

**U
N
I
V
E
R
S
I
D
A
D
E
N
H
E
N
A
R
E
S**

**Amplificador-Acondicionador
de Señal en FBCT
(Fast Beam Current Transformer)
para la medida de intensidad
en LINAC
(Acelerador Lineal de Partículas)**

**Máster Universitario en Sistemas
Electrónicos Avanzados. Sistemas
Inteligentes**

Departamento de Electrónica

Presentado por:

JUAN CARLOS ALLICA SANTAMARIA

Dirigido por:

D. FRANCISCO JAVIER MECA MECA

Alcalá de Henares, a de septiembre de 2018

Contenidos

1.	Resumen	9
1.1	Abstract.....	9
2.	Introducción al trabajo.....	10
2.1	Objetivos	10
2.2	Estructura Documento.....	10
2.3	Diagrama de flujo del diseño del amplificador	10
3.	Introducción a los aceleradores.....	12
3.1	LINAC 4.....	17
3.2	Instrumentación para aceleradores, el FBCT.....	21
3.3	Especificaciones de diseño.....	23
4.	Estudio teórico y modelado del FBCT	24
4.1	Circuitos Magnéticos.....	26
4.2	Modelado de transformadores.....	29
4.2.1	Transformador ideal.....	29
4.2.2	Modelo simplificado e Inductancia de Magnetización	30
4.2.3	Modelo completo.....	32
4.3	Verificación del modelo del FBCT	33
4.3.1	Medida de la función de transferencia del FBCT	37
4.3.2	Medida de la inductancia de Magnetización y del modelo del FBCT	42
5.	Diseño del amplificador y su filtro de entrada.....	45
5.1	Filtrado altas frecuencias	48
5.2	Calculo de la ganancia del amplificador.....	66
5.3	Compensación en bajas frecuencias	68
5.3.1	Introducción	68
5.3.2	Compensación.....	69
5.3.3	Simulación de la respuesta temporal para cumplimiento de la especificación de planitud	74
5.4	Simulación de la respuesta temporal para cumplimiento de especificaciones a diferentes patrones de haz.....	75
6.	Simulación del amplificador en Spice	78
7.	Resultados prácticos en un PCB prototipo	82
7.1	Prototipo	82
7.2	Medidas.....	83
7.2.1	Respuesta en frecuencia del amplificador	83
7.2.2	Respuesta temporal	92

8.	Sistema de adquisición y medida.....	97
8.1	Medida de intensidad con TRIC	98
8.1.1	Concepto de medida	98
8.1.2	Descripción de la tarjeta TRIC	99
8.2	Aplicación software de medida y configuración.....	101
9.	Test de medida con el sistema completo	102
10.	Conclusiones y trabajos futuros.....	104
11.	Bibliografía	105
12.	Anexos.....	106
12.1	Circuito completo para la simulación en SPICE.....	107
12.2	PCB, línea transmisión para la emulación del haz	108
12.3	PCB, amplificador prototipo.....	109
12.4	Código fuente para la simulación en Matlab.....	111
12.5	Primera página y link hoja de características amplificador operacional OPA 211.....	121
12.6	Primera página y link hoja de características amplificador operacional THS 4631	122
12.6	Sobre impulso de la respuesta en frecuencia para el amplificador THS 4631.....	123
12.7	Primera página y link de la hoja de características del ADC AD 9430.....	124
12.8	Página que muestra los rangos de entrada máximos en el ADC AD 9430.....	125
12.9	Hoja nomográfica para el cálculo de impedancias	126

Ilustración 1 Fases del diseño del amplificador	11
Ilustración 2 Acelerador educativo de Van de Graaf.....	12
Ilustración 3 Esquema del tubo de rayos catódicos.	12
Ilustración 4 Trayectoria de una carga modificada por un campo magnético	13
Ilustración 5 Esquema de un duoplasmatron.	13
Ilustración 6 Acelerador electrodinámico de tubo de deslizamiento (drift tube).....	14
Ilustración 7 Dipolo y cuadrupolo magnético.....	15
Ilustración 8 Complejo de aceleradores en el CERN.....	16
Ilustración 9 Parámetros fundamentales del acelerador Linac 4.....	17
Ilustración 10 Haz de partículas en LINAC 4.....	18
Ilustración 11 Patrones de troceado para diferentes usuarios en Linac 4.....	18
Ilustración 12 Conexión entre los Linacs 2 y 4 hacia Booster en el complejo del CERN	19
Ilustración 13 Multi inyección en Linac 4	19
Ilustración 14 Principio de medida de un FBCT.....	21
Ilustración 15 FBCT instalado a la salida de la fuente en Linac 4.....	22
Ilustración 16 FBCTs (verde) y Dipolos (marrón) en Linac 4.....	22
Ilustración 17 Perfil longitudinal de la fuente de Linac2 en la aplicación software	23
Ilustración 18 Corte longitudinal de la mecánica de un FBCT	24
Ilustración 19 Mecánica de dos FBCTs de LINAC 4	25
Ilustración 20 Bobinados de medida y calibración en el núcleo	25
Ilustración 21 ley de Hopkinson	26
Ilustración 22 Dependencia de sus propiedades físicas de la Reluctancia	27
Ilustración 23 Equivalencia ley Kirchhoff con reluctancias	27
Ilustración 24 Reluctancia en un transformador	27
Ilustración 25 Ley de Ampere en un toroide.....	28
Ilustración 26 Circuito magnético equivalente en un toroide	28
Ilustración 27 Modelo transformador ideal.....	29
Ilustración 28 Modelo simplificado transformador.....	30
Ilustración 29 Relación entre primario y secundario en la inductancia magnetización	31
Ilustración 30 Modelo básico para la medida de corriente del haz	31
Ilustración 31 Modelo completo transformador.....	32
Ilustración 32 Inductancias parasitas en primario y secundario.....	32
Ilustración 33 Definición de las relaciones en los parámetros S.....	33
Ilustración 34 PCB para la relación de aspecto y conexión de señal	34
Ilustración 35 Modelo 3D línea transmisión en CST.....	34
Ilustración 36 Simulación de la impedancia característica en CST	34
Ilustración 37 Configuración de medida de la línea de transmisión	35
Ilustración 38 Setup de medida de la Línea de transmisión en el laboratorio.....	35
Ilustración 39 Puertos de entrada y salida de la línea transmisión.....	36
Ilustración 40 Parámetros S de la línea de transmisión en el VNA	36
Ilustración 41 Configuración de medida línea transmisión ensamblada con FBCT	37
Ilustración 42 Medida de la línea de transmisión instalada en el FBCT.....	37
Ilustración 43 Parámetros S de la línea de transmisión instalada en el FBCT de 5 Hz a 150 MHz	38
Ilustración 44 Parámetros S de la línea de transmisión instalada en el FBCT de 300 KHz a 500 MHz	39
Ilustración 45 Setup de medida de la función de transferencia del FBCT	40
Ilustración 46 Función de transferencia del FBCT	41
Ilustración 47 Configuración de la medida modelo del FBCT	42

