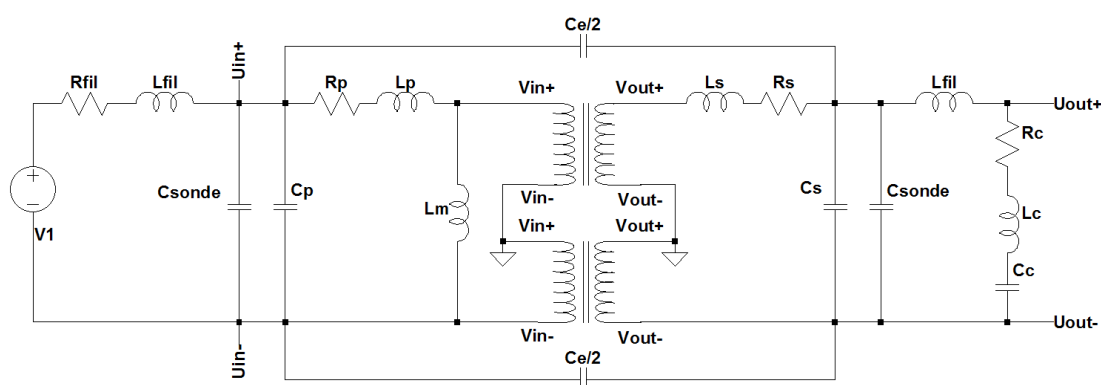


Figure 4.29 – Template de simulation du transformateur avec montage

→ Le transformateur 5-5 remplissant les critères souhaités peut à présent être testé avec le setup de haute puissance.

#### 4.12 Remarques pour la confection des transformateurs

Le transformateur 5-5 permet d'avoir une résonance très proche des 13,56MHz voulus. Lors de la confection, diverses précautions, déjà citées pour certaines, doivent être prises :

- Utiliser des fils avec l'isolation plastique et non de la laque, cette dernière n'étant pas adaptée aux radiofréquences
- Toujours bien tourner dans le même sens toutes les bobines pour ne pas induire de flux magnétique inverse pouvant annuler partiellement le flux magnétique principal (si plusieurs couches)
- Lors de l'utilisation d'un point milieu, coller au maximum les bobines entre elles afin de diminuer au maximum les fuites
- Réduire au maximum les fils d'entrée et de sortie du transformateur afin de diminuer au maximum les inductances de fuites
- Éviter de percer le noyau pour le passage des fils afin de ne pas fragiliser le plastique et de prévenir une éventuelle concentration de chaleur (Figure 4.30)
- L'utilisation de fils multibrins est moins aisée. Les brins ne doivent pas être sectionnés par une tension trop élevée lors du bobinage. Le soudage doit être réalisé avec précaution. L'inductance linéique des fils est plus élevée, tandis que les capacités sont réduites
- L'utilisation d'un « bain » d'eau pour le refroidissement du système n'est pas conseillé car cela induit des perturbations sur le flux magnétique et des ralentissements

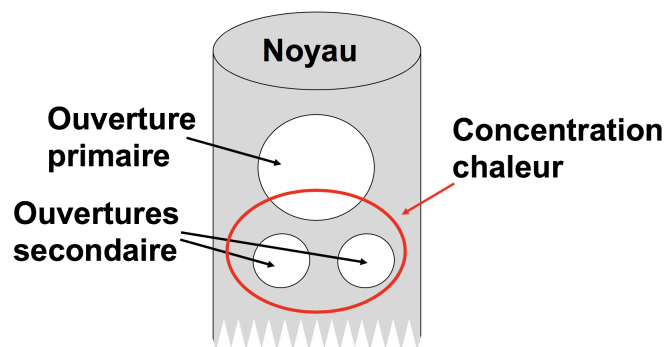


Figure 4.30 – Illustration de la concentration de chaleur sur le noyau du transformateur

### 4.13 Résultats avec haute puissance

Les mesures sont dès à présent réalisées avec le setup de haute puissance décrit au chapitre 3.3.

Lors de chaque modification sur le montage, le transformateur, les sondes de mesures ou autres, les paramètres internes de la MatchBox « Ct » et « Cl » doivent être reconfigurés. Aucune méthode précise n'a pu être établie. Le fait d'utiliser l'automatching engendre un échauffement immédiat du transformateur de par les grosses variations de courant, des pics à plus de 5A. Il n'est donc pas conseillé de l'utiliser sur une durée de plus de 15 secondes, durée insuffisante pour définir les paramètres optimaux, mais donnant une gamme plus ou moins précise des valeurs de capacité. Les réglages fins doivent être effectués manuellement.

De plus, les mesures et réglages doivent être effectués sur des temps passablement courts en raison d'un échauffement très rapide du transformateur.

Dans un premier temps, l'objectif fut de trouver les paramètres optimaux à l'obtention d'une tension maximale en sortie de la MatchBox sans le transformateur. Puis répéter l'opération avec le transformateur mais sans le montage, puis avec le montage et enfin lorsqu'un plasma est enclenché, le tout avec deux puissances :

Puissance [W]	Transfo.	Montage	Plasma	Fréq. [MHz]	$\hat{U}_{\text{primaire}}$ [V]	$\hat{U}_{\text{secondaire}}$ [V]	Rapport [-]
30	Sans	Sans	Sans	13.2	264	-	
	Avec	Sans	Sans	13.2	109	750	6.88
	Avec	Avec	Sans	11.6	108	675	6.25
	Avec	Avec	Avec	11.6	80	396	4.95
200	Sans	Sans	Sans	13.2	452	-	
	Avec	Sans	Sans	13.2	234	1710	7.31
	Avec	Avec	Sans	11.6	256	1650	6.45

Tableau 4.31 – Valeurs des tensions maximales fournies par la MatchBox

Le critère permettant de s'assurer que la fréquence soit bien celle de la résonance est que la tension primaire soit exactement en phase avec la tension secondaire.

La fréquence de résonance définie au chapitre précédent (13,2MHz) n'a pu être utilisée que lors des deux premières manipulations pour chaque puissance. Dès la mise en place du montage du clou en sortie du transformateur, la fréquence a dû être réduite (Tableau 4.31).

La raison de cette diminution de la fréquence vient du fait que le générateur de fonction HF « Barthel » est un générateur avec une consigne en puissance. A la fréquence de résonance, les effets des réactances s'annulent et l'impédance globale du circuit devient minimale. Le générateur fournit donc une puissance qui est l'image d'un courant élevé et d'une tension faible.

Une analyse de spectre haute puissance avec un tableau comparatif gain - tension (Figure 4.32) permet de comprendre le paradoxe :

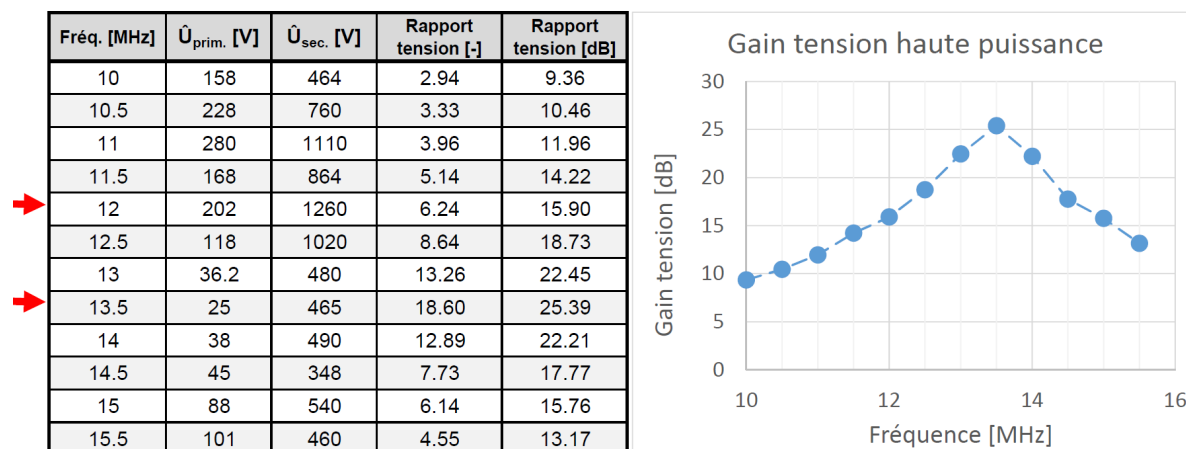


Figure 4.32 – Paradoxe entre tension d'alimentation ou gain de transformation maximal

La courbe de spectre est quasiment identique à celle obtenue lors des tests à faible puissance. A la fréquence de résonance (13,5MHz), le gain est maximal à 25dB, mais la tension primaire transmise par la MathBox n'est que de 25[V].

A 12MHz, soit avant la résonance, le gain est « seulement » de 15dB mais la tension primaire atteint 202[V].

Souhaitant, avec ce transformateur, obtenir une tension secondaire élevée, le gain a dû quelque peu être sacrifié en diminuant la fréquence.

Pour un projet futur, la piste inverse, soit un gain élevé, pourrait être explorée en implémentant un limiteur de courant par exemple. En limitant le courant pour une puissance donnée, la tension deviendrait dès lors connue et fixe.



Après avoir obtenu les tensions maximales, la transmission de puissance entre les enroulements peut être observée. Pour ce faire, des mesures de tension et de courant primaire et secondaire ont été effectuées à 30[W] avec et sans présence de plasma (Figure 4.33) :

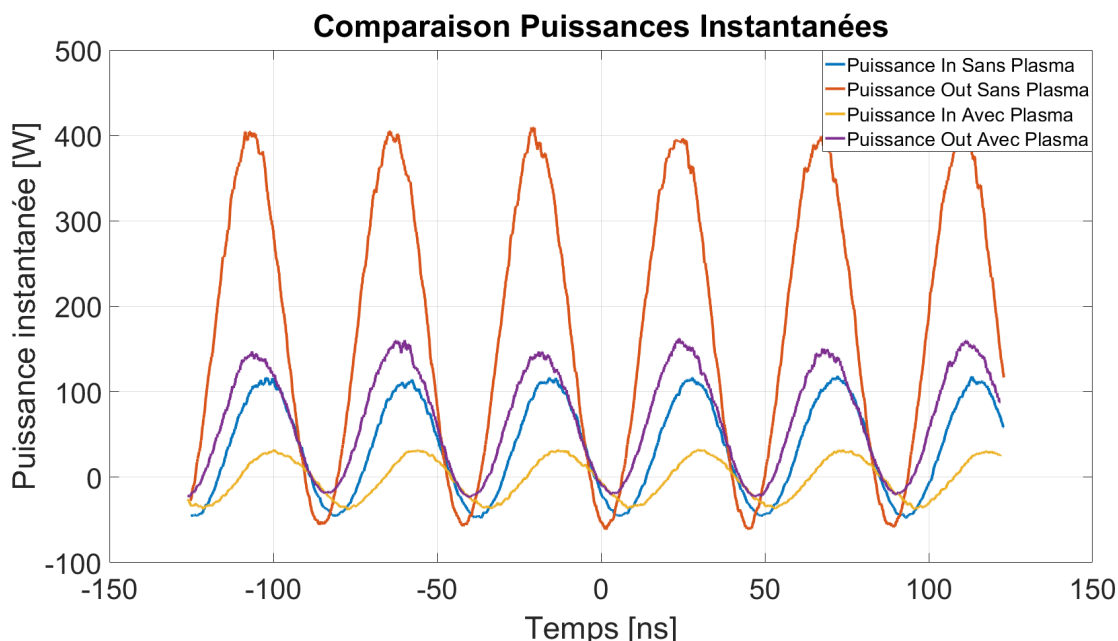


Figure 4.33 – Comparaison des puissances instantanées à haute puissance avec et sans plasma

Lorsque le plasma est inactif, la puissance réfléchie est quasiment nulle, environ 1 ou 2%. Les tensions ayant été maximisées sans plasma, il est logique que les puissances sans plasma soient plus élevées que lorsque le plasma est actif (plus de puissance réfléchie).

La puissance affichée est instantanée et correspond à la multiplication de la tension et du courant. La raison d'une puissance de sortie plus élevée que la puissance d'entrée peut être expliquée par le fait que la mesure a été prise sur un laps de temps très court à l'enclenchement de l'installation et du plasma. La situation est transitoire. Une mesure sur une durée plus longue aurait permis de constater que la différence entre les deux puissances diminue malgré le fait que la puissance instantanée en sortie reste plus élevée que celle d'entrée. Aucune explication n'a, pour l'heure, pu y être apportée.

Ce même phénomène a également été constaté lors de simulations LTspice (Annexe n°5A). Des analyses ont été effectuées par M. Martinet à l'aide de « COMSOL » (logiciel de simulation par éléments finis). Ces dernières démontrent également une puissance instantanée de sortie plus élevée qu'en entrée (Annexe n°5B). Ces simulations n'ont pas été réalisées avec les caractéristiques du transformateur final, mais avec les premières valeurs mesurées sur le transformateur version n°1.

Une mesure des tensions et courants a été réalisée lors de l'amorçage du plasma en triggant l'oscilloscope sur le courant de sortie (Figure 4.34) :

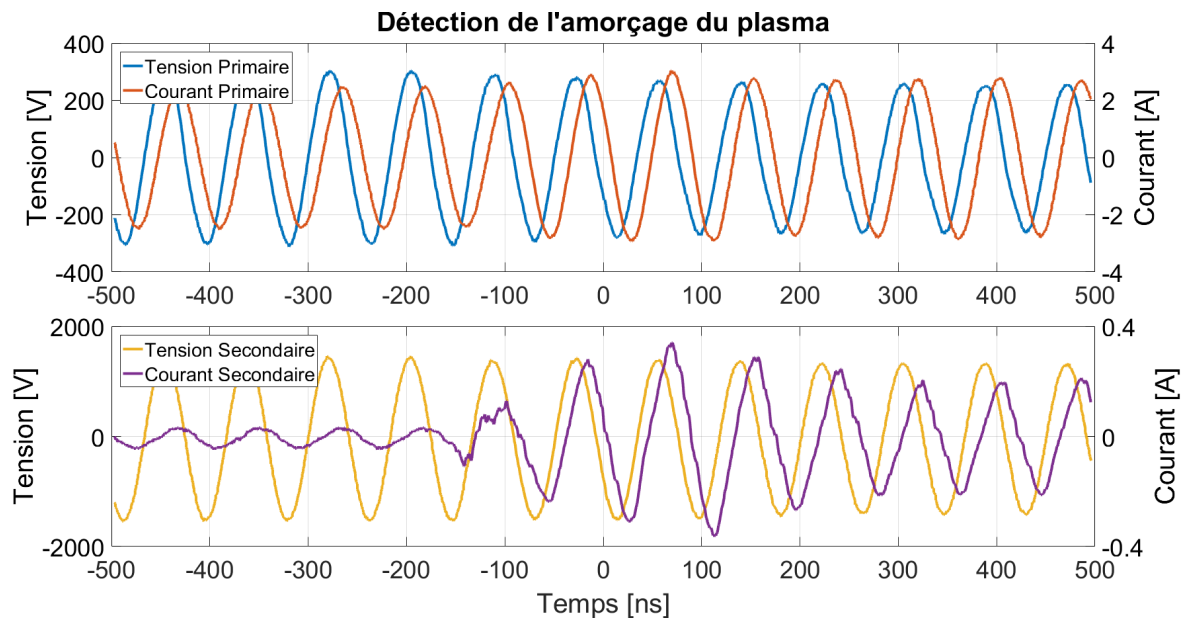


Figure 4.34 – Mesure de tension et de courant avant et après l'amorce du plasma

Lors de l'enclenchement du plasma, le primaire ne subit que très peu de changements, la tension chute de 13% alors que le courant augmente de 10%. Au secondaire, la tension diminue de 11% alors que le courant subit une augmentation de plus de 550% après stabilisation :

$$U_{primavant} = 300V \rightarrow U_{primapres} = 260V \quad I_{primavant} = 2,48A \rightarrow I_{primapres} = 2,72A$$

$$U_{secavant} = 1520V \rightarrow U_{secapres} = 1360V \quad I_{secavant} = 35mA \rightarrow I_{secapres} = 200mA$$

Lorsque les valeurs au secondaire sont stabilisées, le déphasage entre la tension et le courant est de  $50,3^\circ$ . Une résistance approximative du plasma peut être calculée :

$$P = \frac{U_{sec}^2}{R_{plasma}} \rightarrow R_{plasma} = \frac{U_{sec}^2}{P} = \frac{U_{sec}^2}{U_{sec} \cdot I_{sec} \cdot \cos(\varphi)} = \frac{\left(\frac{1360}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left(\frac{1360}{\sqrt{2}}\right) \cdot \left(\frac{0,2}{\sqrt{2}}\right) \cdot \cos(50,3)} = \frac{1360}{1360 \cdot 0,2 \cdot \cos(50,3)} = 7,83\Omega$$

Différentes détections de l'amorce du plasma ont été réalisées. Toutes ont démontré une stabilisation de la tension et du courant après l'amorce. Ceci pourrait signifier que le plasma est entretenu et non « clignotant ».

Un test a même pu être effectué avec l'ajout d'une barrière diélectrique, du verre, entre le clou et la plaque. Si le plasma est généré avant la mise en place de la barrière et que la puissance est suffisante, des ouvertures dans le verre sont possibles. Ces dernières sont engendrées par la forte concentration de chaleur ; une certaine quantité de sodium est alors dégagée. Avec une puissance mieux gérée, une découpe du verre pourrait devenir possible.

L'entier des résultats obtenus lors des mesures sont disponibles sur le CD annexé au rapport.

Deux images de plasma obtenus (Figure 4.35) :

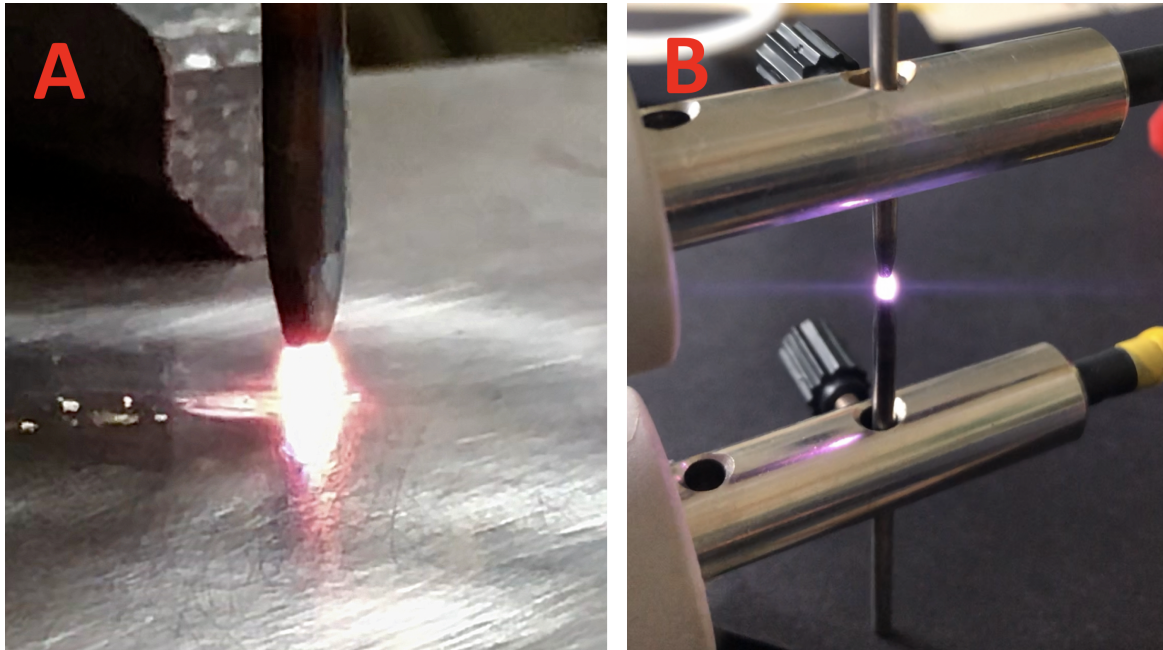


Figure 4.35 – Images des plasmas obtenus

Le plasma de l'illustration de **gauche** (Figure 4.35.A) a nécessité l'utilisation d'un tournevis pour l'amorce. La distance entre le clou et la plaque était alors d'environ 2mm.

Lors des dernières mesures, des tests ont pu être effectués avec la fonction « Ignition » du logiciel de contrôle LabView. Cette fonction permet d'envoyer une puissance élevée (200W par exemple) durant quelques secondes après quoi elle diminue à une puissance plus faible, 30W par exemple. Les capacités de la MatchBox peuvent varier pour chaque puissance, mais pas la fréquence. Cette fonction a permis au plasma présenté sur l'image de **droite** (Figure 4.35.B) de « s'autoamorcer ». La distance entre les deux électrodes était de 0,5mm avec une puissance de consigne fixée à 200W pour l'amorce. Lors de la prise de la photo, uniquement 30W étaient nécessaires pour le maintien du plasma.

L'image ci-dessous (Figure 4.36) montre la forte concentration de chaleur à l'endroit où le plasma est généré. Ceci engendre la fonte de la pointe du clou, raison pour laquelle la distance entre le clou et la plaque doit être constamment contrôlée.