Ilustración 48 Medida de la inductancia de Magnetización, Escalas log/log para $ Z $ y Q, lin/log para fase de Z y L_p	43
Ilustración 49 Comportamiento en frecuencia circuito RLC paralelo	44
Ilustración 50 Modelo básico FBCT incluyendo el haz	44
Ilustración 51 Impedancia del FBCT	45
Ilustración 52 Modelo básico del FBCT en paralelo con resistencia	46
Ilustración 53 Simulación corte asintótico L magnetización R paralelo.....	46
Ilustración 54 Medida L magnetización con R paralelo	47
Ilustración 55 Error en el amplificador en la medida con FBCT, eficiencia mayor del 100%	48
Ilustración 56 Circuito para atenuación altas frecuencias.....	49
Ilustración 57 Simulación impedancia del FBCT	49
Ilustración 58 Línea de transmisión accesoria con R y C paralelo, para la modificación del BW del FBCT	50
Ilustración 59 Configuración para la medida de la impedancia en FBCT con R y C paralelo	50
Ilustración 60 Medida de la impedancia del FBCT con R y C paralelo.....	51
Ilustración 61 Modelo condensador real.....	51
Ilustración 62 Medida modelo condensador real	52
Ilustración 63 Medida función transferencia con R y C paralelo (5 Hz a 150 MHz)	53
Ilustración 64 Medida de la función transferencia con R y C paralelo (300 KHz a 500 MHz).....	54
Ilustración 65 Desadaptación de impedancia en el VNA.....	54
Ilustración 66 Medida función transferencia con R y C paralelo, escala lineal	55
Ilustración 67 Modelo básico del FBCT con filtro LC	55
Ilustración 68 Modelo Equivalente sin la inductancia y la capacidad del FBCT	56
Ilustración 69 Evolución de la impedancia sin capacidad FCBT	57
Ilustración 70 Evolución de la impedancia sin capacidad FCBT	59
Ilustración 71 Comparación de la Impedancia en frecuencia	60
Ilustración 72 Filtro LC, para la modificación del BW del FBCT.....	60
Ilustración 73 Medida filtro LC con 12Ω en paralelo.....	61
Ilustración 74 Suelo de ruido del VNA con la línea de transmisión conectada.....	62
Ilustración 75 Comparación Medida FBCT con RC paralelo y R paralelo con filtro LC.....	63
Ilustración 76 Medida función transferencia FBCT con R paralelo y filtro LC	64
Ilustración 77 Configuración de medida de la atenuación del filtrado a 352.2 MHz	64
Ilustración 78 Salida FBCT a 352.2 MHz sin filtro.....	65
Ilustración 79 Salida FBCT a 352.2 MHz con filtro.....	65
Ilustración 80 Etapa de amplificación a la salida del filtro LC.....	67
Ilustración 81 Modulación de una senoide por el "droop"	68
Ilustración 82 Caída "droop" de la línea de base en un FBCT	69
Ilustración 83 Amplificador operacional configuración inversora	70
Ilustración 84 Variación de la Impedancia Z_{comp} en frecuencia.....	71
Ilustración 85 Circuito resultante compensación frecuencia	72
Ilustración 86 Simulación respuesta en frecuencia compensador.....	72
Ilustración 87 Amplificador circuito completo	73
Ilustración 88 Simulación respuesta en frecuencia del circuito compensado	73
Ilustración 89 Simulación de la respuesta temporal para un haz de 600 vueltas (600 μ s) con y sin compensación.....	74
Ilustración 90 Simulación de la respuesta a el haz pulsado con el filtro LC de 10 MHz.....	75
Ilustración 91 Comparación filtros Gaussianos para 17 buckets (50ns)	76
Ilustración 92 Comparación filtros Gaussianos para 222 buckets (630ns)	76

Ilustración 93 Simulación respuesta temporal para 17 buckets, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz	77
Ilustración 94 Simulación respuesta temporal 222 buckets, filtro LC y LC en serie con filtro Gaussiano @6 MHz	77
Ilustración 95 Configuración para el acondicionamiento de Señal.....	78
Ilustración 96 Esquema del amplificador para SPICE	79
Ilustración 97 Resultados simulación Spice escala vertical logarítmica.....	80
Ilustración 98 Resultados simulación Spice escala lineal	81
Ilustración 99 Modelo 3D y fotos del PCB fabricado.....	82
Ilustración 100 Esquemático en Altium con las etapas del PCB amplificador prototipo	82
Ilustración 101 Configuración de medida de la primera etapa del amplificador	83
Ilustración 102 Medida de la primera etapa de filtrado comparando con la medida sin filtro.....	84
Ilustración 103 Configuración de la medida de la función de transferencia del compensador.....	85
Ilustración 104 Medida de la función de transferencia del compensador	86
Ilustración 105 Configuración de la medida del amplificador con FBCT en la etapa de compensación	86
Ilustración 106 Medida del amplificador con FBCT en la etapa de compensación.....	87
Ilustración 107 Configuración de la medida del amplificador completo	88
Ilustración 108 Medida amplificador completo de 5 Hz hasta 150 MHz	88
Ilustración 109 Medida amplificador completo de 300 KHz hasta 500 MHz	89
Ilustración 110 Amortiguamiento de la respuesta en frecuencia del THS4631	89
Ilustración 111 Configuración de la medida del amplificador completo con $C_f = 8.2 \text{ pF}$	90
Ilustración 112 Medida del amplificador completo de 300 KHz hasta 500 MHz con $C_f = 8.2 \text{ pF}$	91
Ilustración 113 Medida del amplificador completo de 5 Hz hasta 150 MHz con $C_f = 8.2 \text{ pF}$	92
Ilustración 114 Configuración de la medida del amplificador prototipo	92
Ilustración 115 Respuesta temporal para un haz de 600 vueltas (600 μs) con y sin compensación	93
Ilustración 116 Respuesta temporal para 17 buckets generados, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz	94
Ilustración 117 Respuesta temporal a un pulso de 50 ns, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz	95
Ilustración 118 Respuesta temporal para 222 buckets generados, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz.....	95
Ilustración 119 Respuesta temporal ampliada para 222 buckets generados, solo filtro LC en serie Gaussiano @6 MHz.....	96
Ilustración 120 TRIC Transformer Integrator Card.....	97
Ilustración 121 Módulos TRIC instalados en crate VMEbus	98
Ilustración 122 Concepto de medida de la intensidad.....	99
Ilustración 123 Diagrama de bloques TRIC	99
Ilustración 124 Repetitividad del pulso de calibración	100
Ilustración 125 Esquema general sistema de medida.....	100
Ilustración 126 Panel de adquisición en la aplicación software para medida en FBCT Linac 2	101
Ilustración 127 Panel de configuración en la aplicación software para medida en FBCT Linac 2.....	101
Ilustración 128 Configuración del sistema de medida completo	102
Ilustración 129 Medida de un pulso de 50 ns (primer pulso en área blanca) con sistema de medida completo.....	102
Ilustración 130 Medida ampliada en resolución temporal de un pulso de 50 ns con sistema de medida completo.....	103
Ilustración 131 Medida de un pulso de 600 μs con sistema de medida completo	103

1. Resumen

Una medida básica en instrumentación de aceleradores es el número de partículas que componen el haz, también llamada intensidad. Mediante un transformador de corriente se realiza una medida no destructiva, esta medida se debe acondicionar con un amplificador para su posterior procesamiento digital.

Este trabajo muestra el diseño del amplificador, en el que se han seguido unas restrictivas especificaciones de diseño y se han minimizado las perturbaciones de la señal de interés.

Para la consecución del objetivo marcado ha sido necesaria una primera fase de modelado del transformador mediante simulaciones y medidas tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia, seguida de una segunda fase de simulaciones y medidas para el sintetizado del filtrado y amplificación utilizando el modelo del transformador previamente deducido. Por último, una vez verificado que el diseño cumple las especificaciones en la fase previa, se ha construido un prototipo completo para su validación en el laboratorio. En una fase futura que no cubre este trabajo, se verificará el sistema de medida de intensidad en modo nominal con el amplificador alojado en el acelerador.

Palabras clave: Instrumentación, aceleradores, LINAC, amplificador, acondicionamiento de señal.

1.1 Abstract

A basic measurement in accelerator instrumentation is the number of particles that forms the beam, also called intensity. Using a current transformer a non-destructive measurement is performed, the measurement must be shaped by an amplifier for later digital process.

This work shows the amplifier design, following restrictive design specifications and minimizing the perturbations in the interest signal.

To reach the goal, it has been necessary a first stage to extract the transformer model by means of simulations and laboratory measurements in time and frequency domain, followed by a second stage of simulations and measurements for filter and amplification synthesis using the transformer model previously derived. Finally, once the design fulfils the specifications in the previous stage, a whole prototype has been built for laboratory validation. In a future stage not covered by this work the intensity, measurement system will be verified in nominal mode with the amplifier located in the accelerator.

Key words: Instrumentation, accelerator, LINAC, amplifier, signal shaping.

2. Introducción al trabajo

2.1 Objetivos

Este trabajo se enmarca en la solución de un problema real en el nuevo acelerador LINAC4 del CERN. El problema detectado en el antiguo amplificador de cabecera instalado en LINAC 4 hace que la señal con la información proveniente del transformador de medida sea errónea y por tanto sea necesario reemplazarlo. El nuevo diseño de amplificador, que es el objeto de este trabajo, además de evitar el problema detectado en el antiguo debe cumplir con las especificaciones de diseño necesarias para la medida de intensidad en LINAC 4.

2.2 Estructura Documento

El documento se divide en tres partes. En una primera parte se introducirán los componentes de un acelerador lineal LINAC, dado que las especificaciones necesarias para la medida están íntimamente ligadas al diseño del acelerador, para posteriormente explicar las necesidades específicas del LINAC 4 y las especificaciones del diseño del amplificador.

Una segunda parte de desarrollo se dedica a explicar el trabajo realizado para cumplir con las restricciones de diseño del amplificador. Los principales puntos desarrollados en esta parte se muestran más detalladamente en un diagrama de flujo en la siguiente sección 2.3.

Por último, la tercera parte explica el sistema de medida completo englobando el conjunto transformador, amplificador, tarjeta de adquisición y software de control. Esta sección se centra en una visión del global sistema de medida y nos muestra los bloques necesarios para llegar a los valores de medida de intensidad.

2.3 Diagrama de flujo del diseño del amplificador

El diseño del amplificador se divide en varias fases, en la Ilustración 1 se muestran las fases del trabajo de manera detallada. En la primera parte (trazo discontinuo verde) se extrae el modelo teórico del transformador, o FBCT (Fast Beam Current Transformer), utilizando circuitos magnéticos y se compara con medidas reales del transformador, caracterizando de esta manera el modelo para nuestro caso.

Posteriormente una fase de simulación (trazo continuo negro) y verificación con medidas, donde se crea un modelo matemático (en Matlab) del transformador que será utilizado en la síntesis de la etapa de filtrado y de amplificación de la solución, acorde a las restricciones del diseño. De las conclusiones sacadas de la simulación en Matlab, se pasará a un simulador de circuitos (SPICE) para poder incluir en la simulación del amplificador los modelos de los componentes semiconductores y correlacionar los resultados con la simulación en Matlab.

En una última fase (trazo discontinuo violeta) se implementará la solución mediante el diseño (en Altium) y la fabricación de una PCB del amplificador. El prototipo será utilizado para la comparación de las medidas con las simulaciones y para la verificación del cumplimiento de las restricciones al diseño.

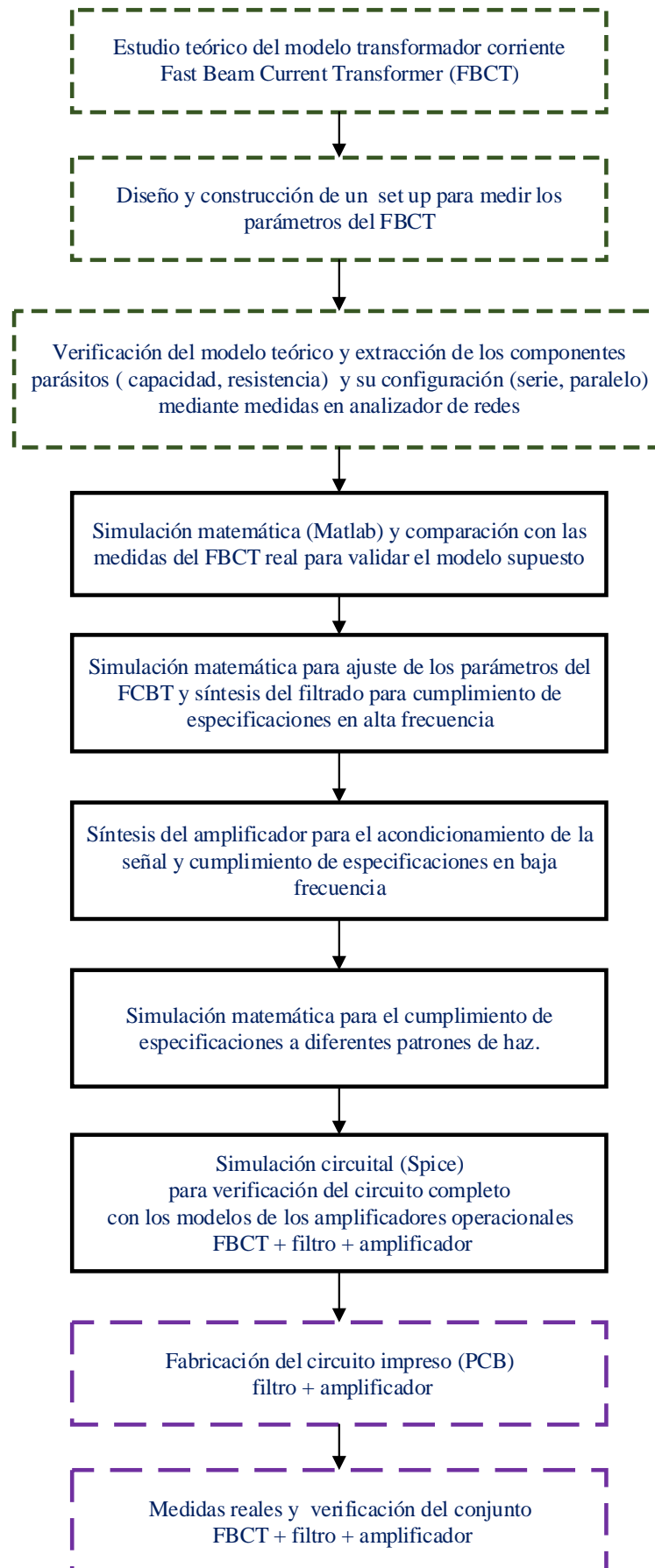


Ilustración 1 Fases del diseño del amplificador

3. Introducción a los aceleradores

Si nos remitimos a la definición de un acelerador podríamos decir que es la de un dispositivo que acelera partículas cargadas y luego las hace impactar contra un objetivo, esta definición es muy ambigua y posiblemente el lector piense que los aceleradores son máquinas modernas de tamaño colosal y dedicadas a tareas de investigación de física de altas energías. En realidad, el primer acelerador de partículas electrostático fue inventado por el físico Americano Robert J. Van de Graaff en 1929 para la investigación atómica y aunque el modelo original ocupaba un hangar en la actualidad existen modelos muy pequeños usado en multitud de aplicaciones prácticas como generador de rayos X, esterilización de alimentos, tratamiento del cáncer o educación.



Ilustración 2 Acelerador educativo de Van de Graaff.

Otro ejemplo de acelerador utilizado de manera cotidiana en nuestras vidas es el tubo de rayos catódicos presente en todas las televisiones y monitores hasta la aparición de las pantallas planas. El tubo de rayos catódicos se compone de un emisor de electrones, en este caso un metal, que al calentarse por medio de una corriente eléctrica emite electrones debido al efecto termoiónico. Situando un campo eléctrico de potencial VDC entre el metal emisor de electrones (cátodo) de polaridad negativa y el extremo opuesto (ánodo) de polaridad positiva, los electrones dentro del vacío creado en el tubo primero se verán enfocados en el cátodo por medio del cilindro Wehnelt y posteriormente acelerados hacia el ánodo.