Figure 4.36 – Chaleur engendrée par le plasma

## 5 Conclusion

### 5.1 Problèmes rencontrés

Dans la gamme des radiofréquences, tout a un impact sur les mesures. Les câbles d'alimentation présentent des inductances linéiques pouvant, dans certains cas, être plus grandes que l'inductance magnétisante du transformateur. La longueur des câbles doit par conséquent être minimale. Le fait de torsader les câbles engendre une inductance résultante encore plus élevée, et n'est donc pas conseillé.

La caractérisation des composants de chaque transformateur a nécessité près de 3 semaines en raison de la difficulté à trouver des méthodes fiables. De plus, chaque méthode a été validée par une démonstration mathématique, une simulation ou une mesure avec un composant de valeur connue comme preuve.

Le choix des appareils de mesures a posé de nombreux problèmes en raison de la bande passante (plus de 15MHz) et des gammes de mesures (plus du kV). Les sondes utilisées pour les mesures de tension ajoutent des capacités parasites pouvant avoir un impact de plus de 2MHz sur la position de la résonance. La capacité de la sonde doit être bien définie et ajoutée dans les simulations.

De plus, lors de l'utilisation du transformateur avec un point milieu, les sondes passives doivent être remplacées par des sondes de tension actives différentielles n'engendrant aucun problème au niveau des masses. Ce problème a été remarqué lorsque le secondaire du transformateur, quasiment symétrique en théorie, fournissait des tensions totalement asymétriques entre ses deux enroulements (2kV pour la bobine supérieure et 200V pour l'inférieure). Le montage des appareils de mesures doit donc être très précis afin de ne jamais créer de boucle de courant non souhaitée.

La sonde de mesure de tension et courant hautes fréquences « Solalyl Vigilant » déjà utilisée lors de travaux précédents a présenté des défauts au niveau des connecteurs. Les signaux de mesure étaient affectés par la position du câble. La gaine d'isolation fut dans un premier mise en cause, mais après réparation les mesures n'étaient toujours pas cohérentes. Diverses tentatives ont été entreprises pour la réparation, mais en vain. Le vendredi 8 juin, la sonde fut envoyée à l'usine pour une révision complète. A son retour, la sonde a été testée sur l'installation, puis confrontée à d'autres mesures pour des résultats similaires. La sonde peut à présent être utilisée ; un filtre est néanmoins nécessaire en entrée de l'oscilloscope afin de diminuer les harmoniques mesurées.

Les masses ont posé des problèmes tout au long du projet. Exemple à basse puissance, avec le câble de transfert de données entre l'oscilloscope et l'ordinateur qui engendre des perturbations sur les valeurs mesurées. Dans les MHz, la mise à terre ne peut plus être considérée comme telle en raison de la résistance du câble qui augmente fortement (Effet pelliculaire). De grosses perturbations peuvent également survenir sur des installations inattendues lors des mesures à haute puissance. Exemple avec la pompe de circulation d'un méthaniseur<sup>23</sup> qui subit des coupures d'alimentation à chaque enclenchement du générateur HF.

L'échauffement rapide du transformateur a été un frein aux mesures haute puissance. L'Auto-Match effectue une « recherche » des paramètres optimaux afin d'avoir une réflexion de puissance minimale, cependant de forts pics de courant sont fréquemment envoyés au transformateur, ce qui a eu pour effet d'en brûler plus d'un.

Le tore utilisé lors de ce projet possédait une perméabilité relative trop faible. Le flux magnétique n'arrivait donc pas à se reboucler ce qui ne permettait pas une bonne transmission de puissance entre les enroulements (facteur de couplage inférieur à 0,4).

---

23. Autre projet développé dans le laboratoire

## 5.2 Améliorations futures

### **Courbe de Phase :**

Lors des mesures manuelles et par analyseur de spectre, il serait intéressant de relever la courbe de phase. Cette dernière pourrait fournir un grand nombre d'informations sur le rôle et la valeur de chaque composant du transformateur. Il serait dès lors possible de réaliser des simulations plus précises.

### **Appareillage plus précis :**

L'utilisation d'un oscilloscope plus performant permettrait d'obtenir des mesures sur de plus longues durées afin d'avoir de meilleures courbes de puissance instantanée. De plus, la détection du claquage du plasma pourrait devenir bien plus aisée.

### **Limitation du courant :**

Un système de limitation du courant sur l'alimentation Barthel permettrait d'utiliser le transformateur à sa fréquence de résonance. Le paradoxe entre une tension ou un gain élevé n'existerait plus, et des tensions nettement plus élevées pourraient être atteintes au secondaire du transformateur. La section du fil secondaire devrait alors être revue à la hausse, mais la fonction « Ignition », qui permet l'amorce du plasma sans le tournevis, pourrait être utilisée plus aisément.

### **Refroidissement :**

Un dispositif permettant une meilleure dissipation de la chaleur devrait être développé. A l'heure actuelle, les mesures à haute puissance ne peuvent être enchaînées les unes après les autres, ce qui pose un réel problème. La piste du refroidissement à l'eau n'a pas abouti, mais l'air comprimé a quant à lui montré des signes encourageants. L'air doit être bien dirigé dans les bobinages et contre le noyau. Un noyau pourrait être conçu à l'imprimante 3D avec des rainures et un système de raccordement des tuyaux.

### **Sécurisation :**

L'entier de l'installation de plasma doit être revue et sécurisée. Ce projet ne peut pas être utilisé tel quel pour des laboratoires (pour les étudiants) en raison des niveaux de tension en jeu.

### **Caméra haute vitesse et électrode à trous submillimétriques :**

Utilisation d'une caméra à haute vitesse afin de contrôler que le plasma est bien permanent. De plus, le transformateur pourrait être testé avec des dispositifs de plasma différents, comme par exemple des électrodes à trous submillimétriques. Des essais de plasma dans plusieurs trous simultanément pourraient être menés.

### **Perméabilité relative :**

Si un tore avec une perméabilité relative légèrement plus élevée était disponible sur le marché, des essais pourraient à nouveau être effectués. La transmission de puissance sur un tore ne pourrait qu'être meilleure que sur le noyau en plastique.

### 5.3 Conclusion

Un transformateur avec une résonance proche de 13[Mhz] a été conçu, et l'objectif consistant à obtenir une tension supérieure au kV au secondaire est atteint. Cette tension permet l'enclenchement et le maintien d'un plasma à pression atmosphérique sur une distance d'environ 0,5mm.

Un modèle de transformateur sur LTspice a été établi et validé par différentes méthodes (mesures manuelles et analyseurs de spectre). Celui-ci peut être réutilisé pour la simulation du comportement fréquentiel ou même pour une analyse des puissances instantanées. Une erreur de quelques pourcents sur la valeur des mesures peut déjà avoir un impact de plusieurs MHz sur la position de la résonance et n'est donc pas à négliger.

Le comportement en fréquence de plusieurs transformateurs a pu être observé par des mesures manuelles ou par analyseur de spectre. Ces mesures avaient pour objectif principal de définir le comportement fréquentiel exact du transformateur, mais elles ont aussi permis de valider le modèle et les méthodes utilisées pour la caractérisation des composants. Les résultats obtenus sont tous cohérents, et un transformateur se démarque. En effet, le bobinage sur un noyau de PVC de 6mm de diamètre, avec 12 spires au primaire et 44 au secondaire (contre le noyau) permet d'obtenir une résonance à 15[MHz] qui aura tendance à diminuer lors de l'ajout du montage, des sondes de mesures, etc. pour arriver proche des 13,56[MHz] souhaités.

Des essais, avec le montage de génération de plasma complet, ont été menés. Une tension secondaire de plus de 1,5kV crête a pu être obtenue. La distance entre les deux électrodes a cependant dû être diminuée de 1mm à 0,5mm pour que le plasma s'amorce seul. Les conditions de température et d'humidité de la salle peuvent être mise en causes. En effet, la valeur de 1kV/mm pour le claquage est théorique, des variations peuvent survenir en fonction des saisons. En hiver, l'humidité relativement faible augmente la tension nécessaire au claquage, tandis qu'en été, elle diminue. Il conviendrait donc d'avoir une tension secondaire encore plus élevée, en utilisant par exemple le transformateur à sa fréquence de résonance avec un limiteur de courant si cela est possible (c.f. Chapitre des améliorations futures).

Les résultats obtenus, avec les mesures de tension et de courant à l'amorce du plasma, ne permettent pas de confirmer avec certitude que le plasma est constant. Une première preuve a malgré tout été apportée par le fait que le courant secondaire reste stable durant plus d'une microseconde lorsqu'un plasma est actif. L'utilisation d'une caméra haute vitesse et des mesures sur des durées plus élevées pourraient fournir de nouvelles preuves.

Le refroidissement et la sécurité doivent être revus au plus vite afin d'éviter des accidents ou des brûlures. Le modèle du transformateur sur LTspice, les consignes données pour le bobinage, les setups ainsi que les démonstrations d'un grand nombre de facteurs perturbants devraient permettre de réaliser et de caractériser rapidement de nouveaux transformateurs. De nombreuses pistes restent encore inexplorées. De nouvelles configurations de plasma, plus enclines aux mesures de tension et de courants, pourraient être développées. La « mise à terre » doit quant à elle être revue afin d'éviter tout endommagement des installations à proximité.

### Date et Signature

Sion, le 17 août 2018

Udressy Julien





## 6 Références

- [1] Y. Cordonier, « Travail de semestre : Source de plasma ponctuelle », HES-SO Valais-Wallis, 2016
- [2] Y. Cordonier, « Travail de diplôme : Source de plasma ponctuelle », HES-SO Valais-Wallis, 2016
- [3] Adam Lodes, Randy Curry, Atmospheric glow discharge plasma using a microhollow cathode device, University of Missouri-Columbia, 2009
- [4] H. Barankova and L. Bardos, Fused hollow cathode cold atmospheric plasma, University of Uppsala, 1999
- [5] Cordula Meyer, Richard Heming, Evgeny L. Gurevich, Ulrich Marggraf, Michael Okruss, Stefan Florek and Joachim Franzke, Radiofrequency driven and low cost fabricated microhollow cathode discharge for gaseous atomic emission spectrometry, 2010
- [6] Samuel Chevallier, « Cours les Transformateurs », HES-SO Valais-Wallis, 2017
- [7] Christophe Basso, How to deal with Leakage Elements in Flyback Converters, Semiconductor Components Industries, N°AD1679/D, 2015
- [8] Amirabbas Hadizade, Javad Naghibi Nasab, Morteza Aghaei and Shahriyar Kaboli, Investigations on Equivalent Circuit Models of High Frequency Transformers, Sharif University of Technology (SUT), Teheran (Iran), 2018

## 7 Bibliographie

Ridley Engineering, High Frequency Power Transformer Measurment And Modeling, <http://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/transformer-measurements.html>

Electronics Tutorials, Transformer Basics, <https://www.electronicstutorials.ws/transformer/transformer-basics.html>

Voltech, Handbook of Transformer Testing, <http://www.voltech.com/Articles/086-627%20Transformer%20Testing/086-627.pdf>

Fabiano Luiz Santos Garcia, Modélisation des composants électromagnétiques haute fréquence par la méthode des éléments finis, Energie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999

Yehui Han, Grace Cheung, An Li, Charles R. Sullivan & David J. Perreault, Evaluation of Magnetic Materials for Very High Frequency Power Applications, Laboratory for Electromagnetic and Electronic Systems, Massachusetts Institute of Technology, 2008

Maximilian Heindl, Stefan Tenbohlen, Juan Velásquez, Alexander Kraetge & René Wimmer, Transformer Modelling Based On Frequency Response Measurements for Winding Failure Detection, University of Stuttgart, Germany, 2010

Petrus A. Janse Van Rensburg and Hendrick C. Ferreira, The Role of Magnetizing and Leakage Inductance in Transformer Coupling Circuitry

Loïc Eggenschwiler, EOS-Holding CEM Smartgrids SCCER-FURIES WP3 : ACDC Interactions Modelling, Fribourg, 2016

Wade G. Enright, Transformer models for electromagnetic transient studies with particular reference to HVdc transmission, University of Canterbury, New Zealand, 1996



## 8 Annexes

Les documents suivants ont été annexés :

- Annexe n°1 : Anciens résultats posant problème pour le transformateur n°1
- Annexe n°2 : Influence des paramètres internes du transformateur sur la résonance
- Annexe n°3 : Analyses spectrales complètes des 7 transformateurs
- Annexe n°4 : Influence des paramètres externes du transformateur sur la résonance
- Annexe n°5 : Puissances instantanées en simulation

Un CD comprenant l'entier des mesures, résultats, photos, etc. figure en dernière page.

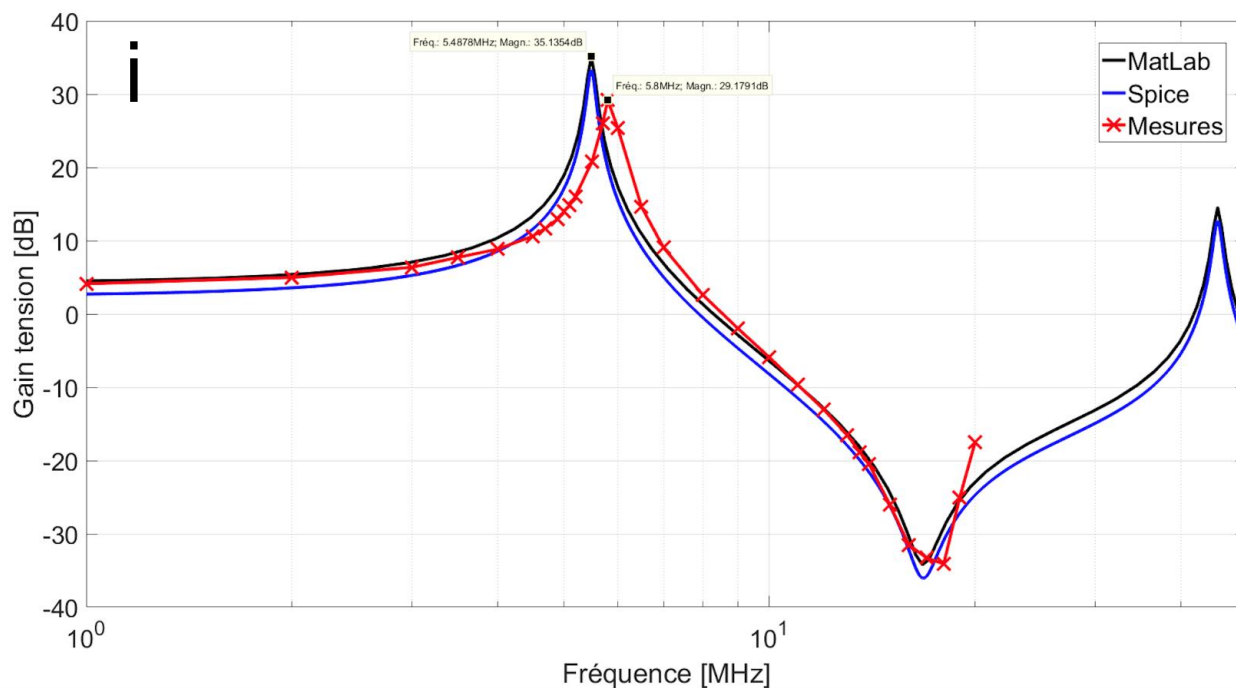
---

# Annexe n°1

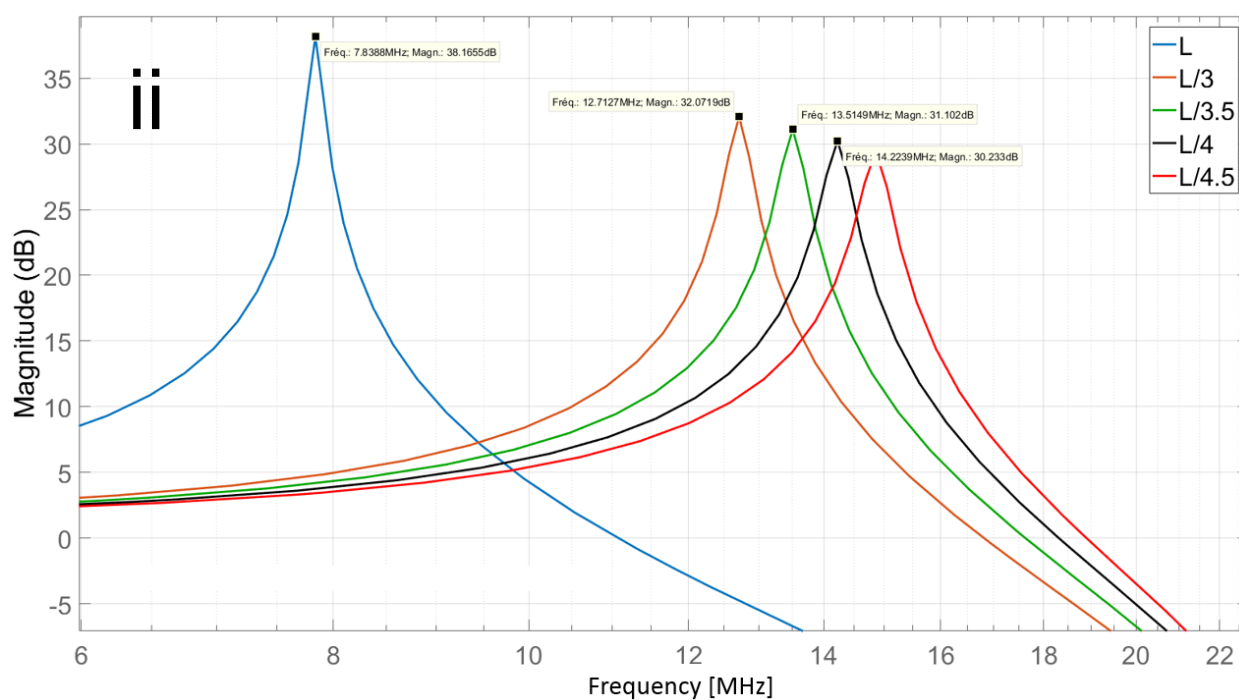
---

Anciens résultats du  
transformateur n°1 (1A)

## Résultats posant problème lors de la partie n°1



Comparaison des résultats avec sonde Pewatron



Variation précise de l'inductance avec sonde Pewatron

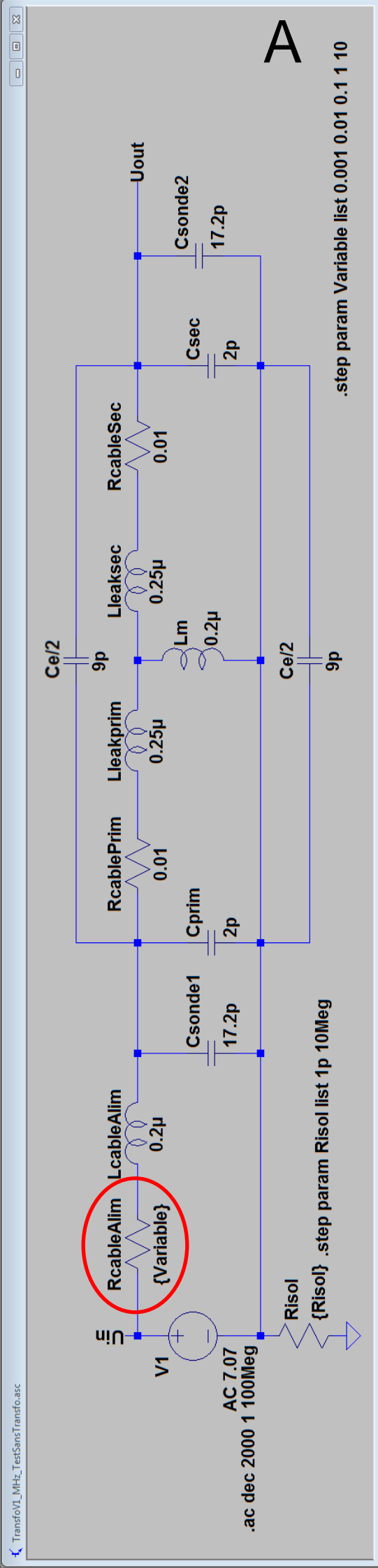
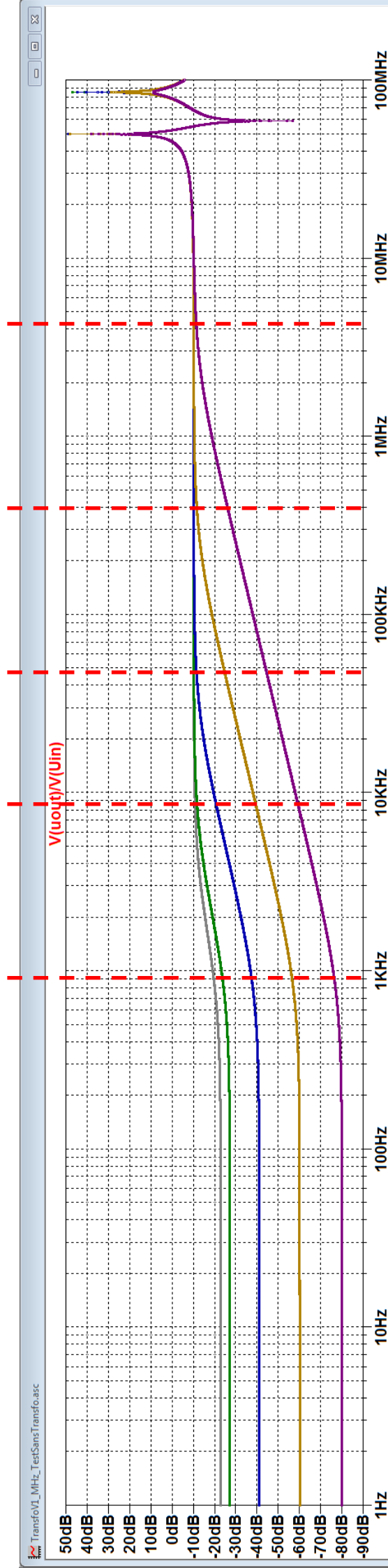
---

# Annexe n°2

---

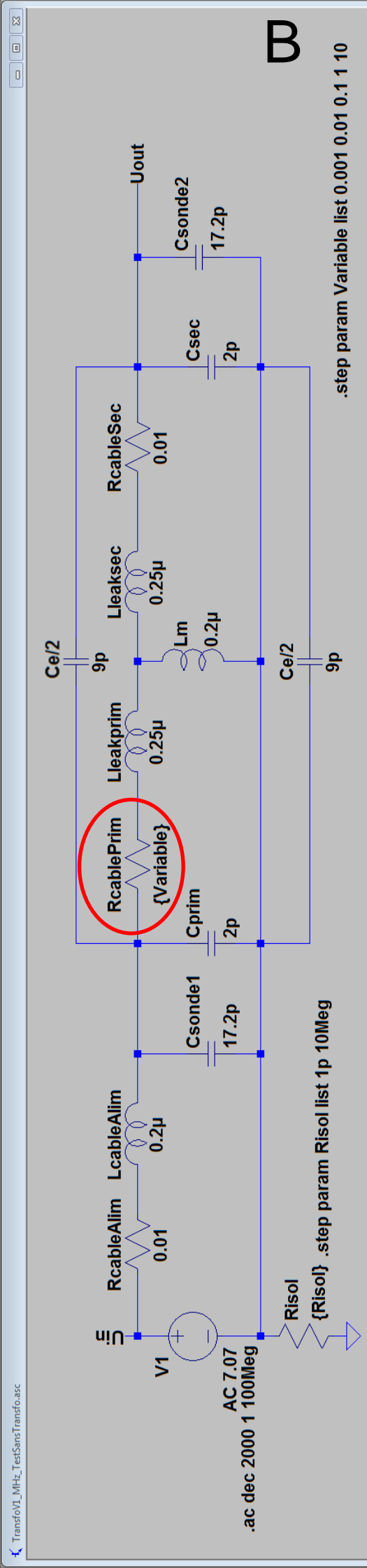
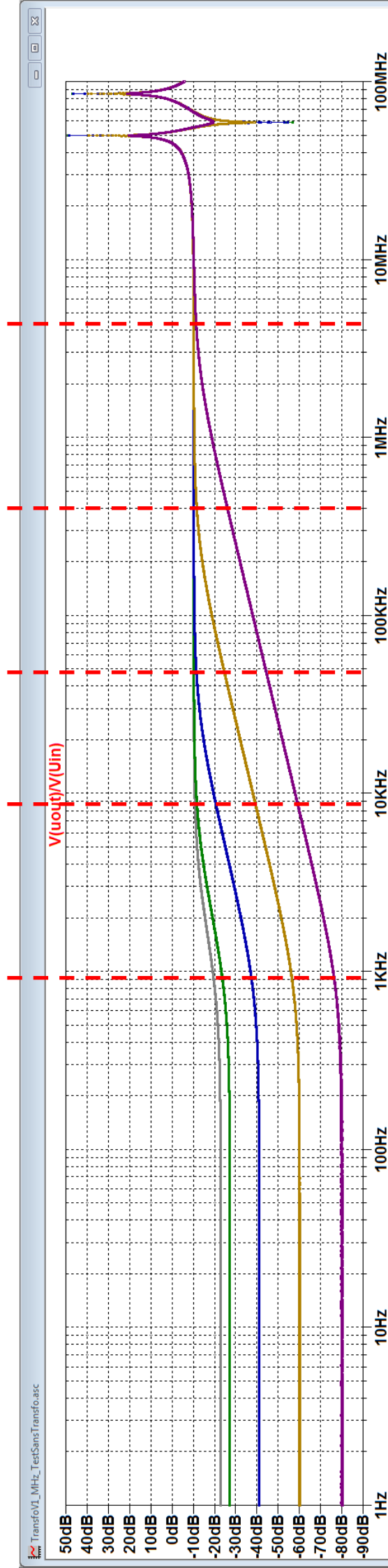
Influence des paramètres  
internes (2A...N)

# RcableAlim augmente



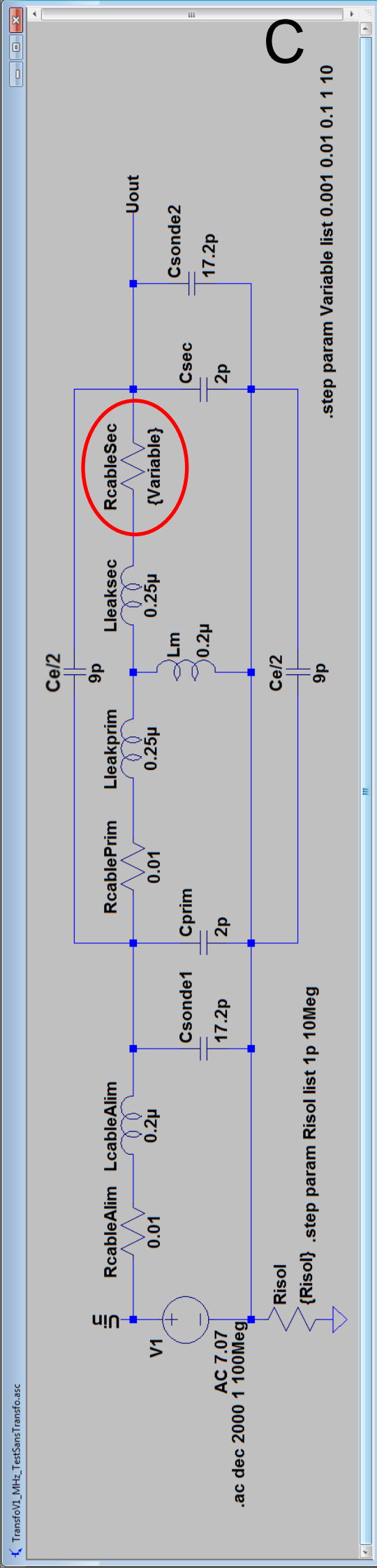
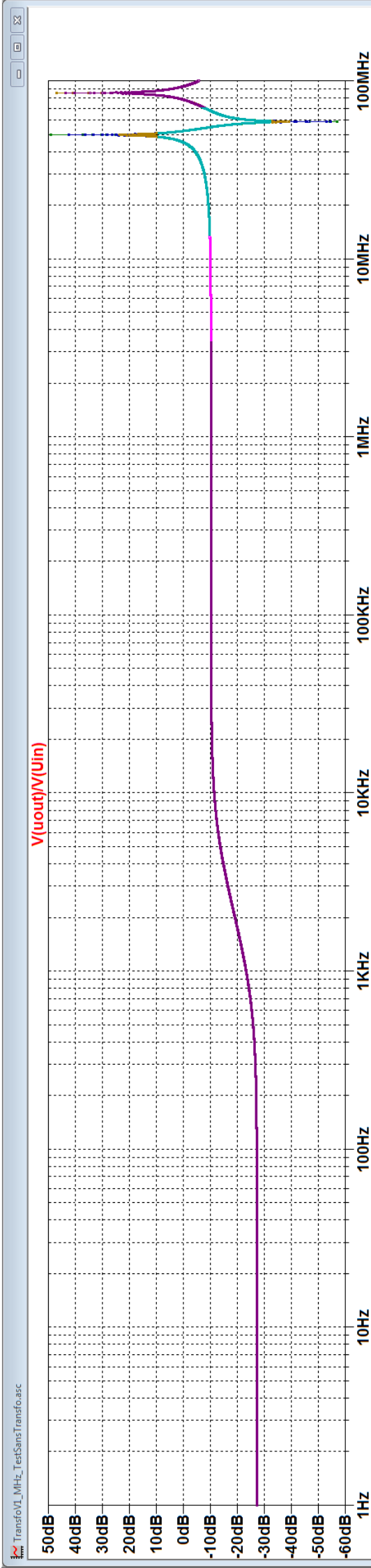
A

# RcablePrim augmente

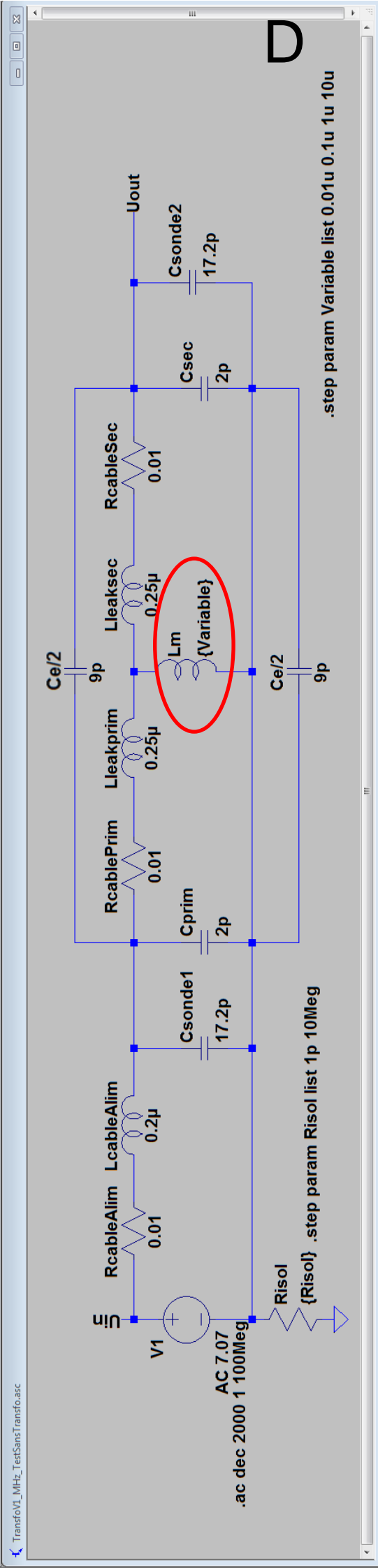
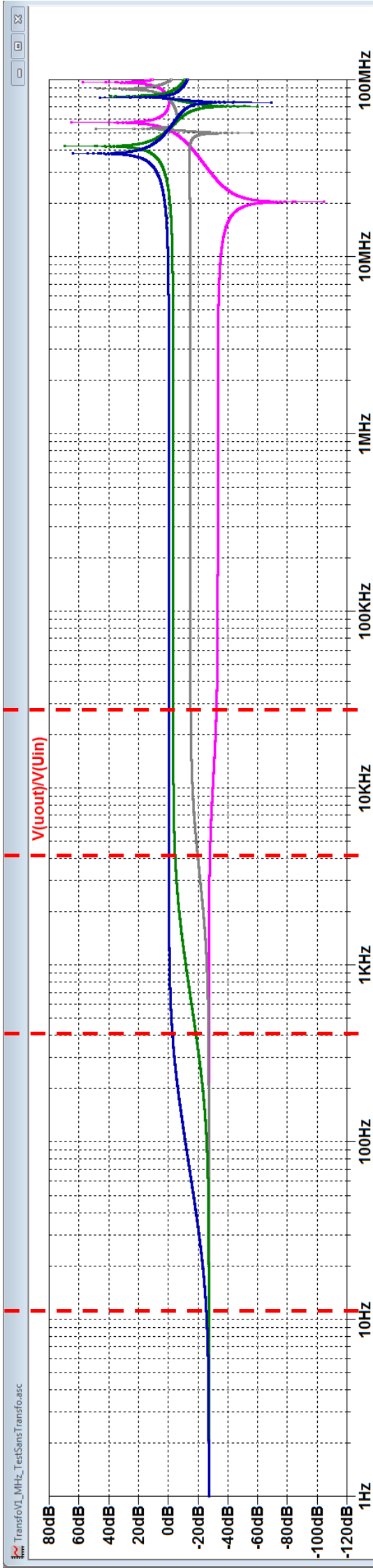


B

# RcableSec augmente

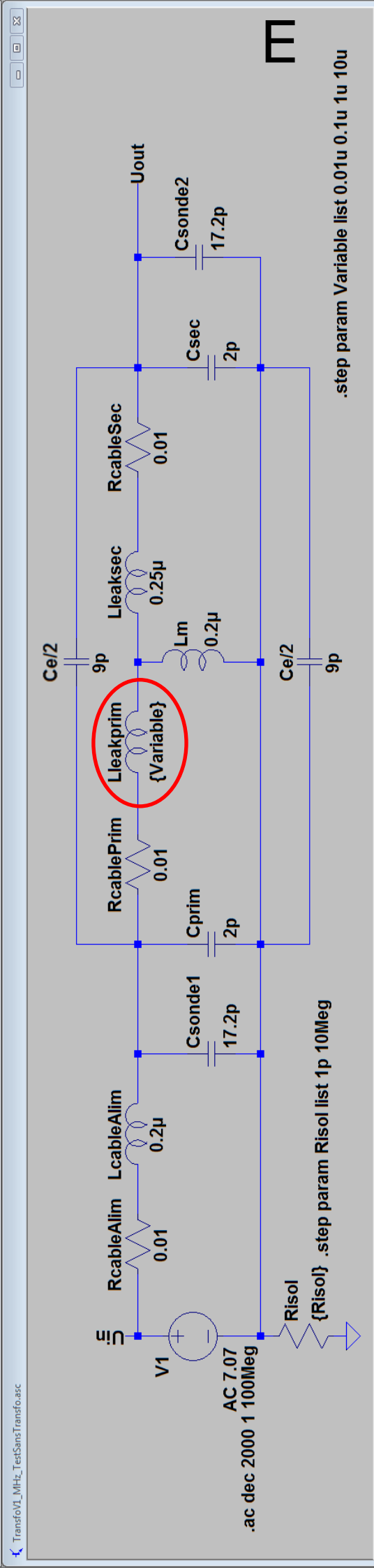
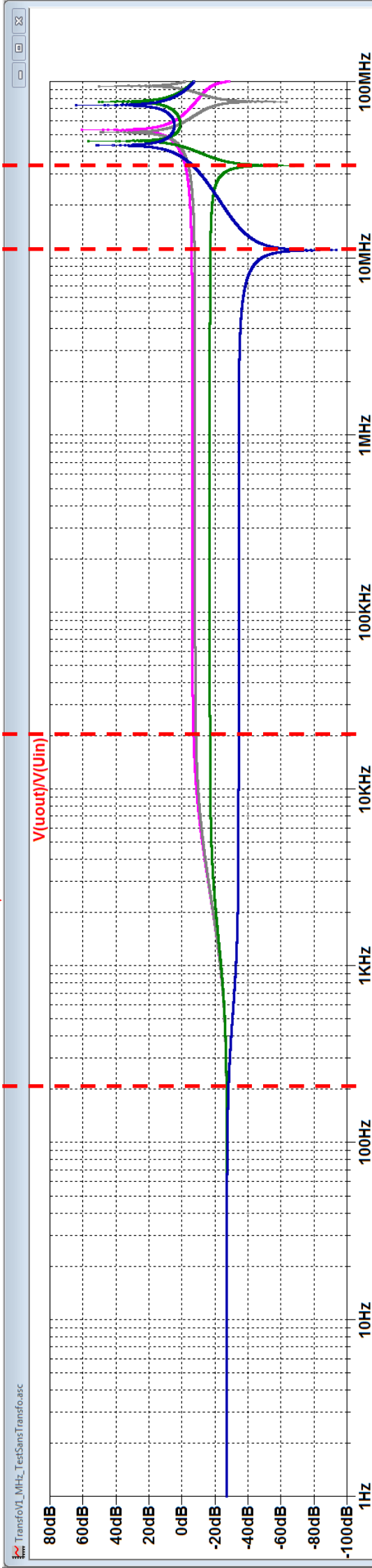


Lm augmente

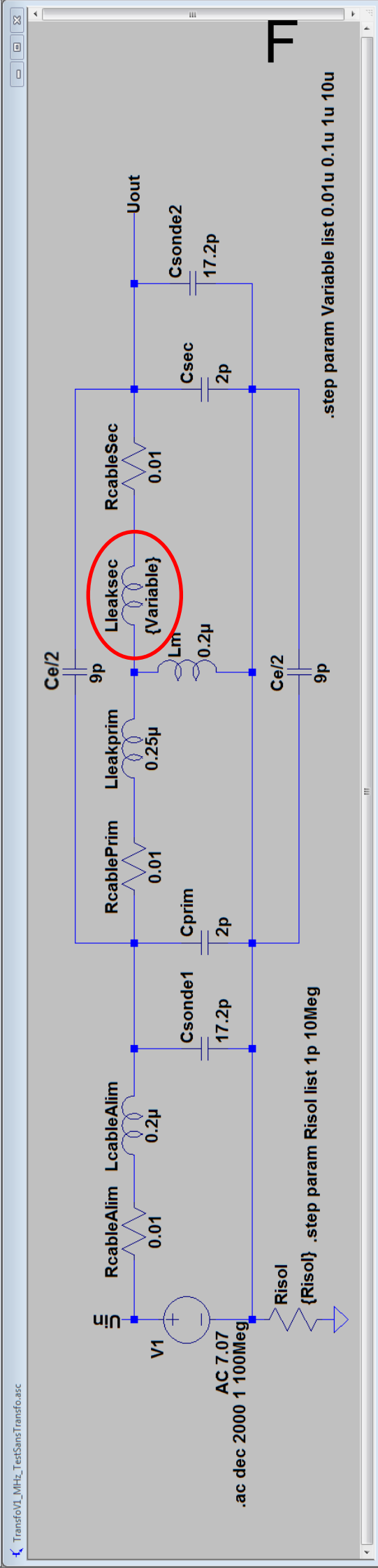
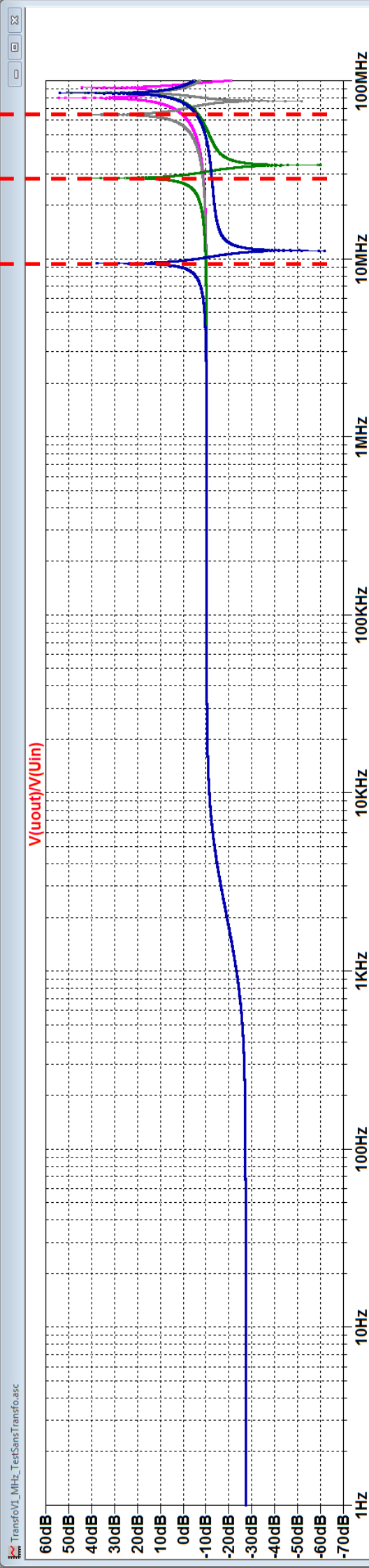