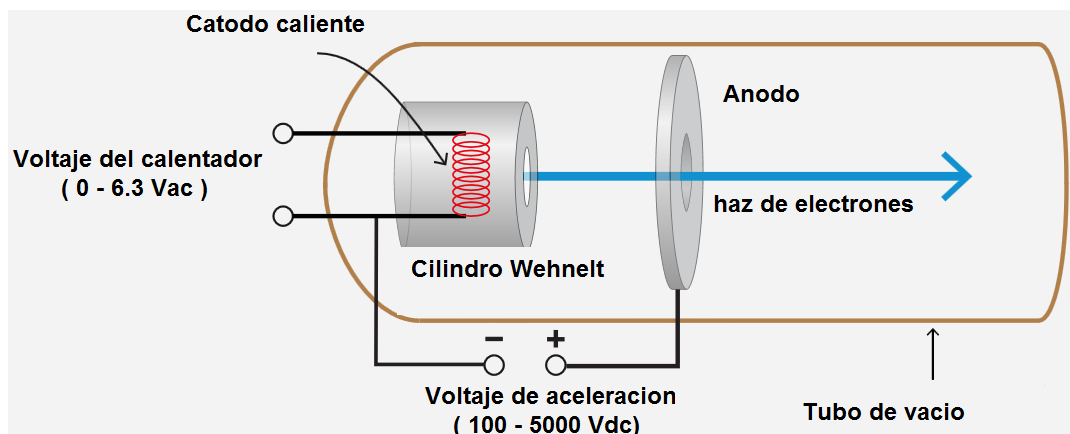


Ilustración 3 Esquema del tubo de rayos catódicos.

La energía ganada (en julios) será la carga del electrón multiplicada por el potencial VDC. Por tanto, si el potencial fuera 1000 V, la energía ganada sería de 1000 electronvoltio, o 1 KeV, donde la unidad eV forma parte del sistema internacional como medida de energía y equivale a 1.6×10^{-19} Julios.

La velocidad adquirida por los electrones, siendo la masa del electrón $9,1 \times 10^{-31}$ Kg en este caso, sería:

$$E_C = \frac{1}{2} m v^2 \Rightarrow v = \sqrt{\frac{3,2 \cdot 10^{-19}}{9,1 \cdot 10^{-31}}}$$

Velocidad = 18752Km/s, 0.62 veces la velocidad de la luz.

Un acelerador de partículas necesita, además de acelerar las partículas, guiarlas y confinarlas. Para poder realizar estas acciones sobre las partículas necesitamos poder aplicar fuerzas, y en el caso de aceleradores, utilizaremos las fuerzas electromagnéticas. Estas fuerzas electromagnéticas sólo se manifestarán en partículas cargadas eléctricamente. Mediante el campo eléctrico podremos acelerar mientras el campo magnético será el encargado de guiar y confinar las partículas.

Una carga (q) que se encuentre en un campo electromagnético con una velocidad (\vec{v}) se verá afectada por el campo eléctrico y magnético mediante la siguiente formula:

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) = q\vec{E} + q\vec{v} \times \vec{B} = \vec{F}_E + \vec{F}_B$$

En la fórmula anterior se puede constatar que si se aumenta el campo eléctrico E , la fuerza F_E aumenta en el sentido de la partícula, por tanto acelera, mientras que si aumenta la densidad de flujo magnético B , la fuerza F_B será perpendicular al plano formado por la dirección de la partícula y la densidad de flujo magnético B , de esta forma se consigue modificar su trayectoria.

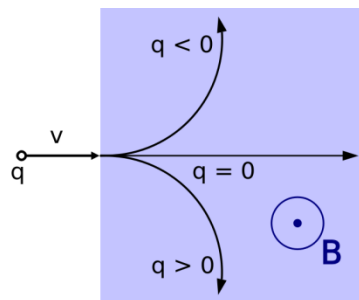


Ilustración 4 Trayectoria de una carga modificada por un campo magnético

En un acelerador debemos crear las partículas cargadas eléctricamente, que pueden ser electrones, protones o iones. En el caso de los iones se utiliza un dispositivo llamado duoplasmatron. En el duoplasmatron se introducirá un gas ionizado que contiene partículas cargadas, el gas será inyectado hacia la siguiente etapa de aceleración comportándose de manera análoga al tubo de rayos catódicos con campo electrostático.

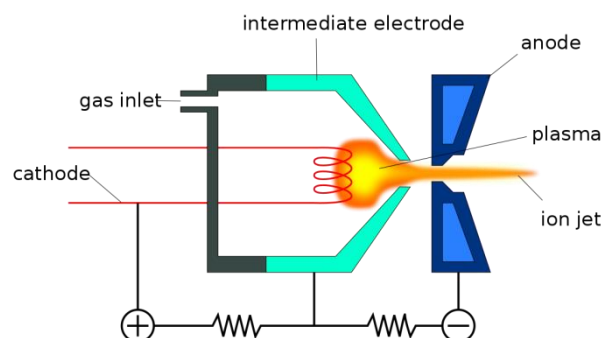


Ilustración 5 Esquema de un duoplasmatron.

Ya hemos visto como en el tubo de rayos catódicos las partículas se aceleran por medio de campo eléctrico E , en este caso el campo usado para acelerar estas partículas también es estático y se utiliza corriente continua para generar la diferencia de potencial, a estos aceleradores se les denomina electroestáticos¹.

Los aceleradores electroestáticos tienen como ventaja su método más sencillo de aceleración y la posibilidad de acelerar en varias etapas, aunque con la limitación de la rigidez dieléctrica y del voltaje de ruptura, en torno a los 10 MV en el vacío, este procedimiento es utilizado en las primeras etapas de la aceleración (fuente de iones).

La limitación de energía en los aceleradores electroestáticos debida al voltaje de rotura supone un problema para obtener aceleradores más potentes. Para solucionar este problema se crearon otro tipo de aceleradores, los aceleradores electrodinámicos. En los aceleradores electrodinámicos el campo eléctrico cambia mediante corriente alterna de Radio Frecuencia (RF).

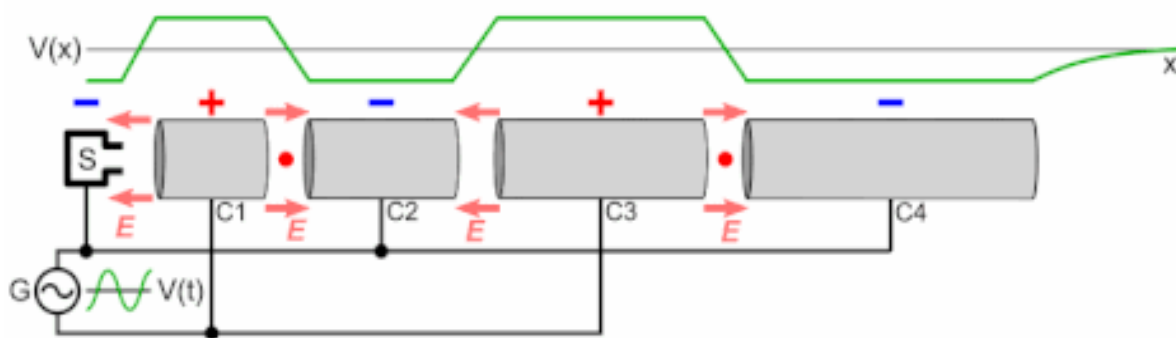


Ilustración 6 Acelerador electrodinámico de tubo de deslizamiento (drift tube).