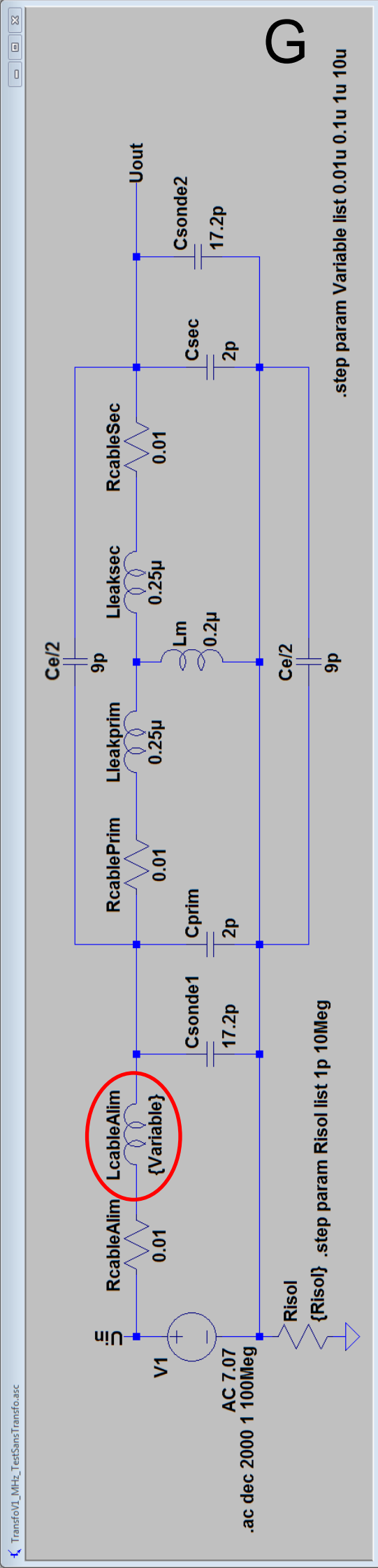
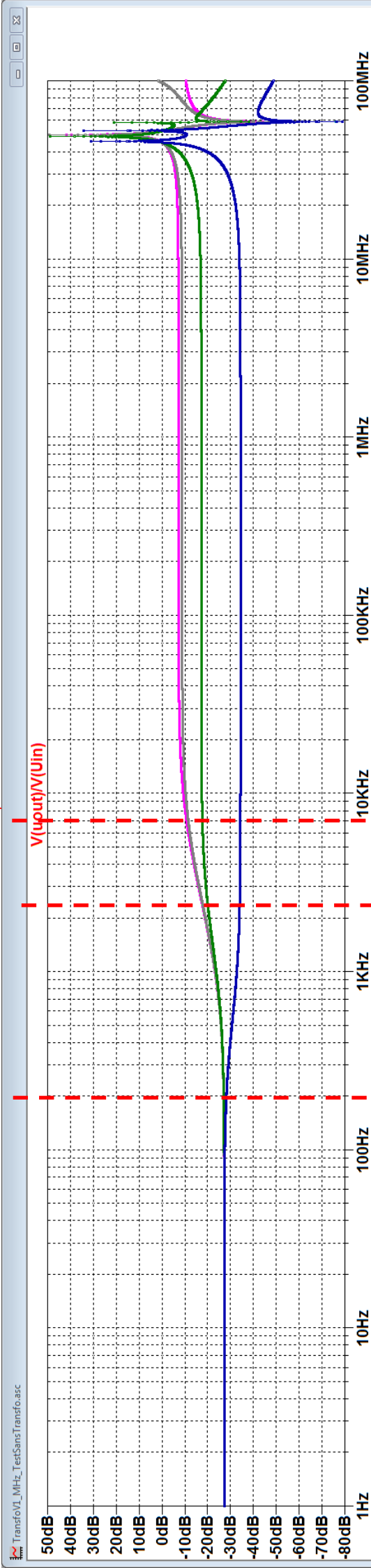
# LleakPrim augmente



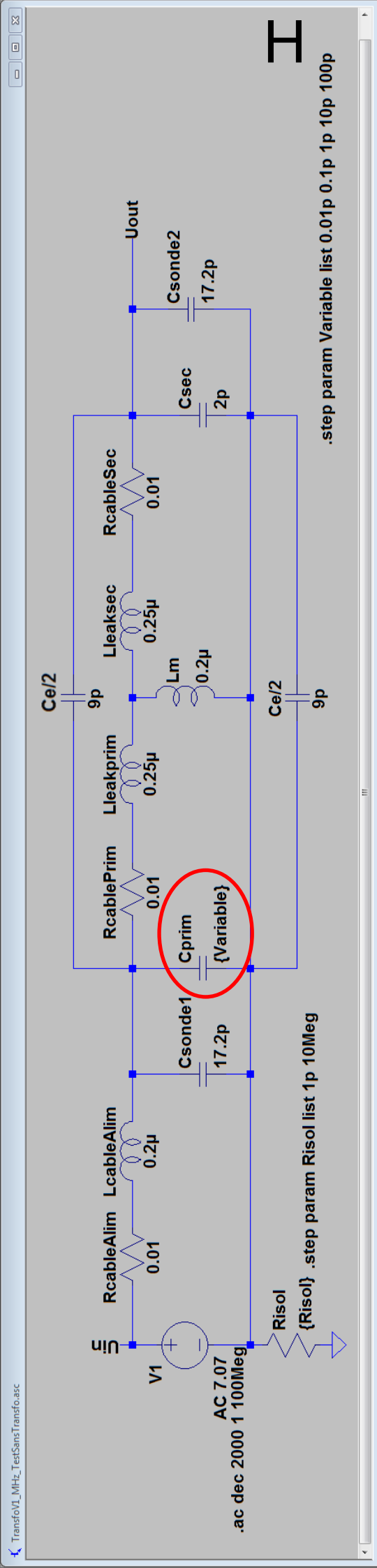
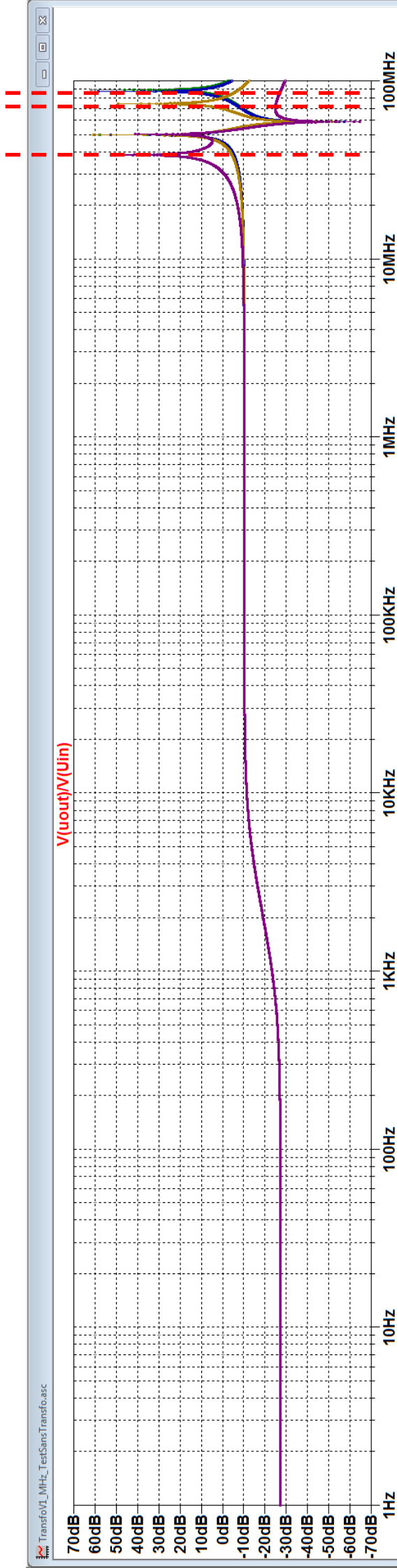
# LeakSec augmente



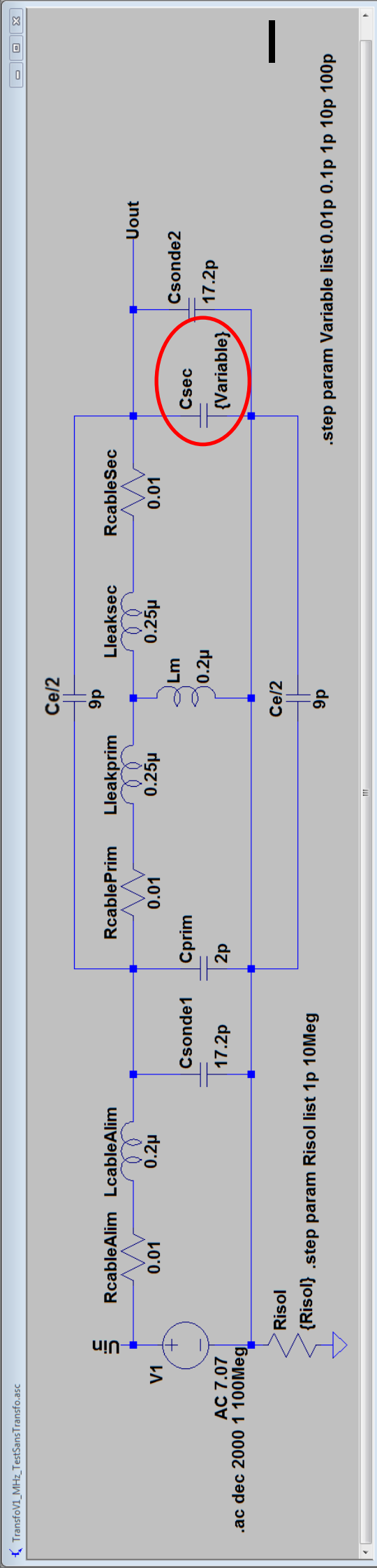
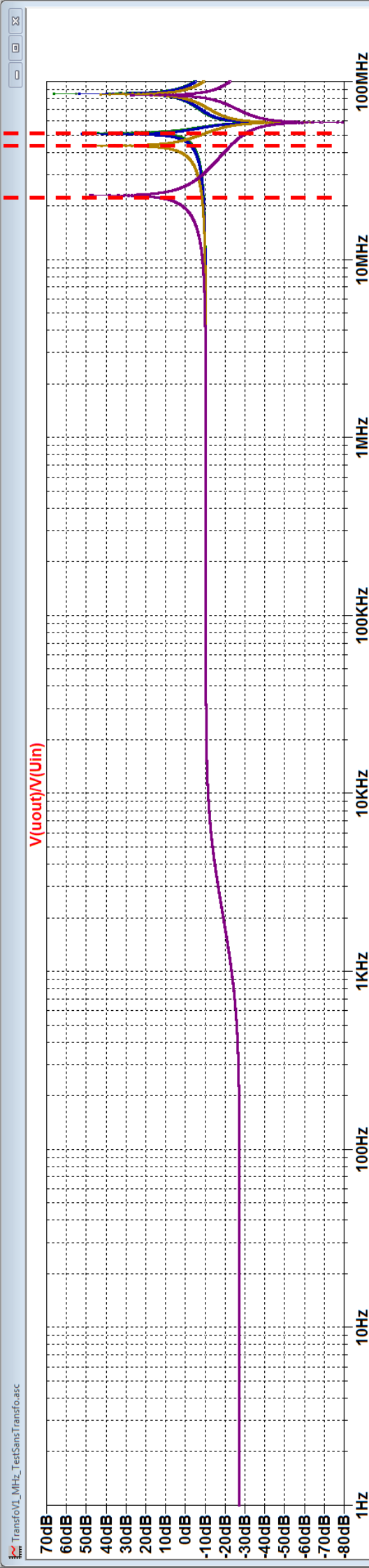
LcableAlim augmente



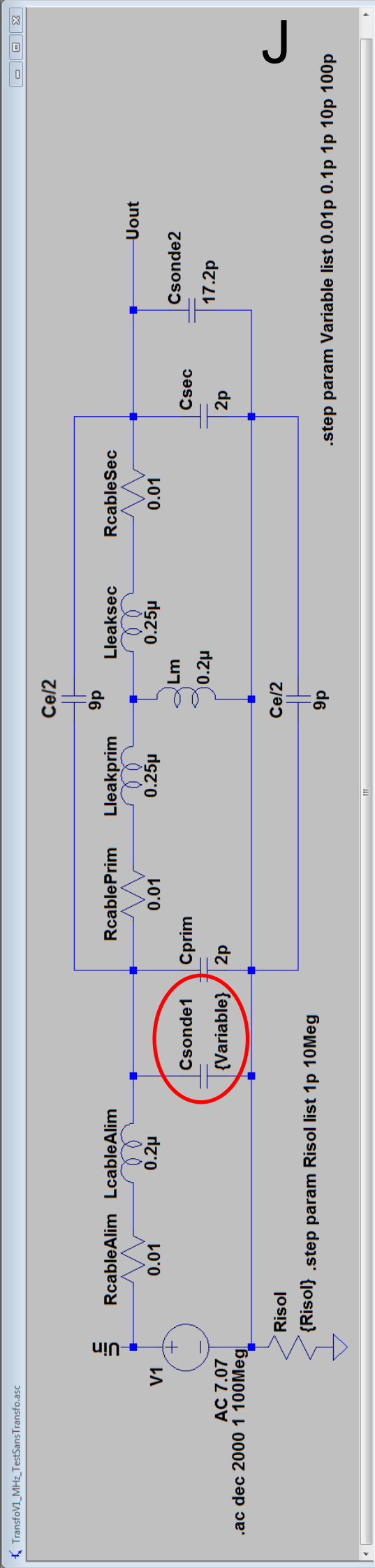
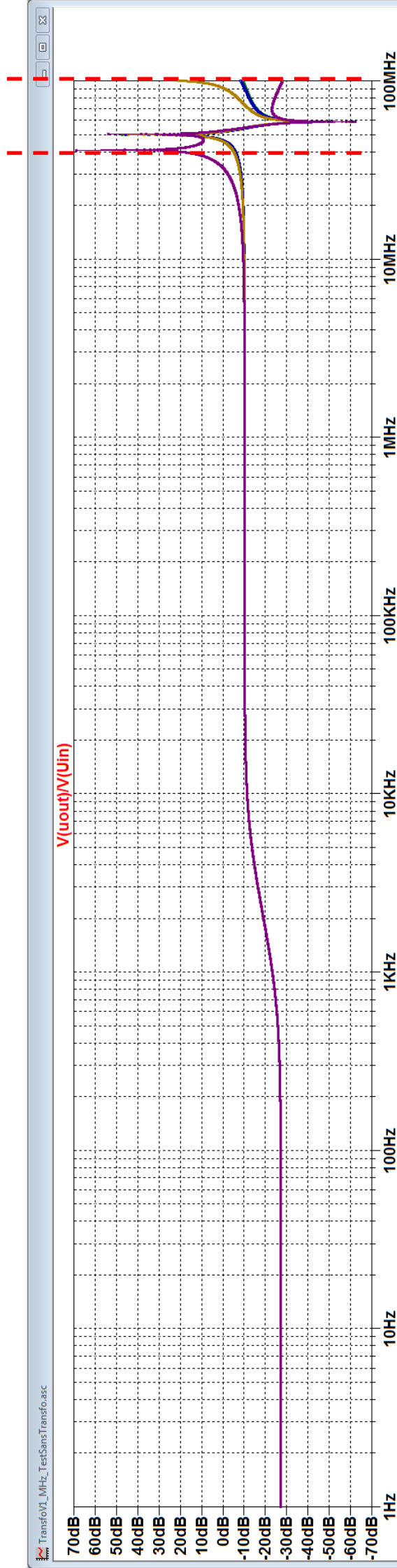
**Cprim augmente**



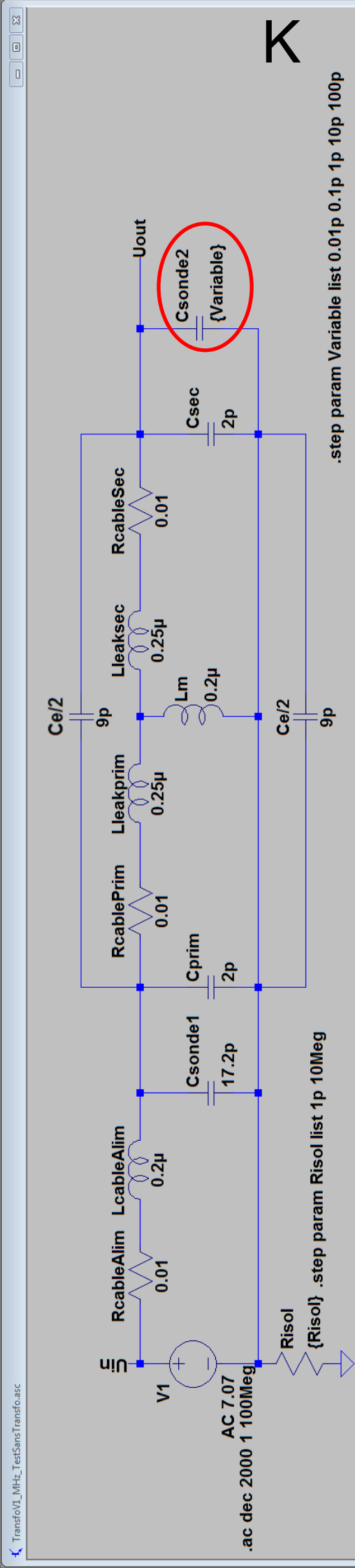
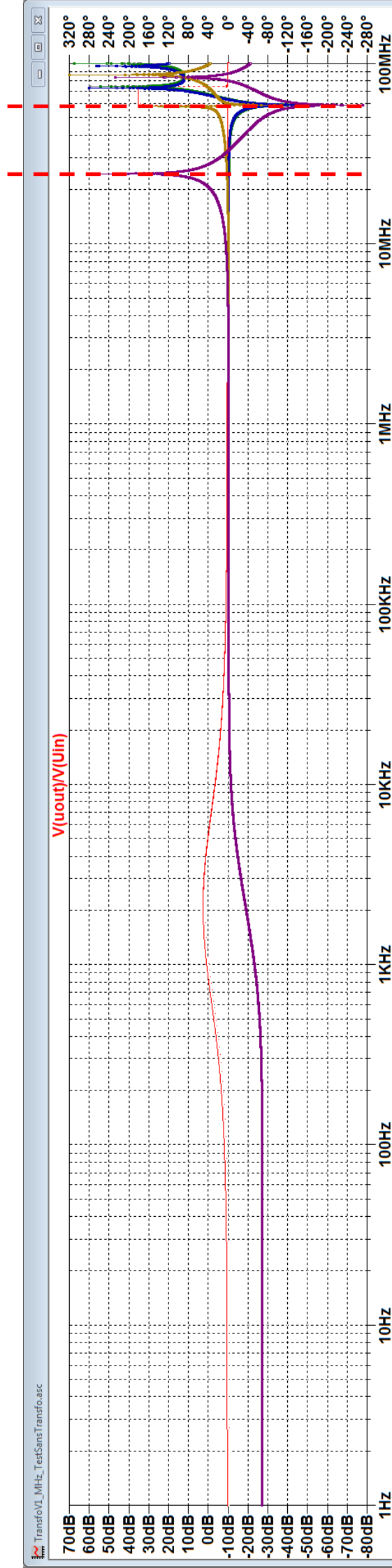
# Csec augmente



**Csonde1 augmente**



**Csonde2 augmente**



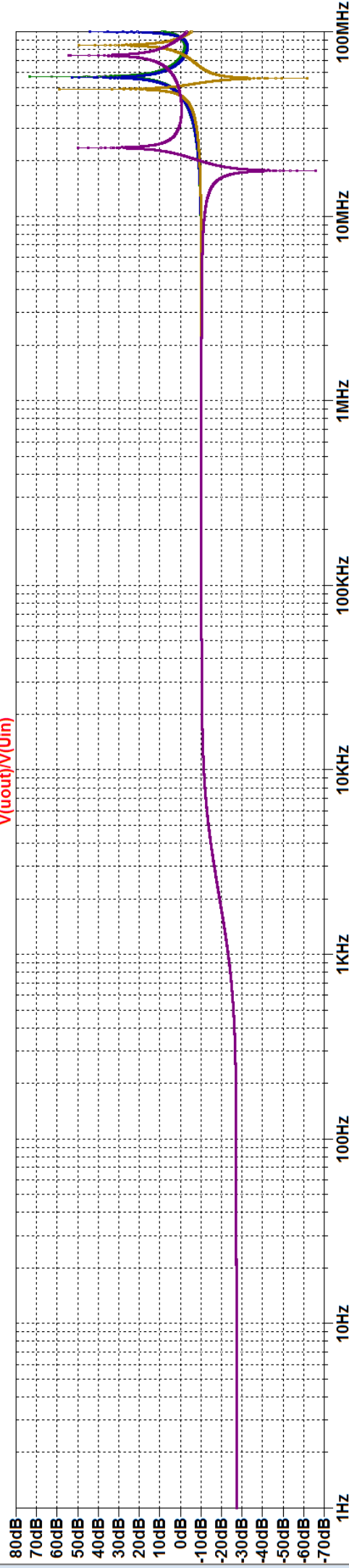


**Ce/2 augmente**

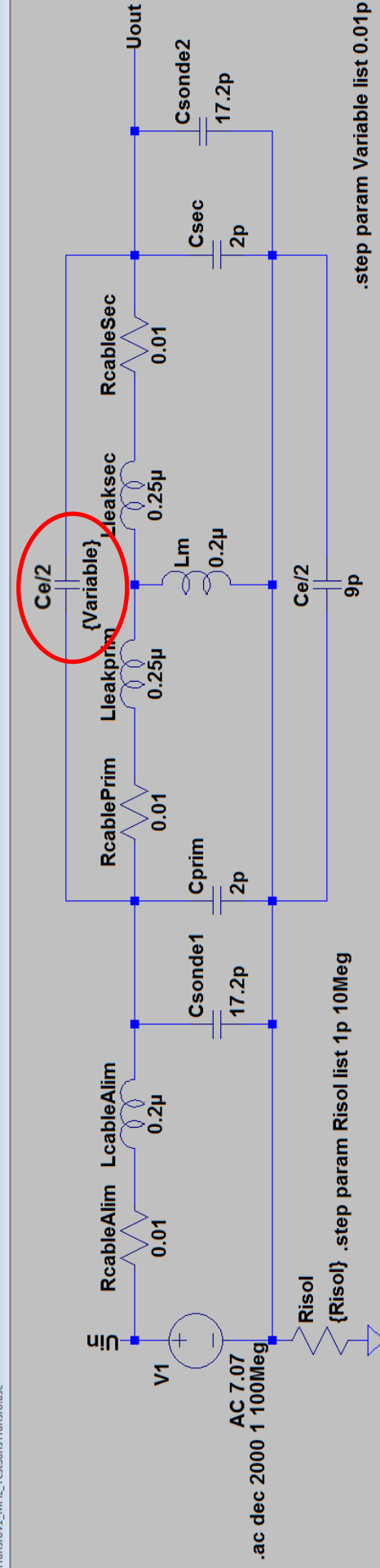


TransfoV1\_MHz\_TestSansTransfo.asc

V(uout)/V(uin)