En este caso, el campo eléctrico invierte la polaridad en cada semiperiodo y la partícula debe llegar en el momento en que el campo tiene el sentido correcto para la aceleración. De esta forma la partícula se verá atraída en un semiperiodo, y cuando llegue a la fuente del potencial RF, éste cambiará de signo para repeler la partícula, aplicando de esta forma aceleración en ambos semiperiodos. En la Ilustración 6, se aprecia cómo las diferentes secciones de aceleración son más largas a medida que la partícula gana velocidad para compensar el incremento de velocidad. Dentro de cada tubo de deslizamiento la partícula no ve campo alguno y solo se verá acelerada en las secciones entre tubos. En este tipo de aceleración, el tiempo de vuelo de la partícula debe ser la mitad del periodo RF y la longitud recorrida por la partícula será su velocidad por el tiempo de vuelo.

A este tipo de aceleradores normalmente se los conocen como aceleradores lineales LINAC (LINear ACcelerator). Este tipo de aceleradores llegan a acelerar hasta energías de GeV para electrones, aunque para obtener esas energías son necesarios varios kilómetros de aceleración, por lo que habitualmente se usan como fuentes de aceleradores circulares sincrotrón "synchrotron" a energías de inyección de MeV. En los aceleradores sincrotrón, como se deduce de su nombre, la sincronía (timing) es muy importante ya que se debe mantener un control preciso de la localización de las partículas en el proceso de aceleración.

¹ A este tipo de aceleradores también pertenecen el acelerador de Van de Graff (1929) y el de Cockcroft–Walton (1932).

En los aceleradores sincrotrón se obtienen mayores energías y una aceleración progresiva en un espacio reducido. En este tipo de aceleradores se aplica el mismo método electrodinámico de aceleración, pero utilizando cavidades resonantes para alcanzar las altas frecuencias de RF necesarias.

El haz de partículas va a ser contenido y guiado en su trayectoria circular mediante campos magnéticos creados por imanes dipolares para modificar la trayectoria y cuadrupolos para asegurar la contención y centrado de las partículas. Estos campos magnéticos van a aumentar su campo magnético sincronizados con el aumento de energía del haz de partículas. Análogamente a la fuerza centrífuga que podemos encontrar al tomar una rotonda a gran velocidad, $\vec{F}_c = m \cdot \vec{a}_c$, las partículas del haz tienden a fugarse tangencialmente de la trayectoria, la magnitud de la aceleración centrífuga $\vec{a}_c = \frac{\vec{v}^2}{R}$ aumenta con la velocidad, haciendo aumentar el campo magnético que las contiene $\vec{F}_B = q\vec{v} \times \vec{B}$. Para evitar la generación de enormes campos magnéticos difíciles de alcanzar al necesitar enormes corrientes eléctricas, el haz se transfiere a aceleradores de mayor diámetro aumentando R y disminuyendo \vec{F}_c .

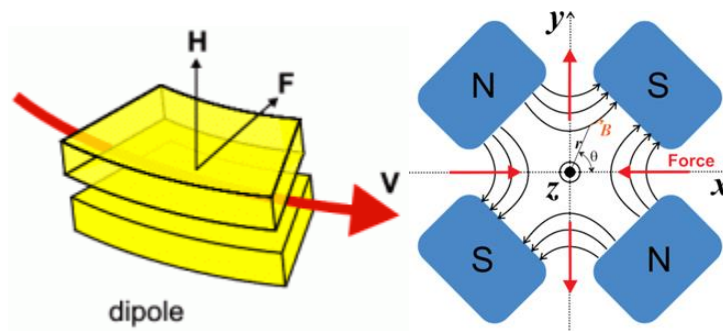


Ilustración 7 Dipolo y cuadrupolo magnético.

Un ejemplo de esta aceleración progresiva y el lugar donde se desarrolla este trabajo es el CERN (Centro Europeo de Investigación Nuclear) localizado en Ginebra (Suiza).

En el CERN físicos e ingenieros de todo el mundo investigan la estructura de la materia como principal experimento, pero existen múltiples experimentos de diversa índole, entre ellos por ejemplo la influencia de los rayos cósmicos en las nubes o aceleradores para Física médica.

En el CERN se aceleran partículas a velocidades muy próximas a la velocidad de la luz y se hacen colisionar en el interior de detectores para estudiar así sus interacciones, consiguiendo densidades de energía y temperaturas similares a los primeros instantes de nuestro universo primitivo (10-25 s después del Big Bang). Esta sofisticada obra de ingeniería se compone fundamentalmente de una sucesión de aceleradores que incrementan la energía de las partículas (llamados LINAC 2, Booster, PS, SPS y LHC) y cuatro grandes detectores que registran y analizan las partículas creadas tras las colisiones: ALICE, CMS, ATLAS y LHCb.

Como puede verse en la Ilustración 8, en el complejo de aceleradores del CERN se parte en primer lugar de Linac2 (50 MeV) para la aceleración de protones, de donde pasa al primer sincrotrón PSB (Proton Sincrotrón Booster), un acelerador con 4 sincrotrones en paralelo al que se le inyecta el haz del Linac2 secuencialmente mediante un distribuidor y consiguiendo energías de 1.4 GeV. El PSB inyecta a PS (Proton Sincrotrón), donde obtenemos energías de 25 GeV, de ahí PS inyecta a SPS (Super Proton Sincrotrón), donde se alcanzan energías de 450 GeV, y por último SPS será el inyector de LHC (Large Hadron Collider), que consigue alcanzar la energía de 8 TeV.

En la Ilustración 8, también podemos observar como el radio de curvatura de los sincrotrones aumenta debido a la mayor energía del haz de partículas, existe un límite en el que el campo magnético que debe igualar la fuerza centrífuga se hace difícil de alcanzar, a este límite se le conoce como rigidez magnética.

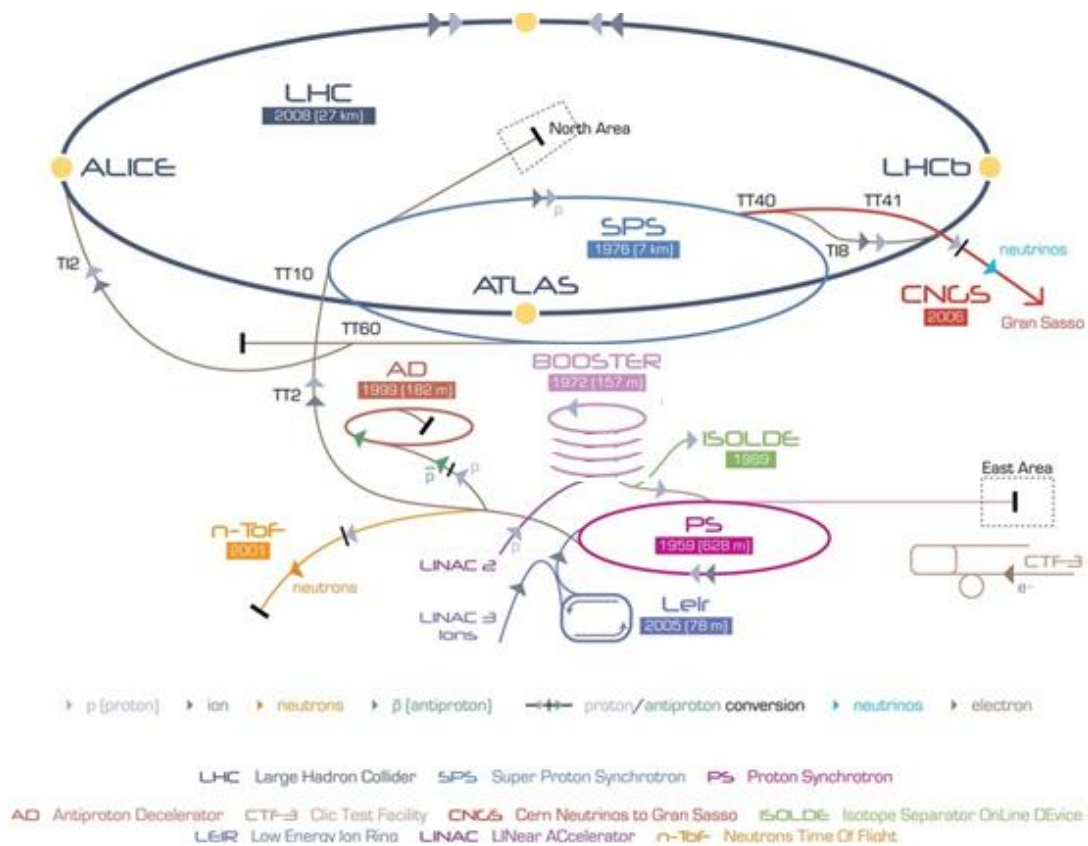


Ilustración 8 Complejo de aceleradores en el CERN.