TransfoV1\_MHz\_TestSansTransfo.asc

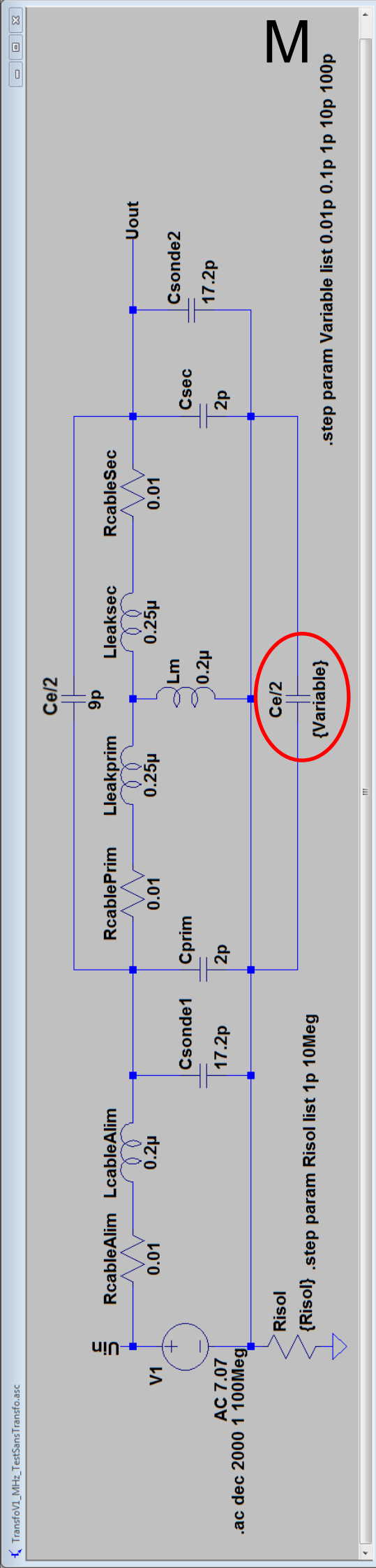
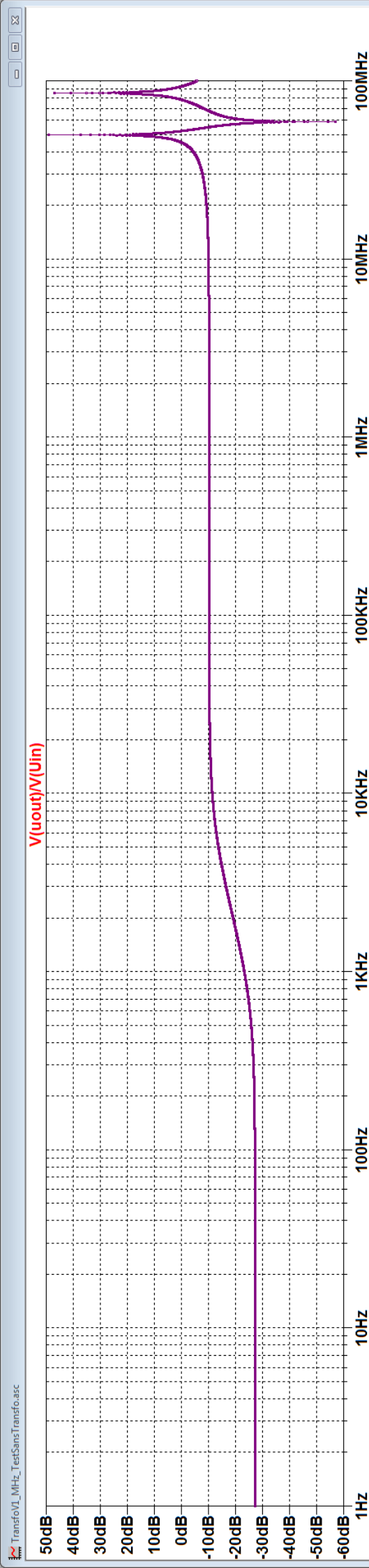


.ac dec 2000 1 100Meg {Risol} .step param Risol list 1p 10Meg

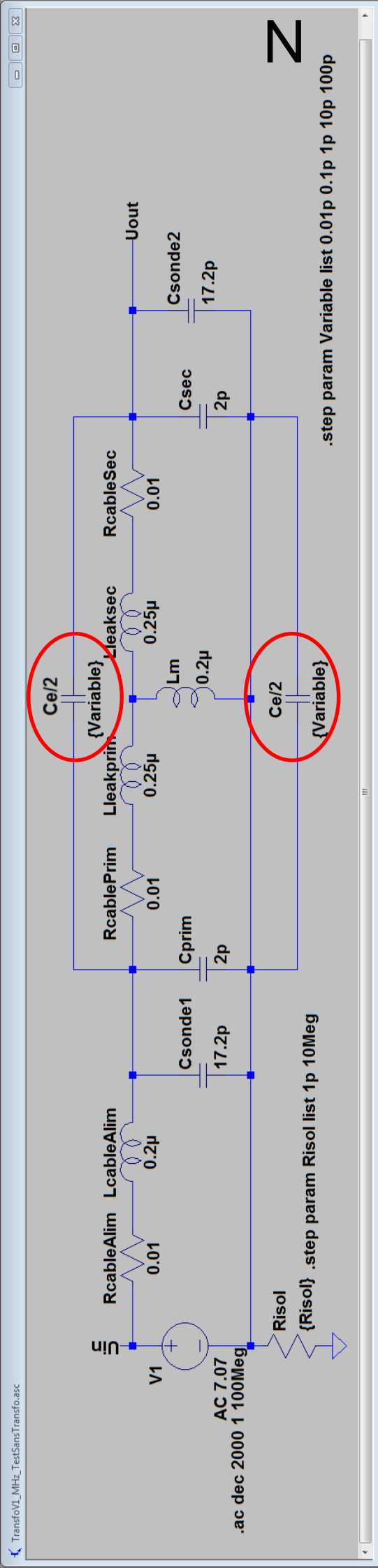
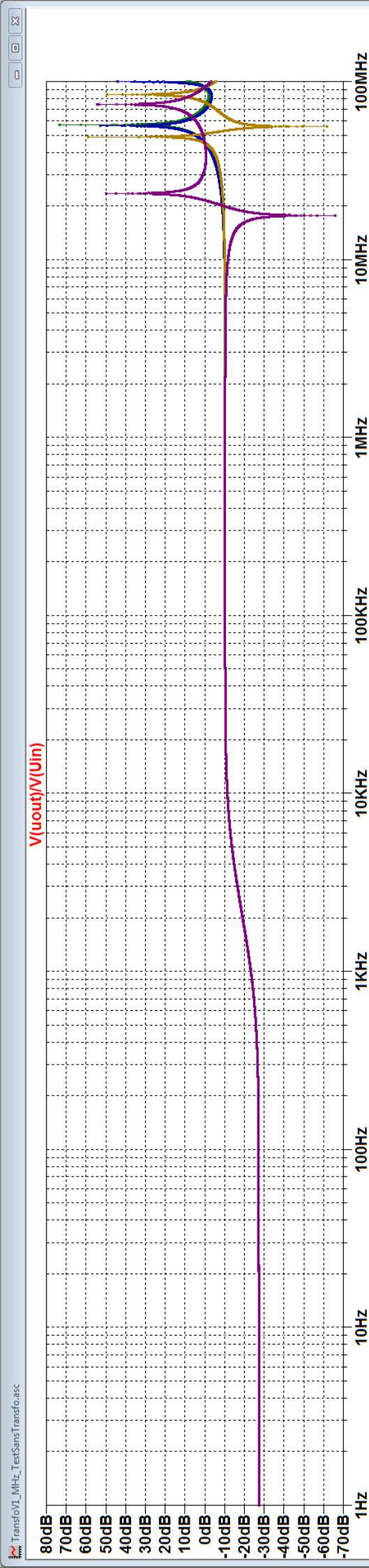
.step param Variable list 0.01p 0.1p 1p 10p 100p



# Ce/2 (masse) augmente



**2x Ce/2 augmente**



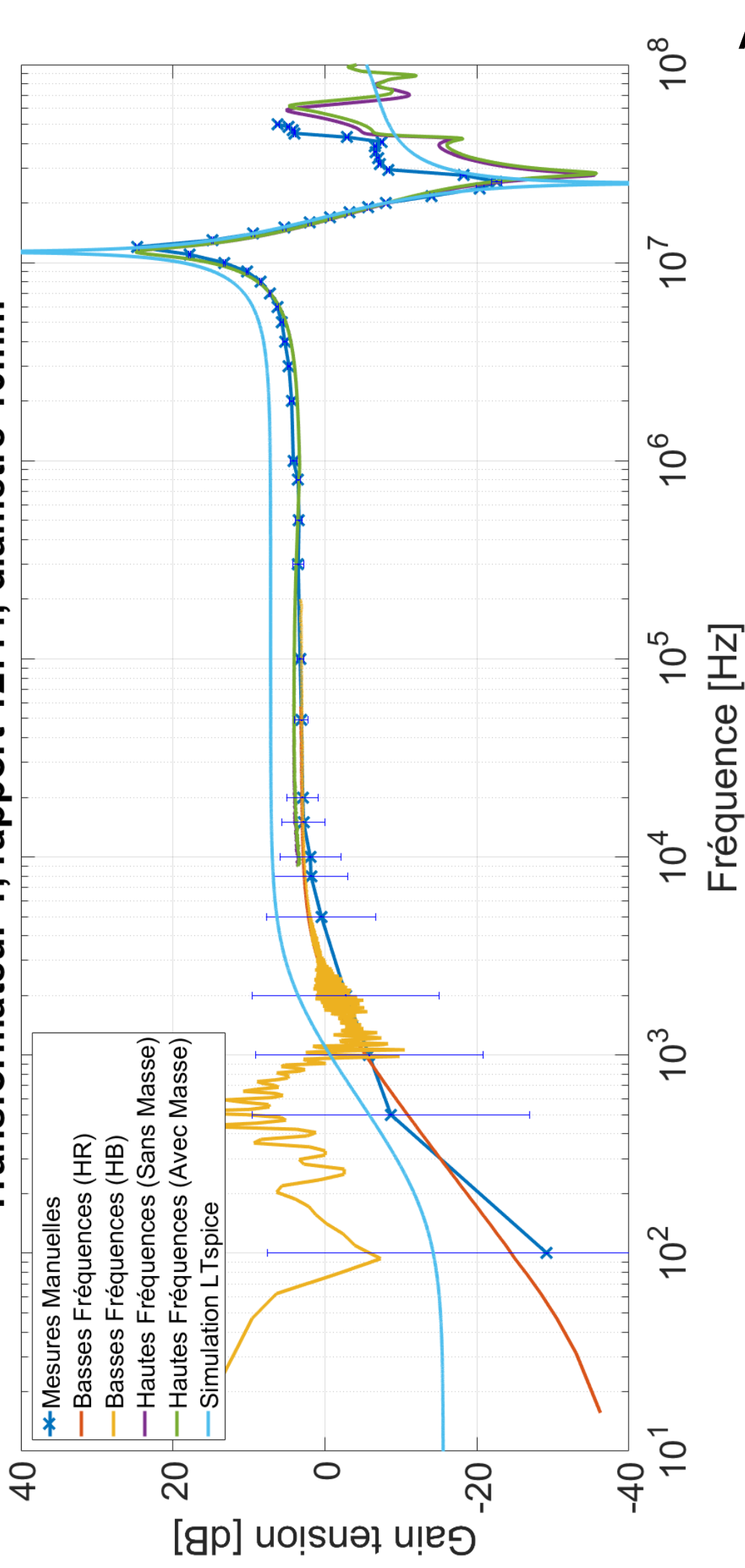
---

# Annexe n°3

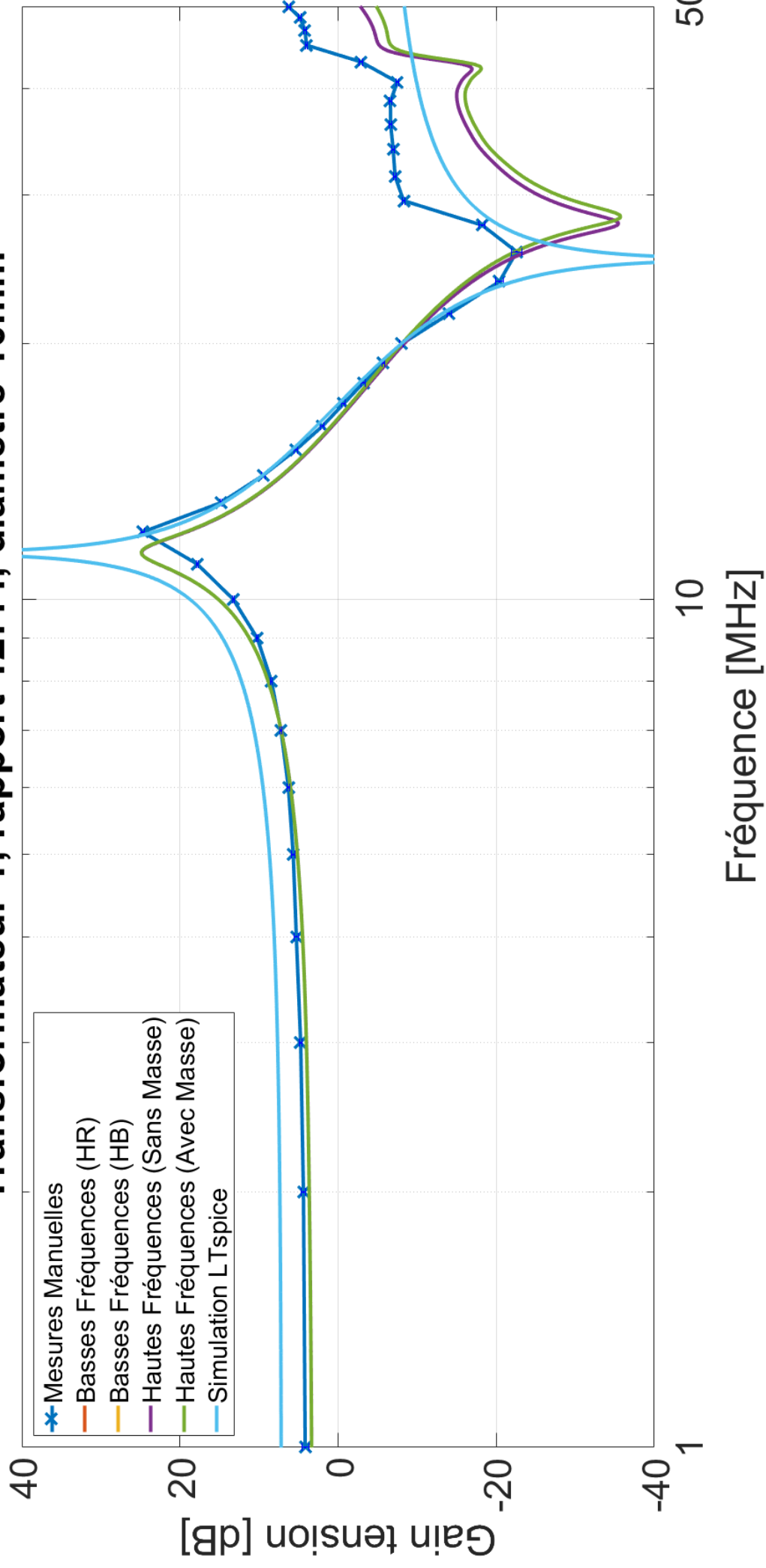
---

Analyses de spectre des  
transformateurs (3A...N)

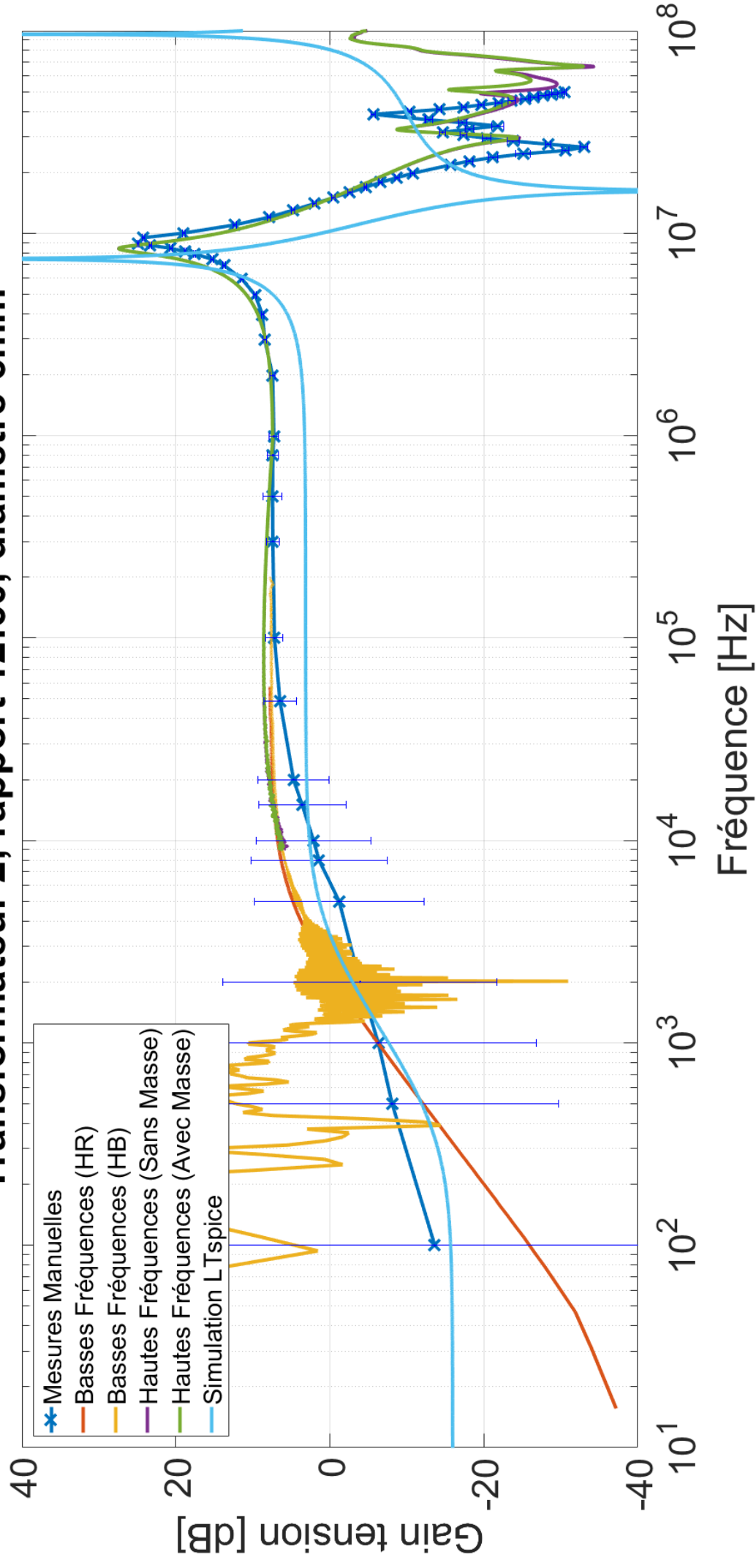
# Transformateur 1, rapport 12:44, diamètre 10mm