El complejo de aceleradores del CERN no sólo actúa como inyector hacia el LHC, sino que existen diversos experimentos que utilizan haces de partículas con características específicas como, por ejemplo; distintas energías, número de partículas o perfiles longitudinales. En el proceso de aceleración progresiva se configuran los diferentes aceleradores para obtener las características necesarias para cada haz, a cada haz de distintas características se le llama usuario.

Para la generación de los diversos haces, el sincrotrón se va rellenando de partículas equiespaciadas determinadas por numero armónico (h) donde h es el número de segmentos circulares (bucket) en los que se divide el acelerador circular, pudiendo tener haces de diferentes características (usuarios) en cada segmento.

Otro parámetro importante en un sincrotrón es el período correspondiente a la frecuencia de revolución, o tiempo que tardan las partículas en dar una vuelta completa al anillo. Esta frecuencia es muy importante para la sincronización de la transferencia (inyección) de partículas entre aceleradores.

La inyección de partículas de un acelerador a otro puede ser simple o múltiple. La inyección múltiple consiste en inyectar múltiples veces, una vez por cada vuelta del sincrotrón que recibe la inyección, integrando de esta manera el número de partículas total para ese usuario. La inyección múltiple se utiliza para aumentar el número de partículas para un usuario específico.

3.1 LINAC 4

Linac 2 es actualmente la fuente y el primer acelerador en el proceso de aceleración hasta llegar al LHC en el CERN, esta ha sido su función desde 1978, pero su ciclo de vida ha llegado a su fin y será reemplazado en 2020 por el nuevo acelerador lineal Linac4. Esta sustitución forma parte del programa de mejora de los aceleradores que inyectan partículas a LHC, denominado LIU (LHC Injectors Upgrade). El objetivo de LIU es llegar a multiplicar por 10 la luminosidad del LHC convirtiéndose en el High-Luminosity Large Hadron Collider (HL-LHC) e incrementar así el potencial para los nuevos descubrimientos a partir de 2025.

La luminosidad es un importante indicador del rendimiento de un acelerador y es proporcional al número de colisiones que ocurren en un determinado lapso de tiempo. Cuanto mayor luminosidad más datos se extraerán para los experimentos y la probabilidad de encontrar procesos físicos poco habituales será mayor. Por ejemplo, con el HL-LHC se espera producir 15 millones de bosones de Higgs por año en comparación con los 1,2 millones producidos entre 2011 y 2012 con el actual LHC.

Dentro de ese programa de mejora de los aceleradores de inyección, Linac 4 inyectará protones de hidrogeno (H-) a una energía de 160 MeV frente a las 50 MeV actuales de Linac 2. Con esta mejora se espera aumentar la luminosidad de PSB en un factor 2. Los parámetros fundamentales del Linac 4 y necesarios para el diseño del amplificador son los siguientes:

Ion species	H-
Output energy	160 MeV
Bunch frequency	352.2 MHz
Max. rep. Rate (PSB = 0.83Hz)	2 Hz
Beam pulse Length	600 microseconds
Chopping scheme	222/133 transmitted bunches/empty buckets
Mean pulse current	40 mA
Beam power	5.1 kW
N. particles per pulse	$1.0 \cdot E14$
N. particles per bunch	$1.14 \cdot E9$
Beam flatness ²	< 5%
Beam transverse emittance	$0.4 \text{ }^3\text{mm mrad (rms)}$

Ilustración 9 Parámetros fundamentales del acelerador Linac 4

La emitanancia puede definirse como el mínimo tamaño al que podemos reducir la sección transversal del haz de partículas. En un acelerador, mantener una emitanancia pequeña significa que la probabilidad de interacción será grande, lo que resulta en una alta luminosidad. El nuevo Linac 4 se compone de:

- Fuente de iones (duoplasmatron).
- Un RFQ (Radio Frequency Quadrupole), su misión es doble: acelera el haz con campo eléctrico a la vez enfoca con campo magnético las partículas sin agrupar que salen de la fuente. En la aceleración agrupa las partículas en grupos (bunches) dentro de buckets de 2.84 ns, siguiendo la frecuencia del acelerador de 352.2 MHz.
- Chopper: Trocea el haz pulsado, para adecuarlo en longitud hacia la inyección a PSB donde la frecuencia de revolución tiene un periodo de 1 μ s y generando los diferentes troceados "chopping patterns" en función del usuario.
- Drift Tube Linac (DTL), tubo de deslizamiento, acelera las partículas.
- Cell-Coupled Drift Tube Linac (CCDTL), una variación de DTL para más alta energía
- Pi-mode structure (PIMS), cavidades resonantes de aceleración.

² Planitud del haz o como de constante es el flujo de partículas.

³ La emitanancia habitualmente se expresa como "longitud x ángulo"; por ejemplo, "milímetros x milliradianes"

Partiendo de la fuente, el haz sin agrupar (unbunched) es generado por medio de la RFQ. Aplicando la corriente apropiada, mediante la RF el haz se agrupa en bunches de 1.14×10^9 partículas con una distancia entre bunches de 2.84 ns, que corresponde a la radiofrecuencia de 352.2 MHz. La estructura básica de Linac 4 y del haz a la salida de la RFQ se puede observar en la Ilustración 10.

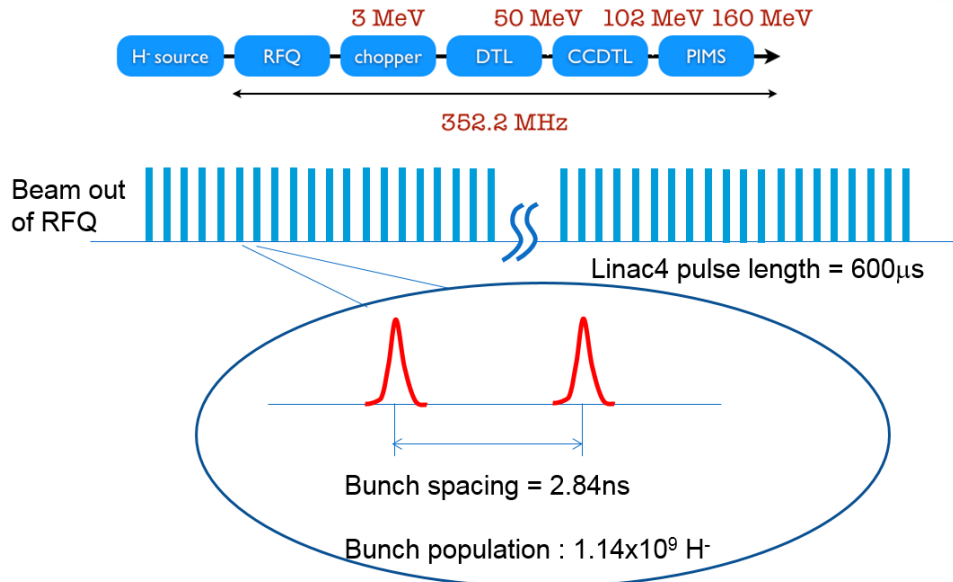


Ilustración 10 Haz de partículas en LINAC 4.

Posteriormente el troceador (chopper) trocea el haz de partículas, conformándolo en continuos grupos de partículas (bunches) y adecuándolo a la de revolución del sincrotrón PSB de 1 MHz. El chopper será capaz de trocear cada inyección del Linac hacia Booster, inyectando cada vuelta de $1 \mu\text{s}$ y controlando a su vez el número de buckets por vuelta en función del usuario. El haz constará de un mínimo de 17 bunches (correspondientes a un tiempo de 50 ns) hasta un máximo de 222 (correspondientes a un tiempo de 630 ns), Ilustración 11. A esta característica se la conoce como “chopping pattern” y aporta una gran flexibilidad para la generación de diferentes usuarios.

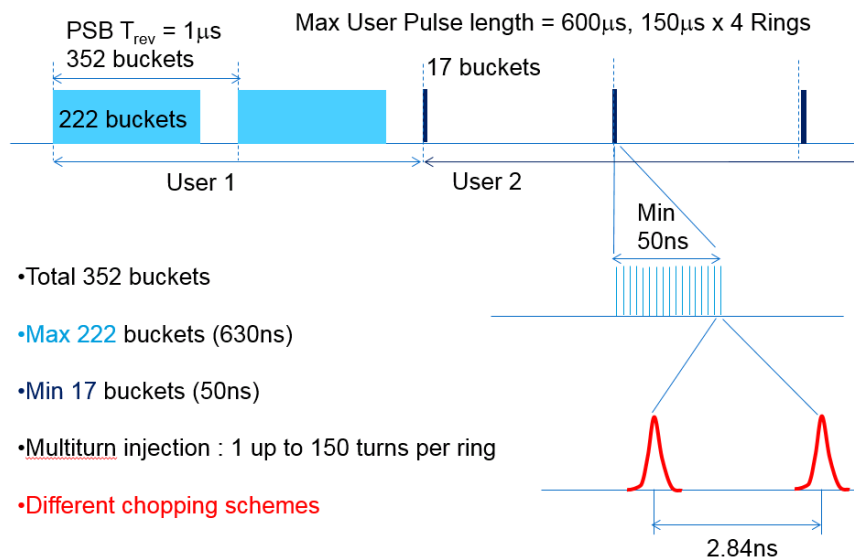


Ilustración 11 Patrones de troceado para diferentes usuarios en Linac 4

A partir del patrón de haz para el usuario y mediante las líneas DTL, CCDTL y PIMS, el haz es acelerado hasta los 150 MeV para ser inyectado en PSB.

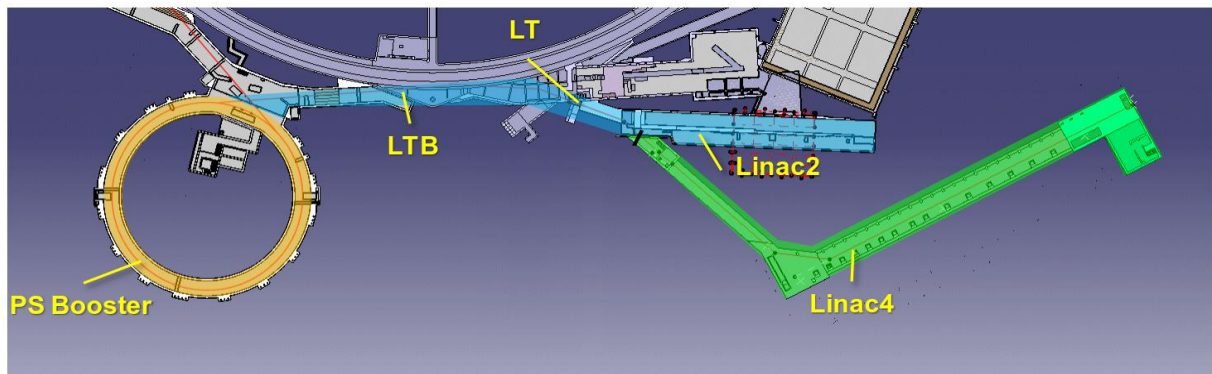


Ilustración 12 Conexión entre los Linacs 2 y 4 hacia Booster en el complejo del CERN

En la inyección múltiple, Ilustración 13, del nuevo Linac 4 hacia PSB se tendrán como máximo 150 vueltas por anillo, al tener 4 anillos en el PSB en total tenemos una longitud máxima de haz de 600 μs .

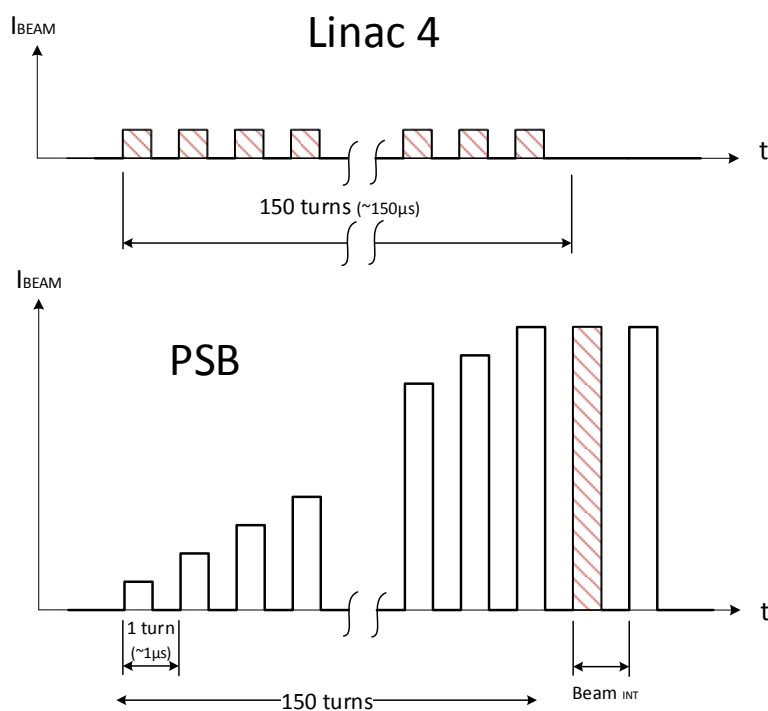


Ilustración 13 Multi inyección en Linac 4

Con lo visto hasta ahora, podremos dividir las partes que conforman un acelerador en:

- Elementos a través de los que circulan las partículas (cámara de vacío)
- Elementos que aceleran las partículas (RFQ, tubos de deslizamiento, cavidades de radiofrecuencia)
- Elementos que guían y confinan las partículas (dipolos, cuadrupolos, etc.)
- Elementos de control de la sincronización, timing.

Pero se necesita un sistema para controlar el buen funcionamiento del acelerador, este subsistema es la instrumentación y su función es la de medir los parámetros en el proceso de aceleración. Existen multitud de parámetros a medir y uno muy importante es el número de partículas.

3.2 Instrumentación para aceleradores, el FBCT.

En el desarrollo del nuevo acelerador lineal Linac 4 la instrumentación es pieza clave. La instrumentación son los ojos de los operadores y diseñadores, tiene una función múltiple ya que permite mejorar el diseño, evaluar sus características y velar por la seguridad en la operación.

Dentro de esta instrumentación para el análisis del haz de partículas se encuentra un dispositivo no invasivo llamado FBCT, el Fast Beam Current Transformer que es el encargado de medir el número de partículas y el perfil del haz respecto al tiempo o perfil longitudinal.

Mediante la medida del perfil longitudinal del haz se verifica su presencia y se mide la estabilidad del haz en el tiempo o dicho de otra manera el número de partículas por unidad de tiempo, este parámetro es importante entre otros para calcular y mejorar la emitancia del haz.