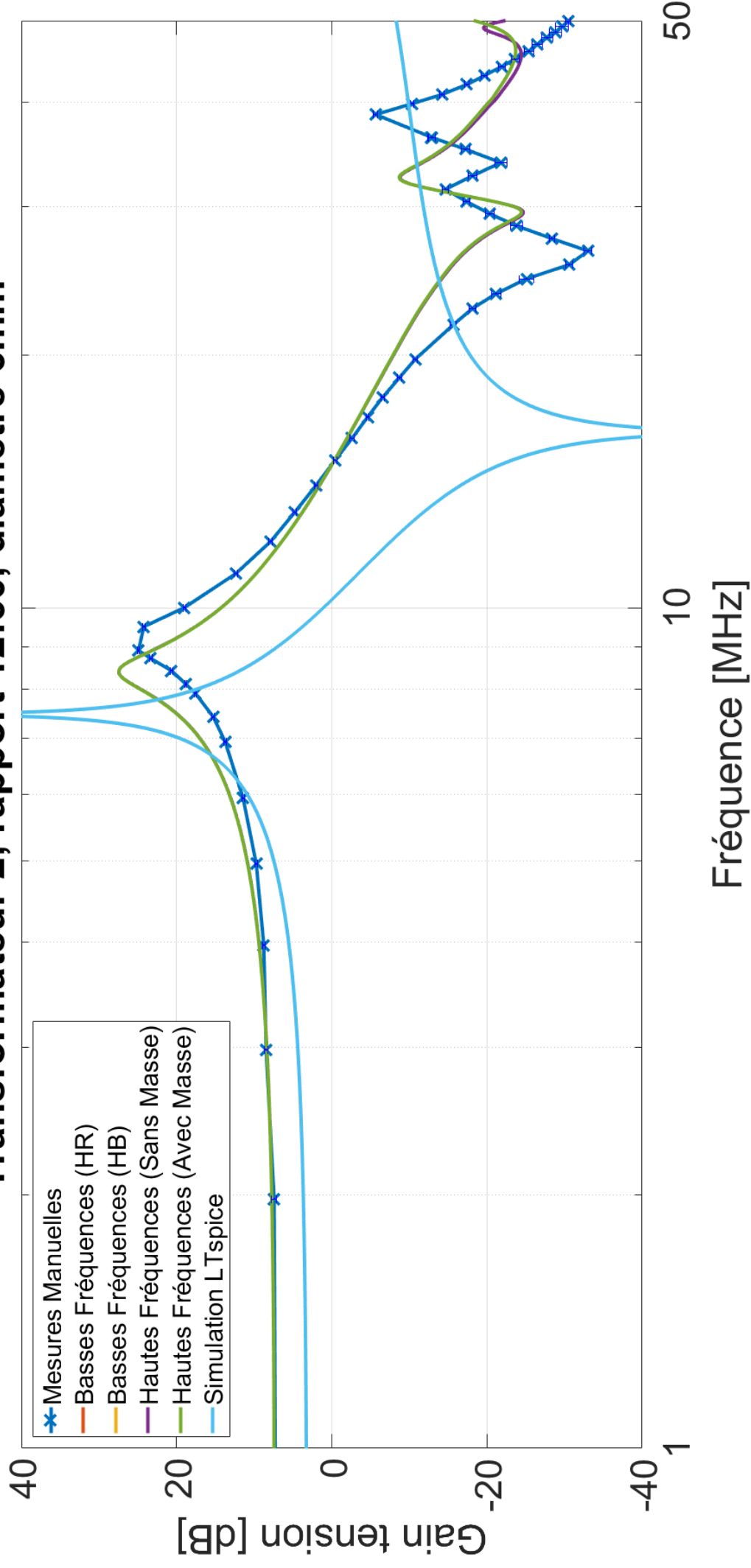
# Transformateur 1, rapport 12:44, diamètre 10mm



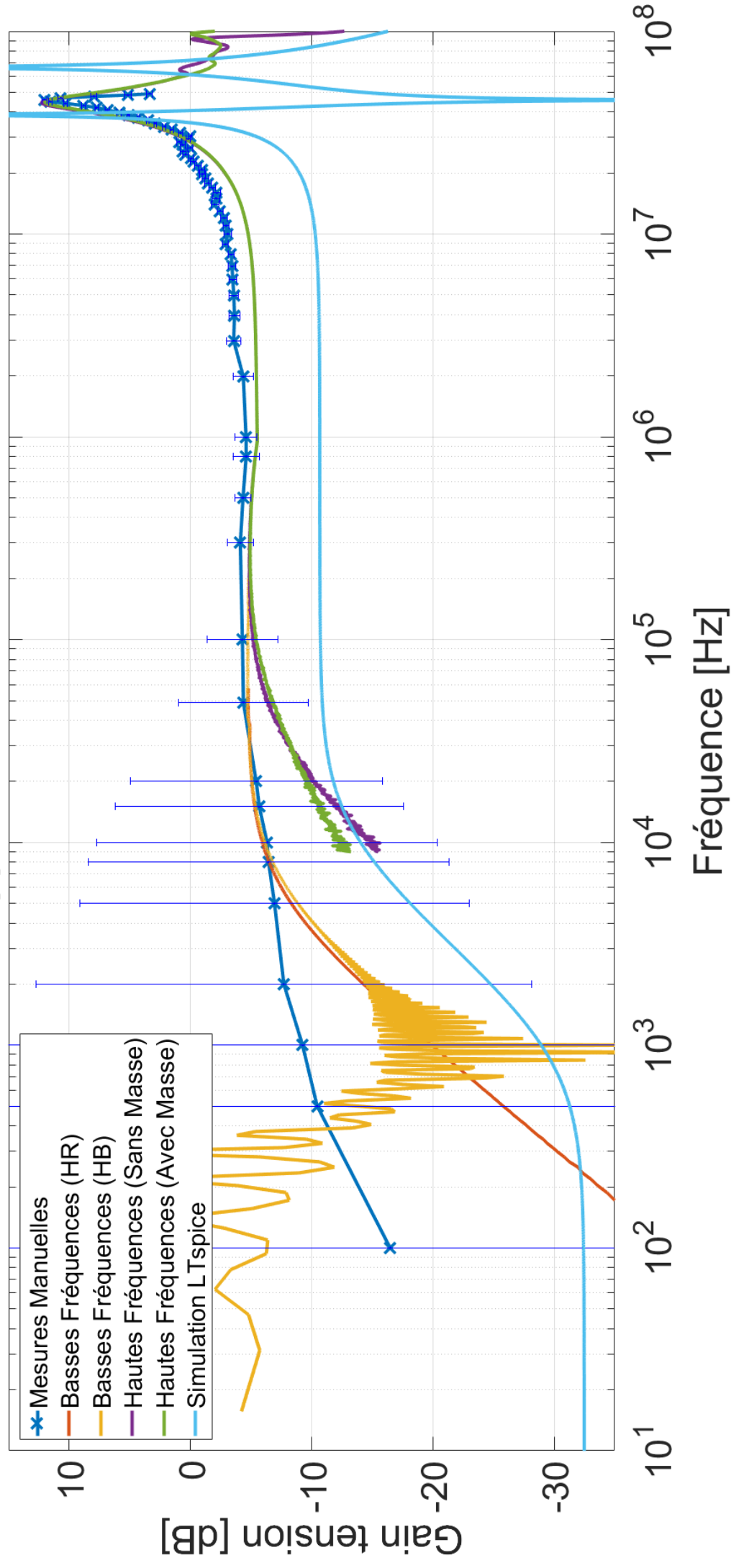
## Transformateur 2, rapport 12:60, diamètre 6mm



Transformateur 2, rapport 12:60, diamètre 6mm

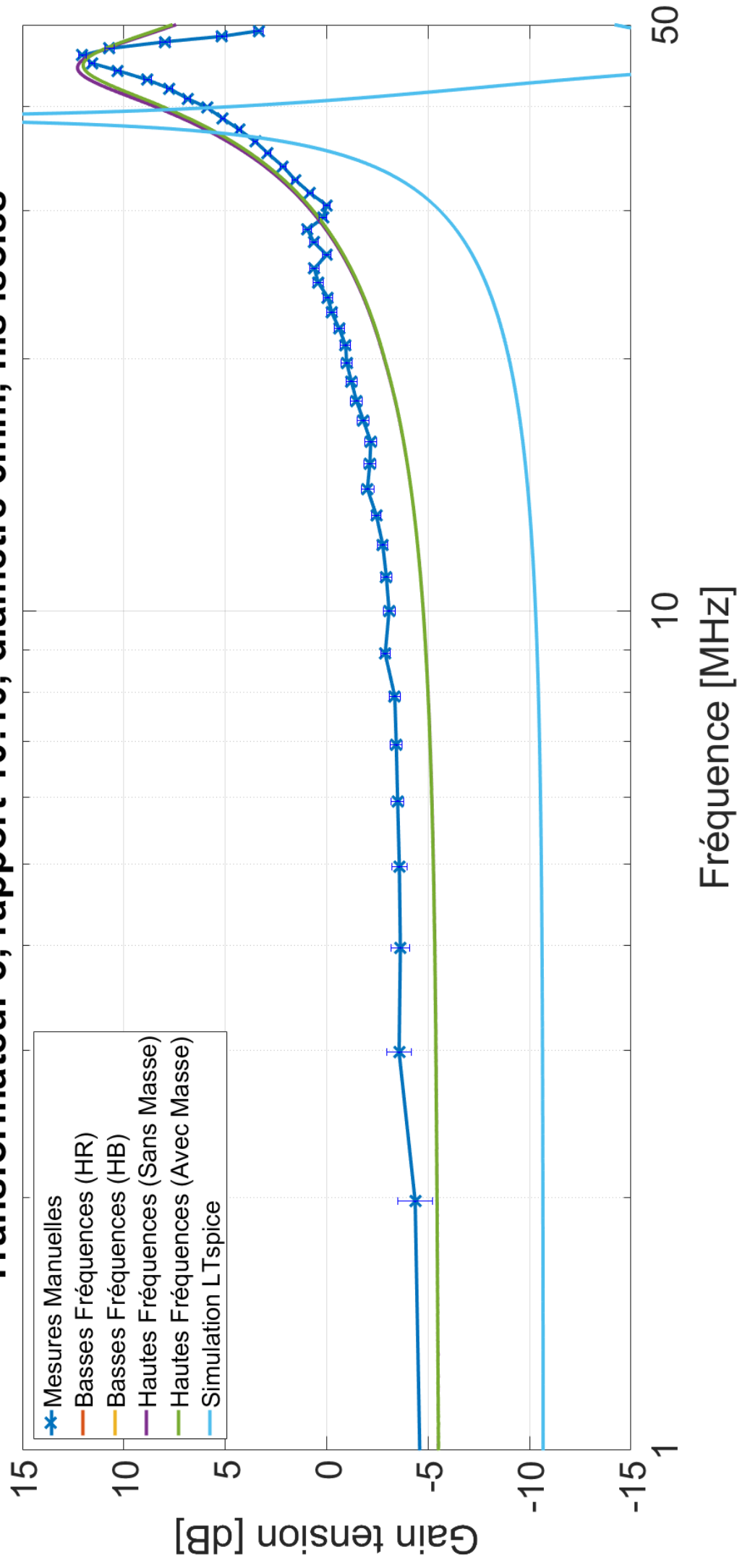


# Transformateur 3, rapport 10:10, diamètre 6mm, fils isolés

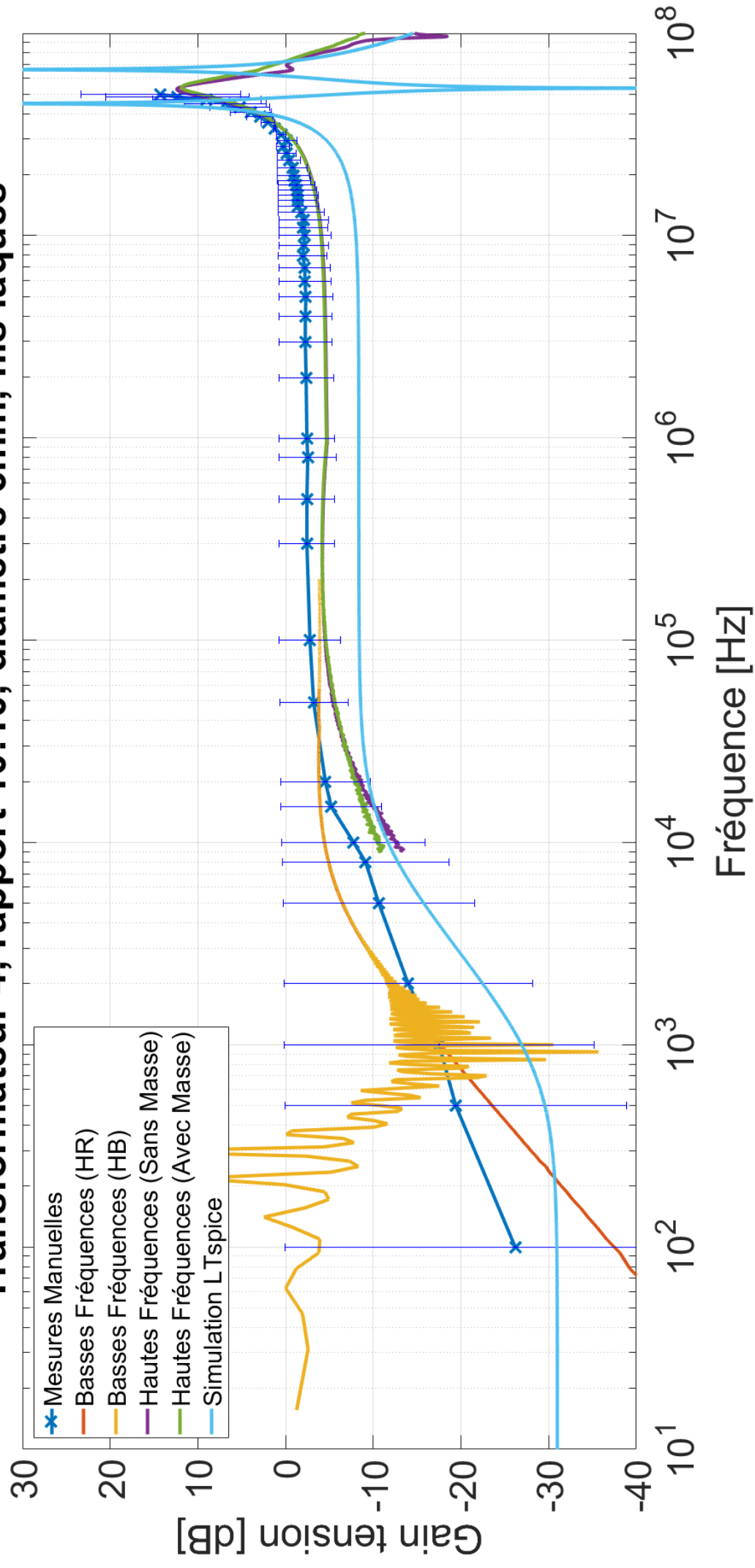




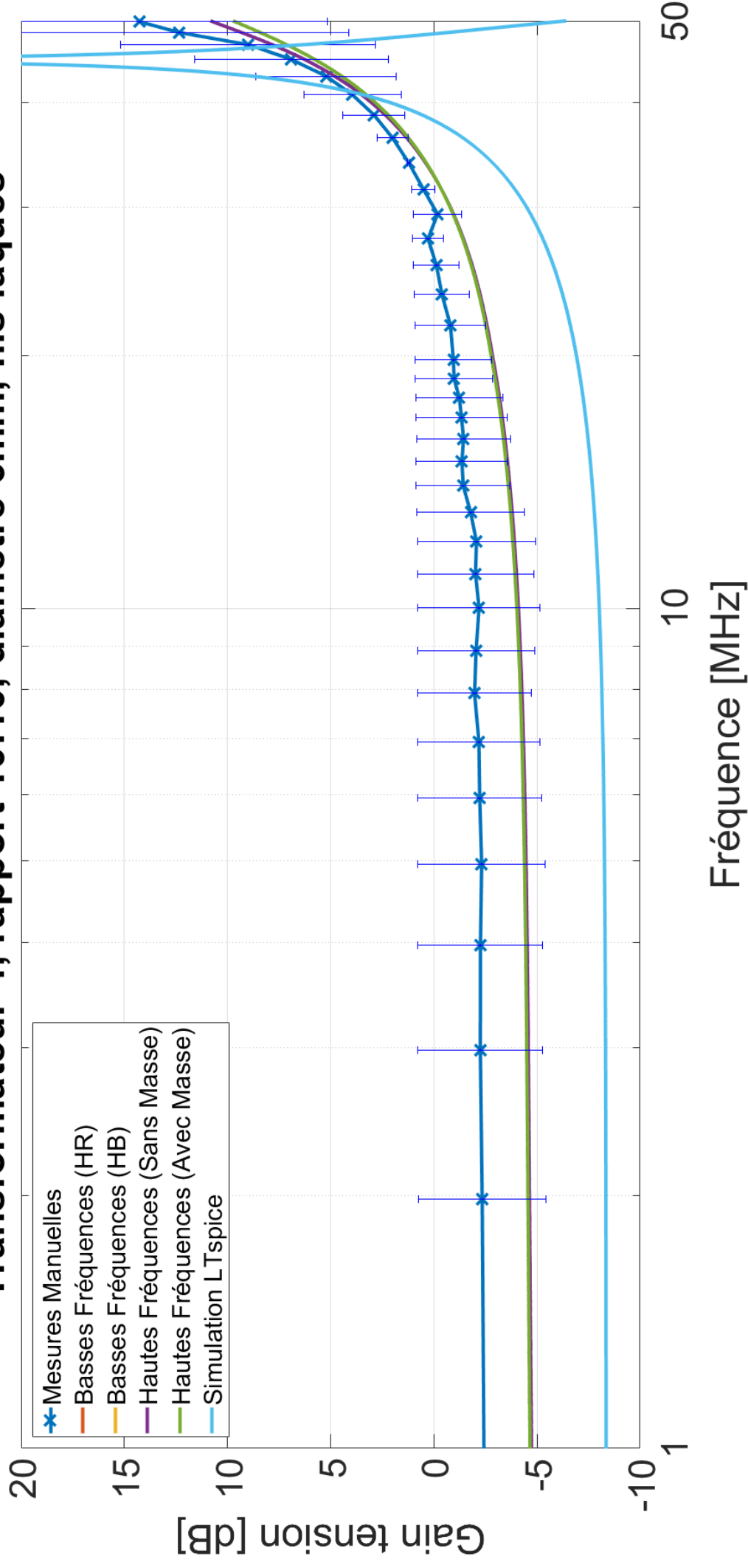
## Transformateur 3, rapport 10:10, diamètre 6mm, fils isolés



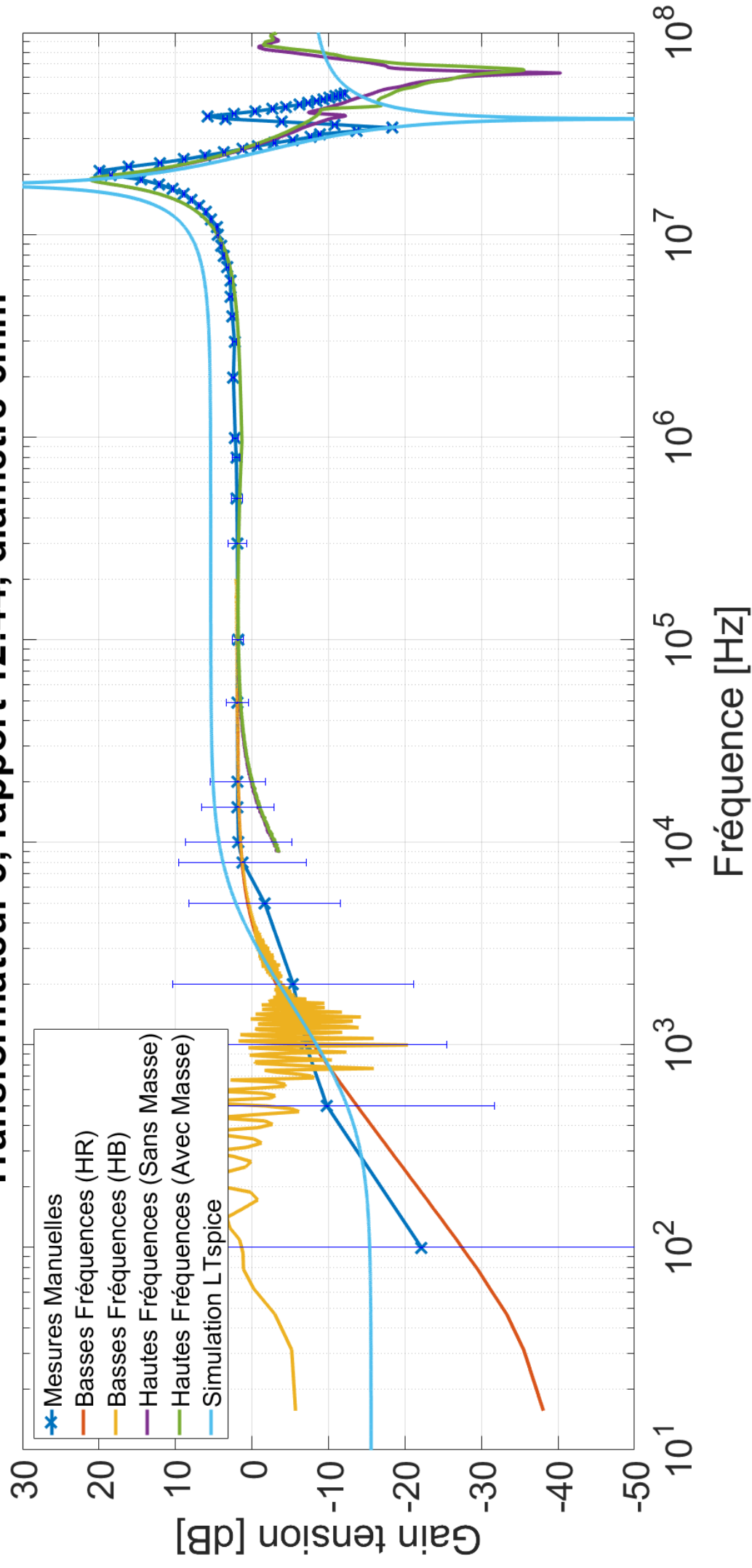
## Transformateur 4, rapport 10:10, diamètre 6mm, fils laqués



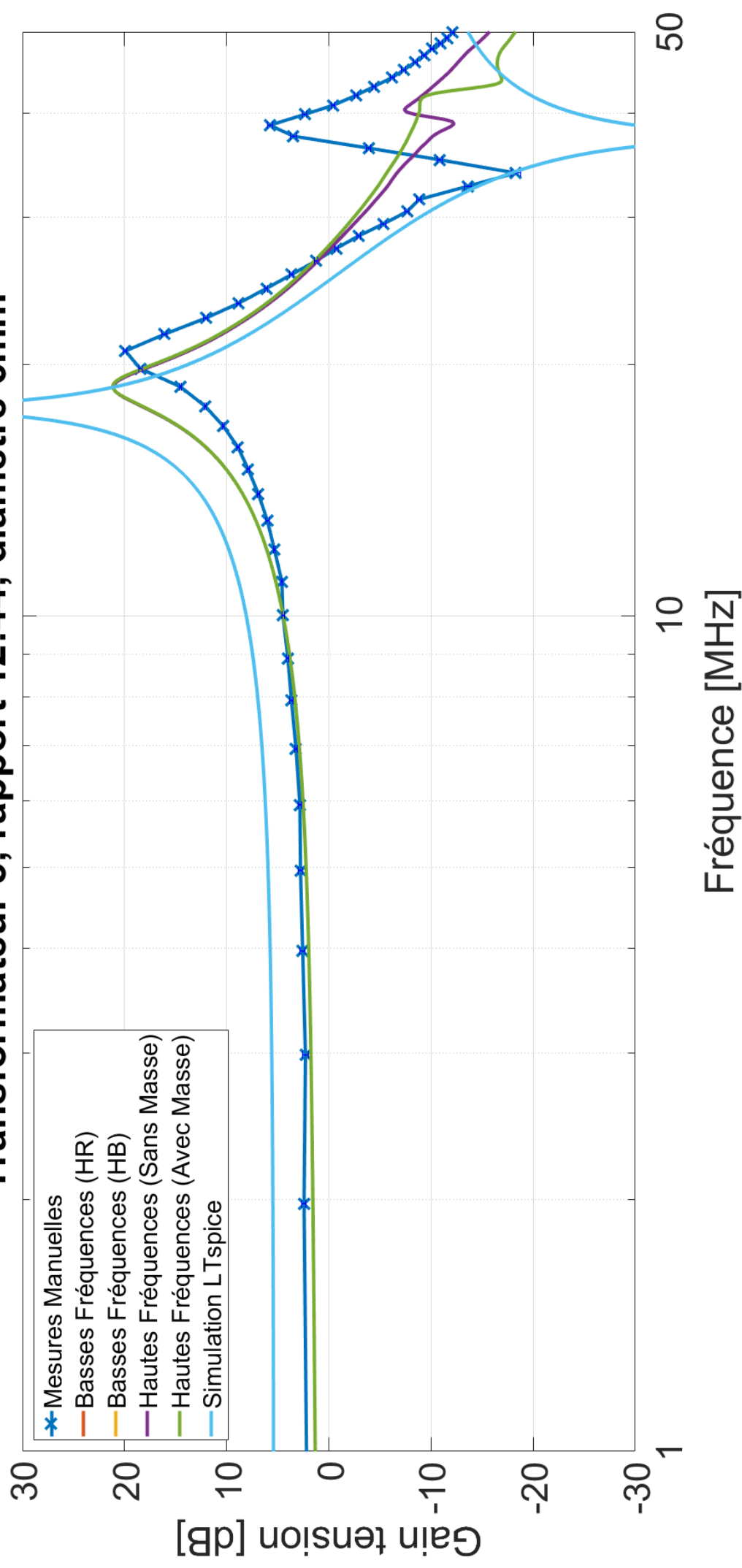
## Transformateur 4, rapport 10:10, diamètre 6mm, fils laqués



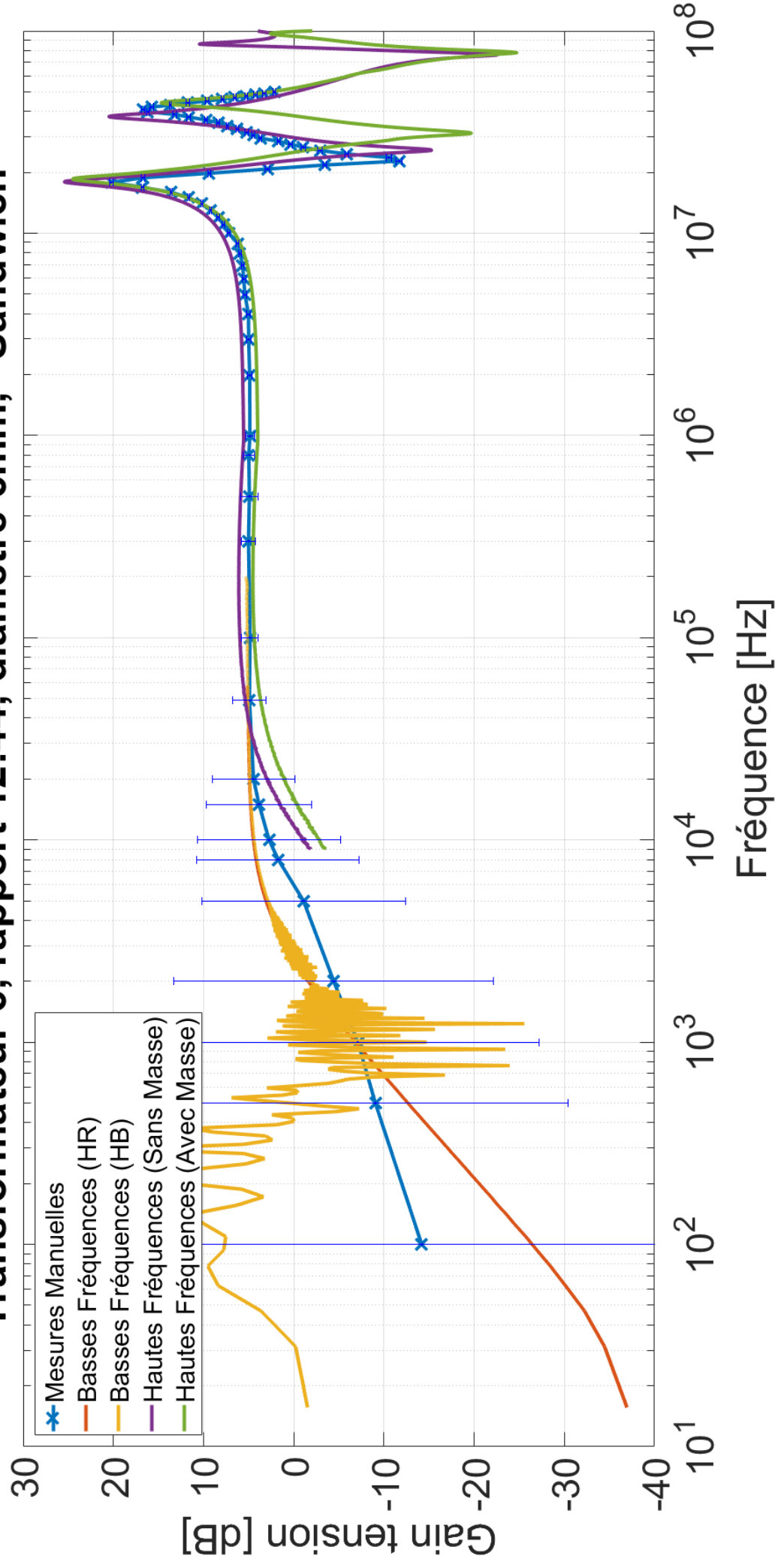
## Transformateur 5, rapport 12:44, diamètre 6mm



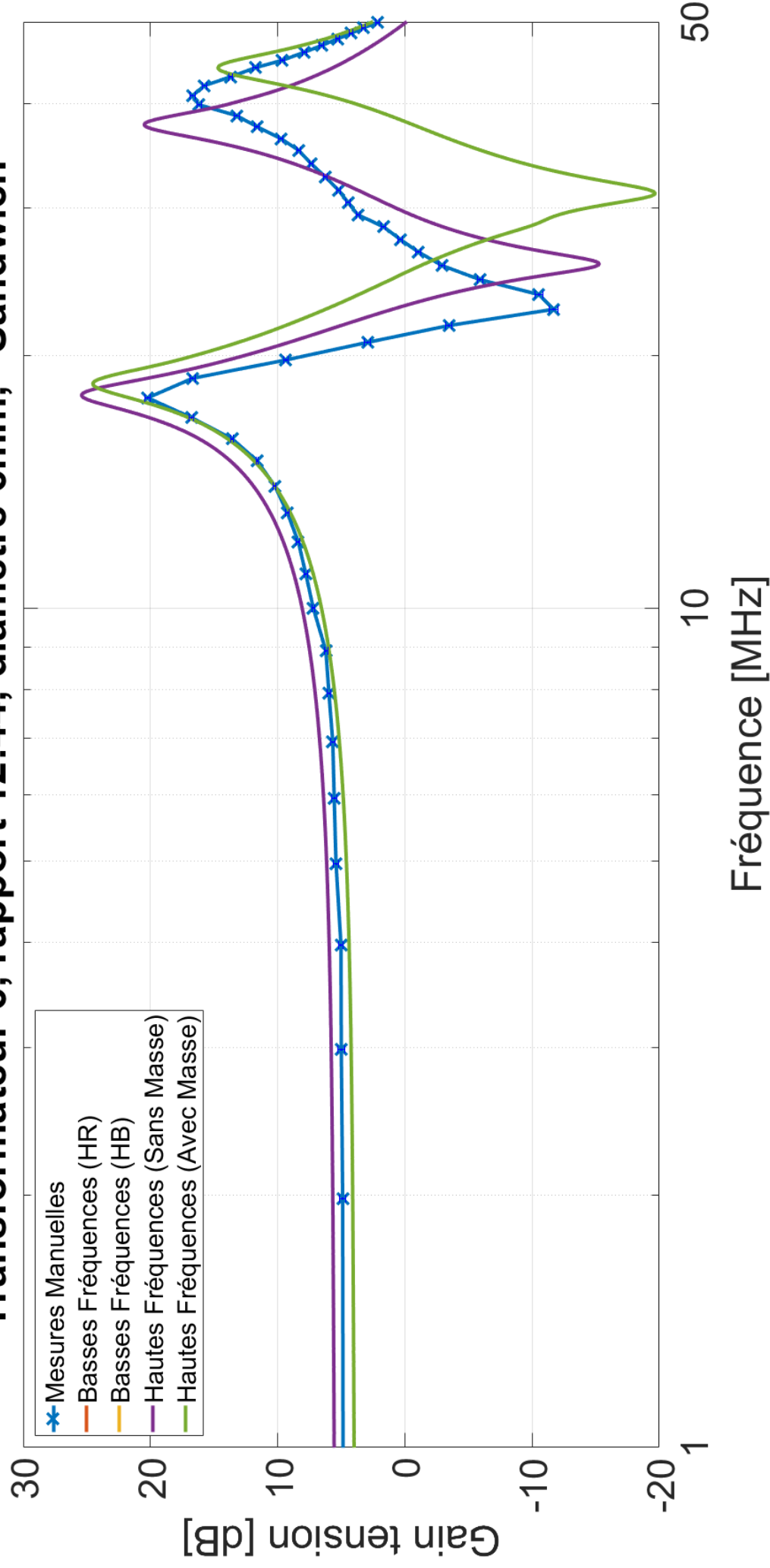
## Transformateur 5, rapport 12:44, diamètre 6mm



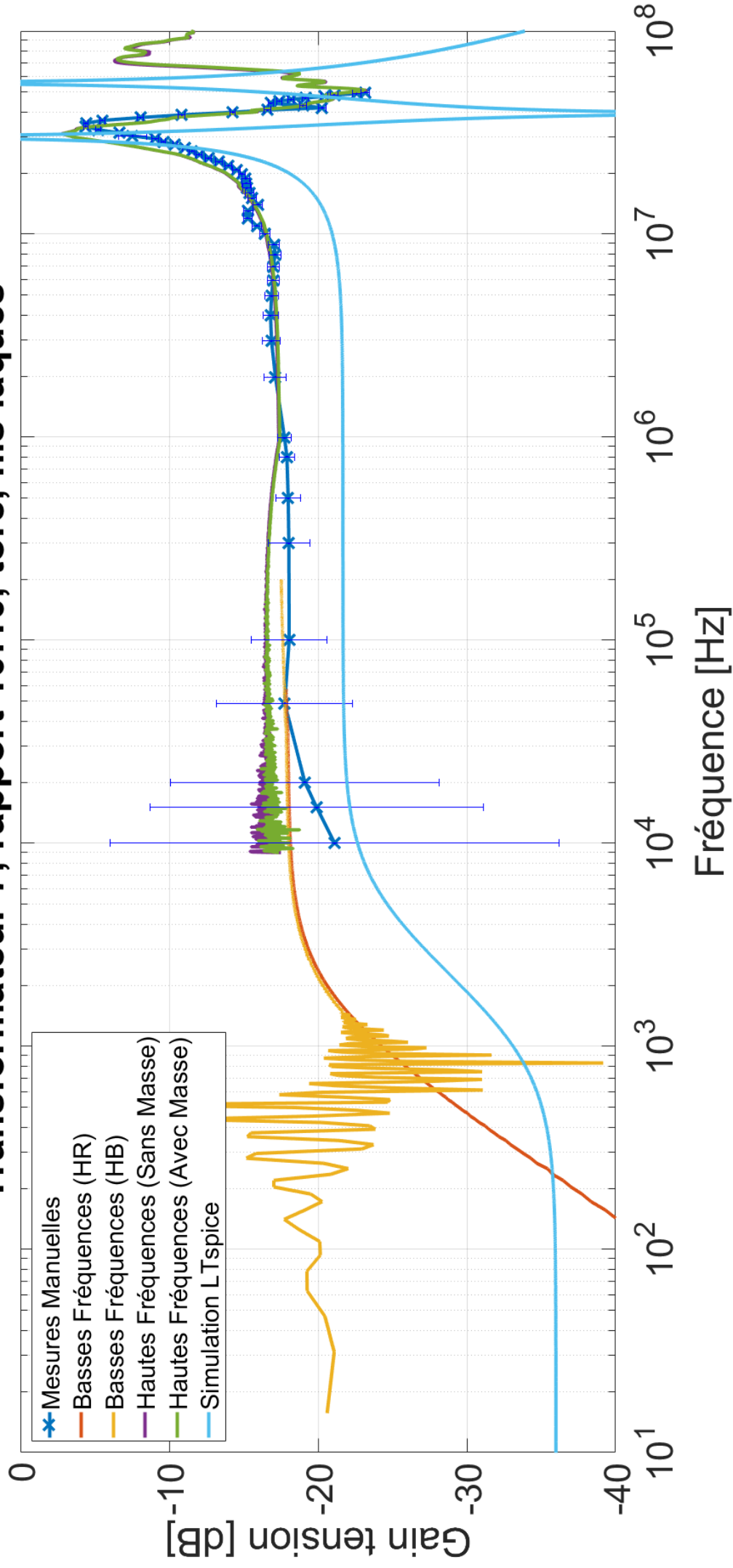
# Transformateur 6, rapport 12:44, diamètre 6mm, "Sandwich"



# Transformateur 6, rapport 12:44, diamètre 6mm, "Sandwich"

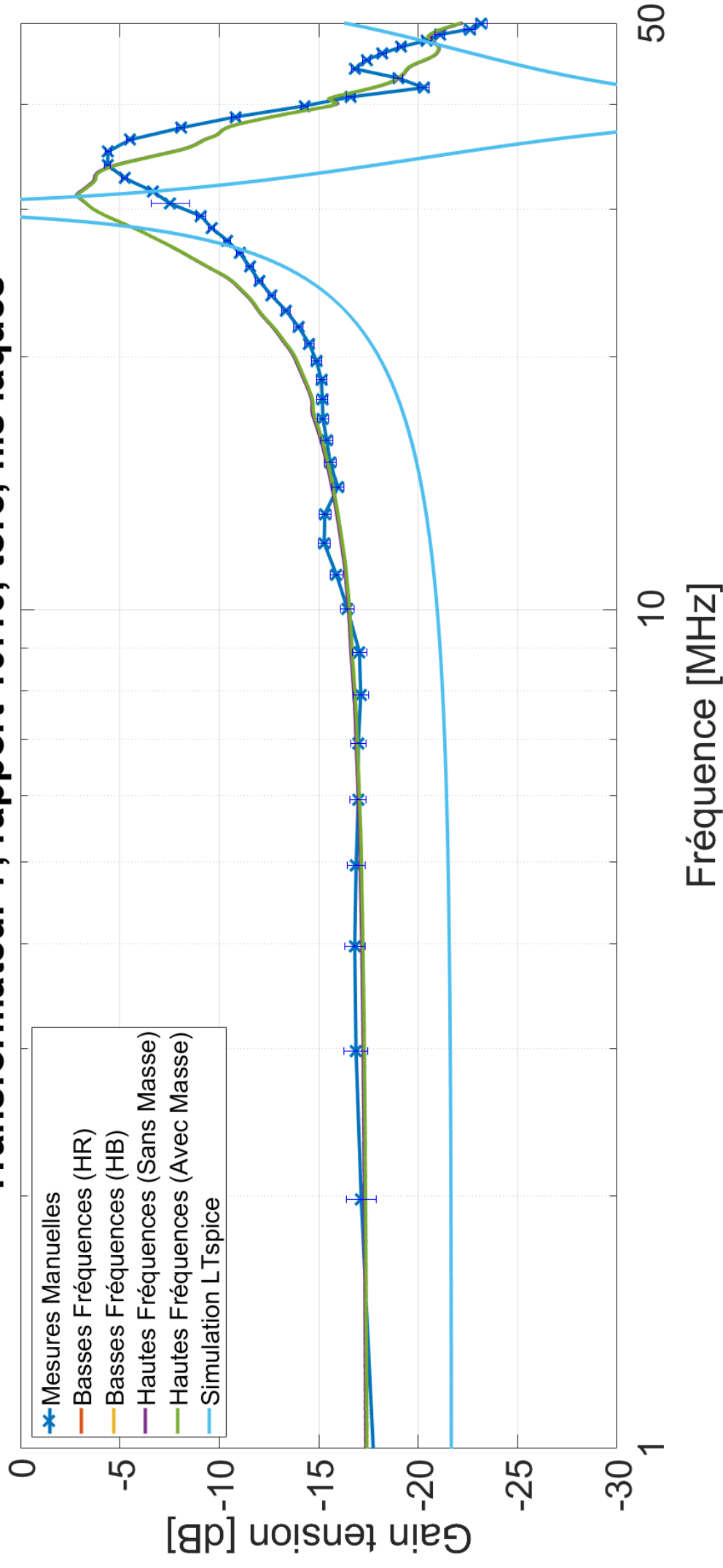


# Transformateur 7, rapport 10:10, tore, fils laqués





# Transformateur 7, rapport 10:10, tore, fils laqués



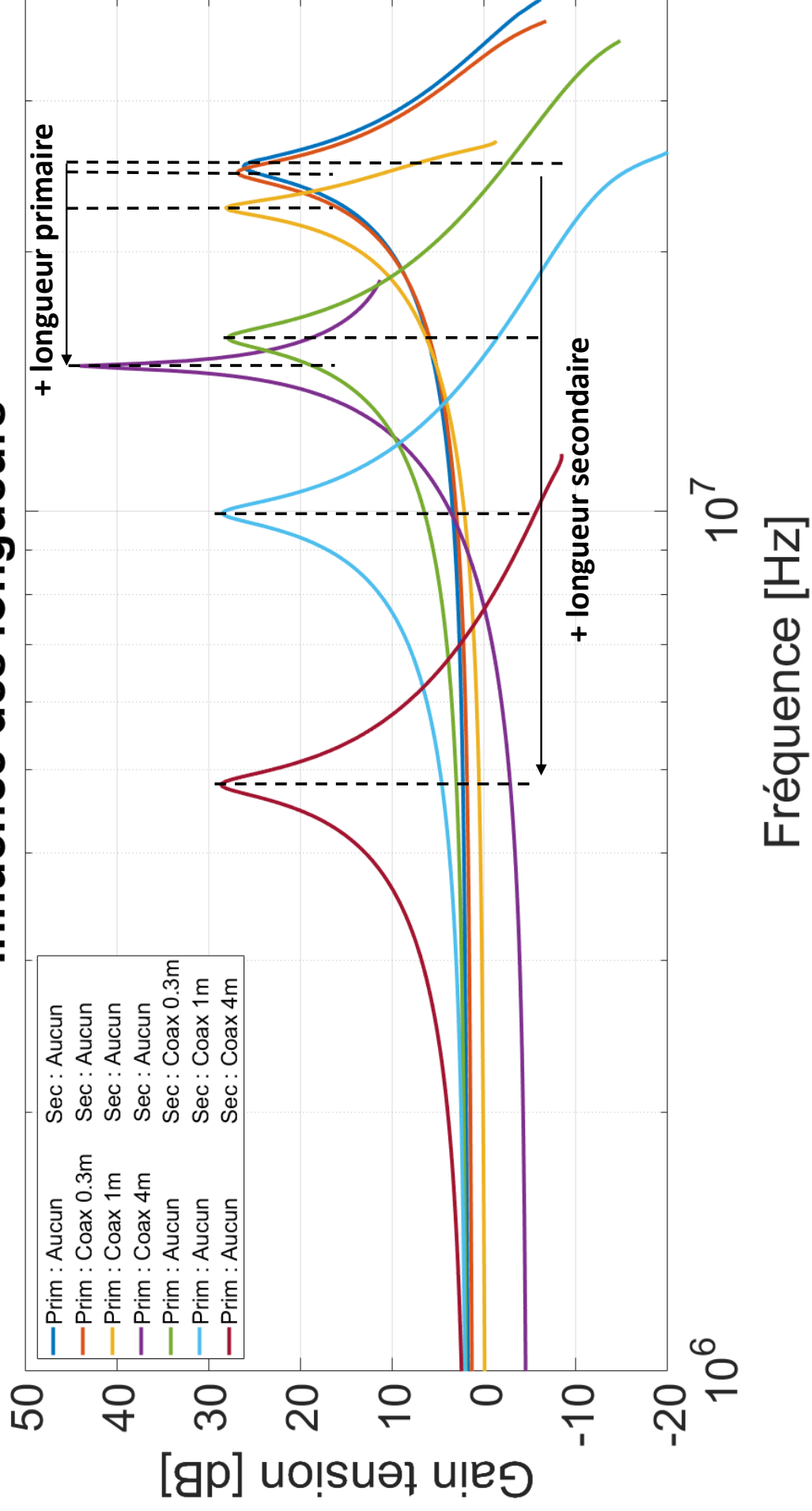
---

# Annexe n°4

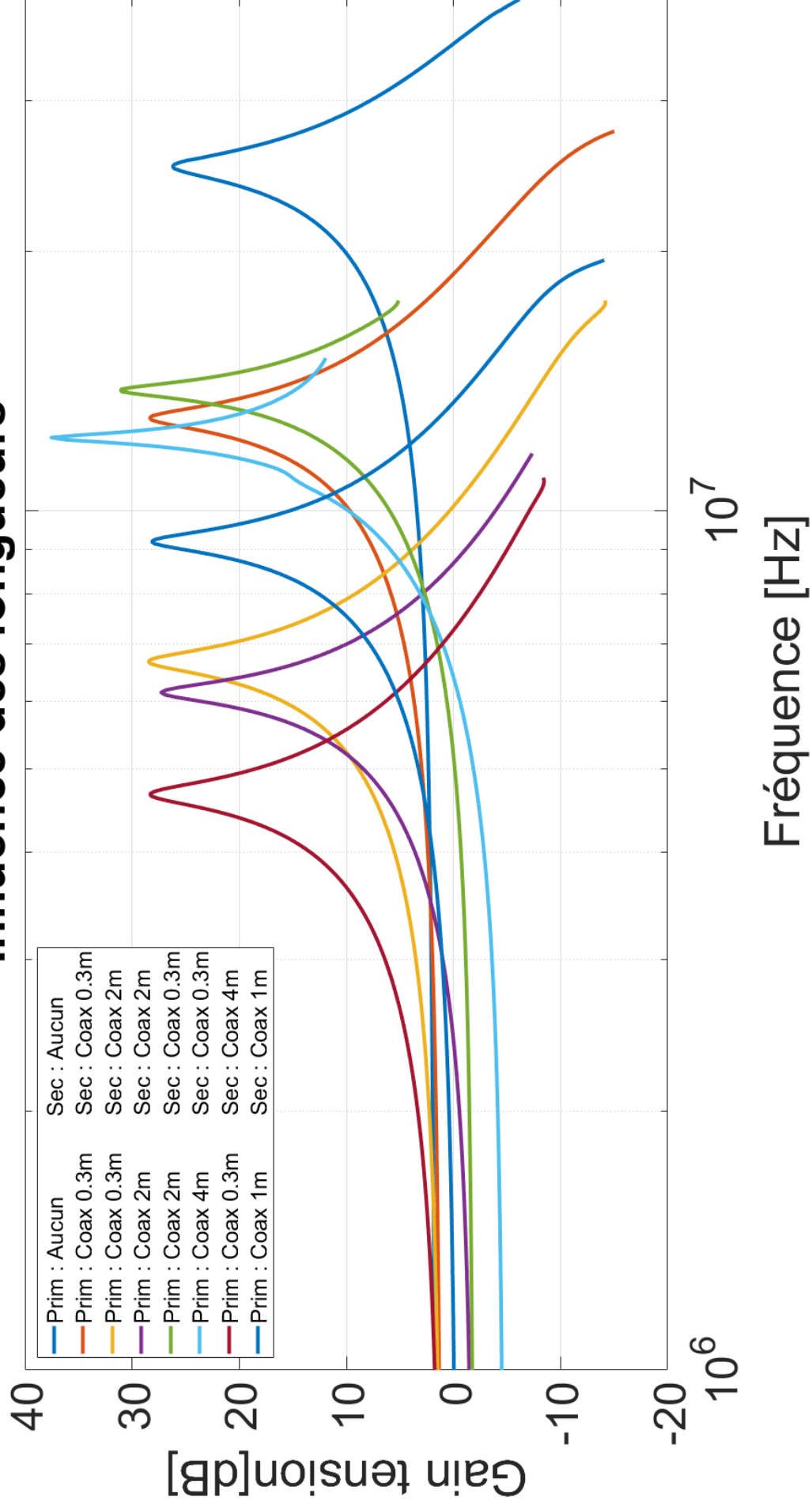
---

Influence des paramètres  
externes (4A...E)

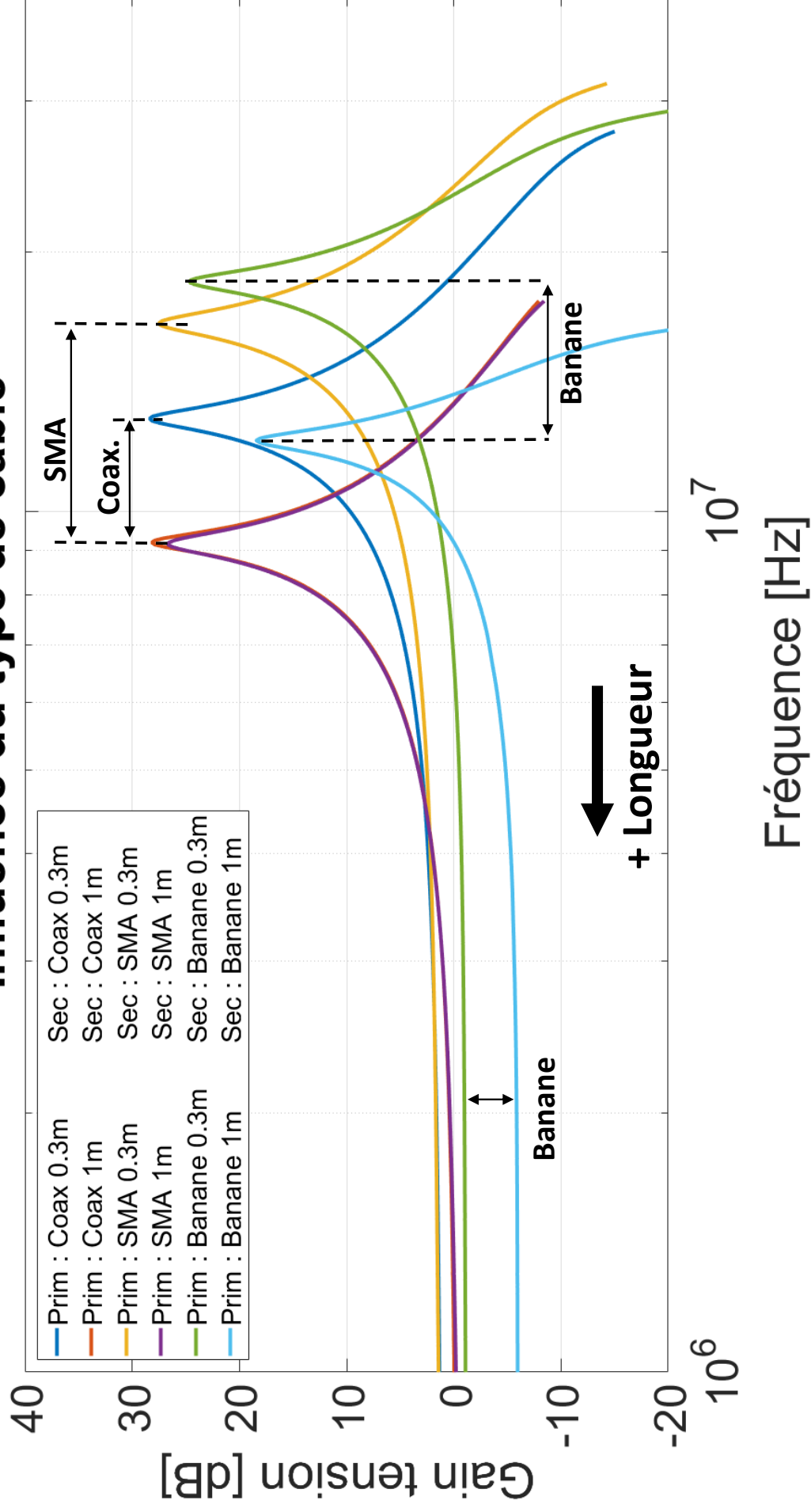
# Influence des longueurs



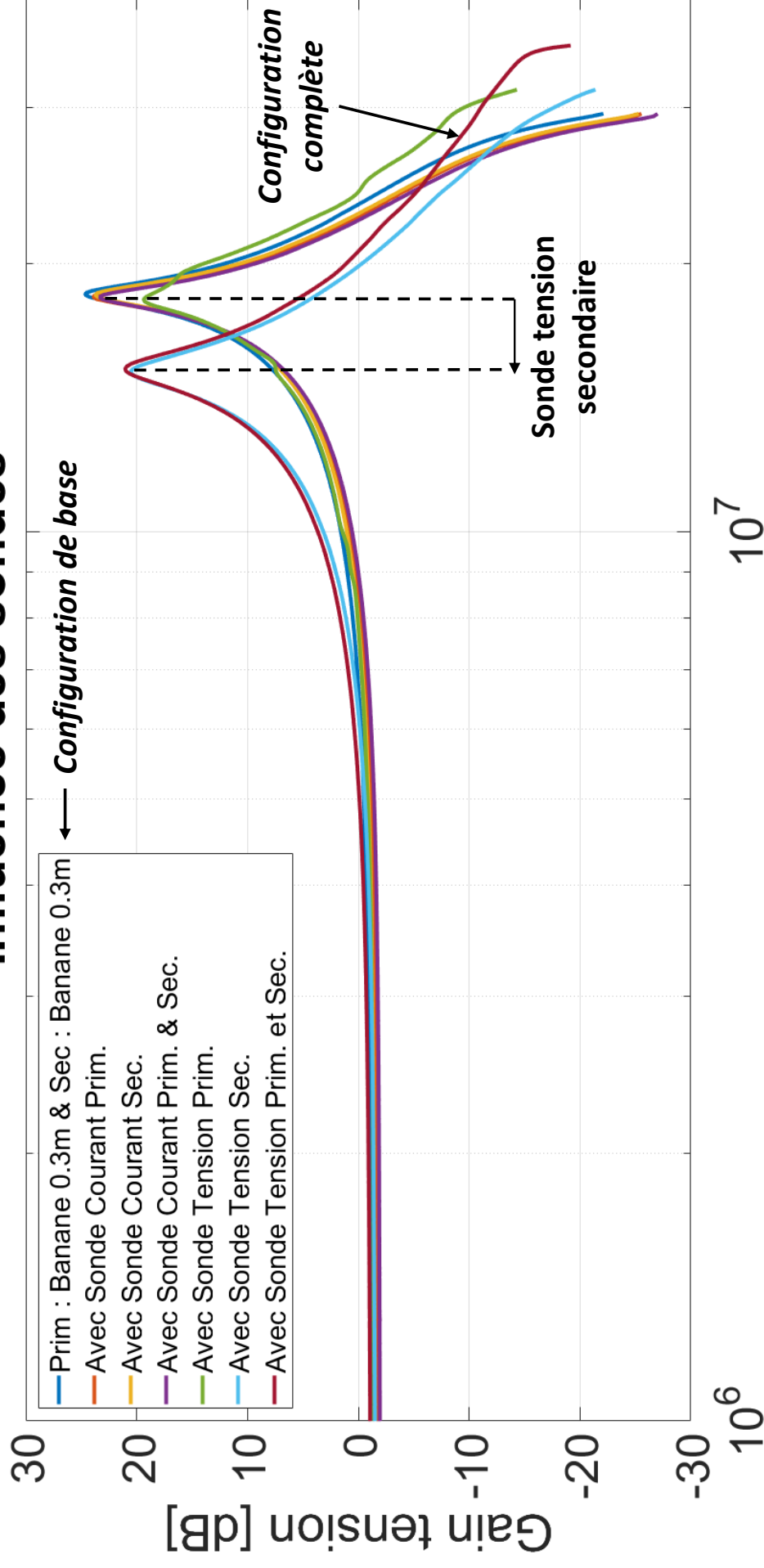
## Influence des longueurs



## Influence du type de câble



## Influence des sondes



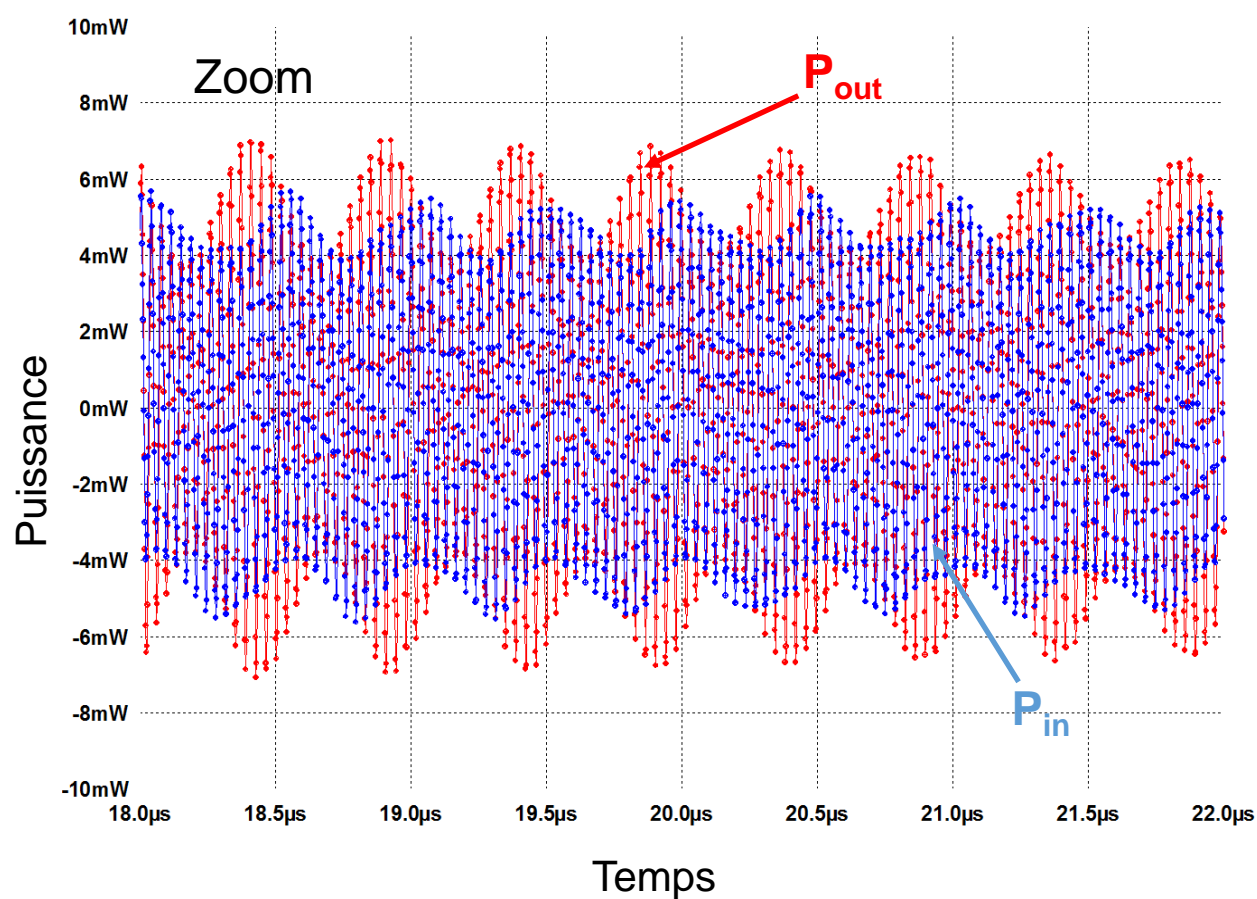
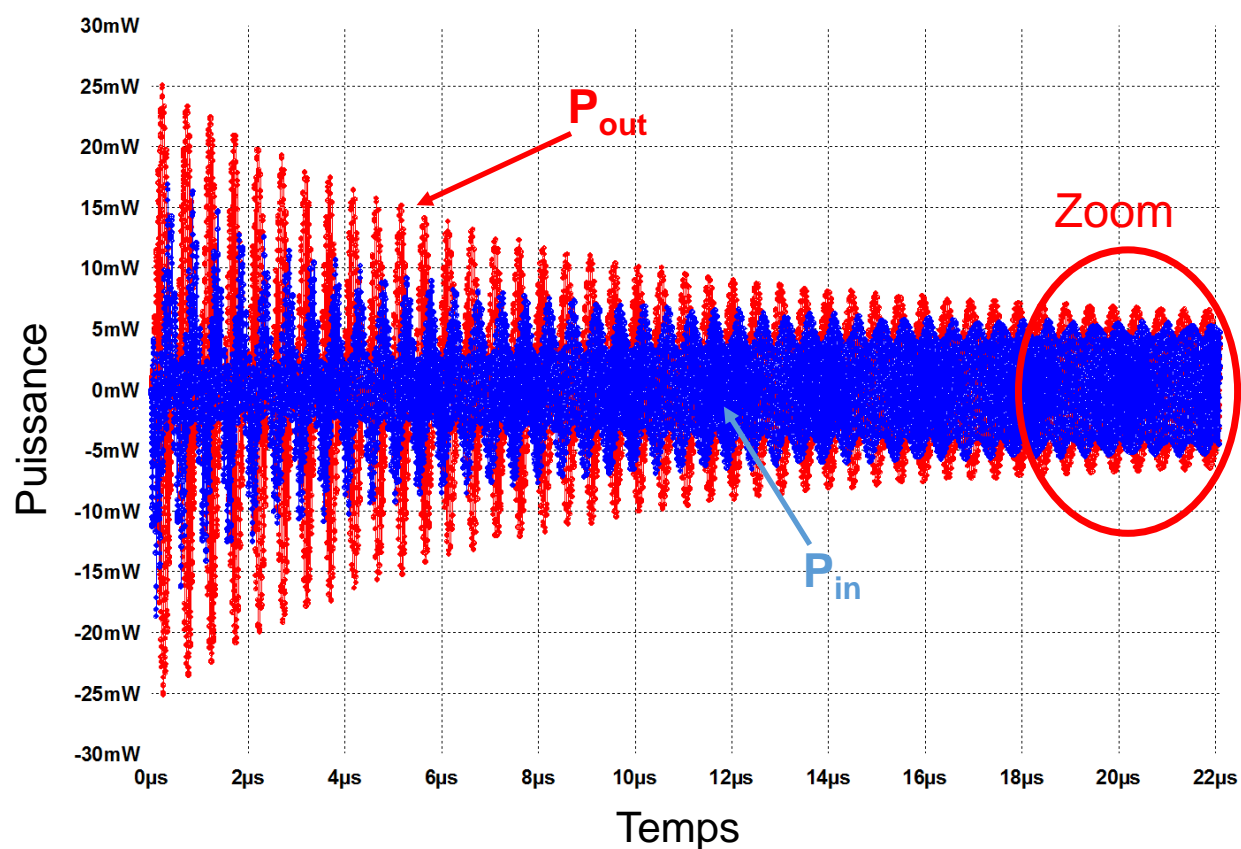
---

# Annexe n°5

---

Puissances instantanées en  
simulation (5A...B)

## Résultats simulation LTspice





## Résultats simulation COMSOL