El principio de funcionamiento de un FBCT es el de un transformador, Ilustración 14, el cambio de flujo magnético al paso de un corriente en el primario genera una corriente en el secundario proporcional a la del primario. En el FBCT el haz de partículas que atraviesa un toroide de material ferromagnético actúa como primario mientras un bobinado rodeando el toroide actúa de secundario.

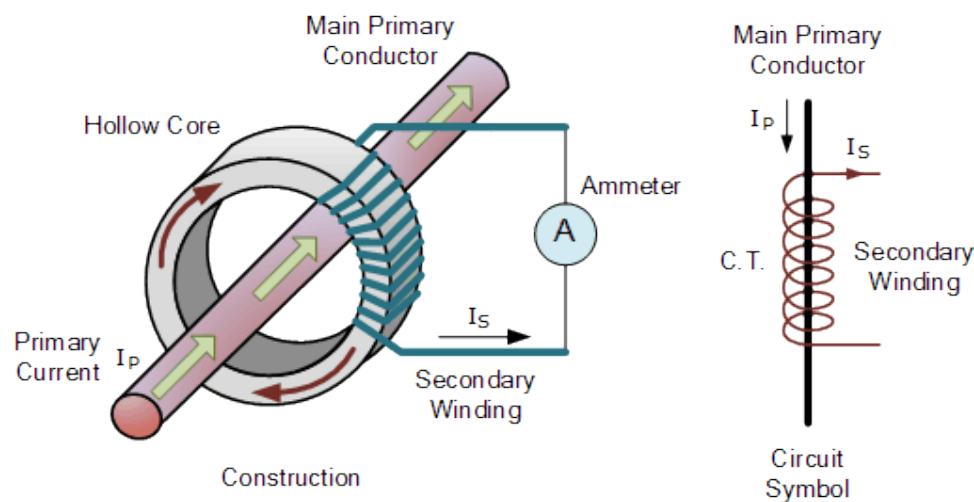


Ilustración 14 Principio de medida de un FBCT

En el secundario mediante una carga se obtiene una forma de onda en voltaje que nos muestra el perfil longitudinal del haz, Ilustración 17, de este perfil seremos capaces de medir el número de cargas totales y por unidad de tiempo (corriente) en el haz, con el valor de la carga total se podrá calcular el número de partículas que componen el haz.

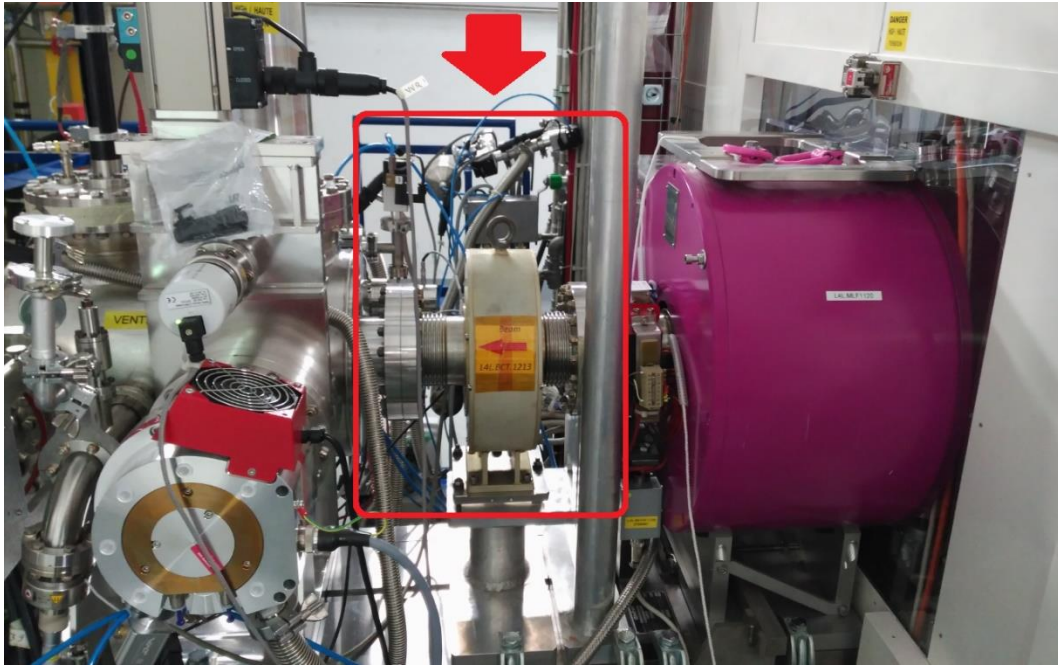


Ilustración 15 FBCT instalado a la salida de la fuente en Linac 4

Los FBCTs son estratégicamente instalados en los aceleradores para controlar los parámetros del haz, la intensidad es medida y comparada con la medida del FBCT precedente para verificar que las pérdidas son las esperadas, a la comparación entre FBCTs se la llama eficiencia y debe ser siempre menor o igual al 100%.

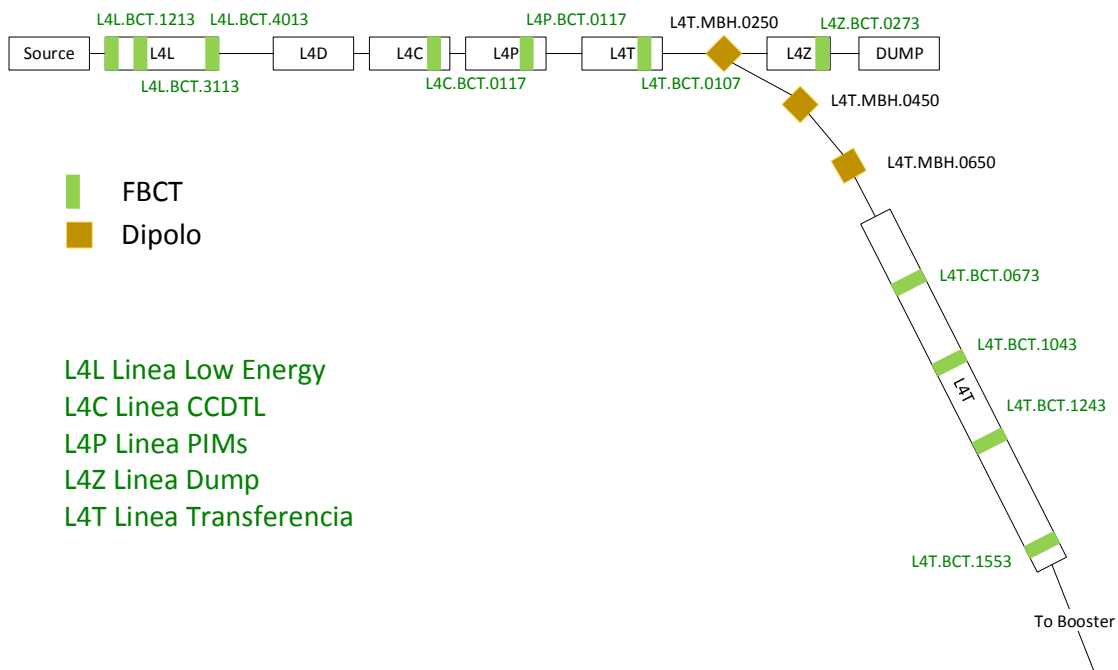


Ilustración 16 FBCTs (verde) y Dipolos (marrón) en Linac 4

En el proceso de medida del número de partículas y del perfil longitudinal del haz a la salida de cada FBCT se coloca un amplificador de cabecera para acondicionar la señal de entrada para la adquisición digital mediante un ADC (Analog to Digital Converter). La señal digitalizada será procesada mediante FPGA (Field Programmable Gate Array) para el cálculo de intensidad y su perfil longitudinal. Los datos y cálculos se recogen en una aplicación software específica que mostrará los resultados de intensidad y

el perfil longitudinal como lo haría un osciloscopio. Mediante la aplicación software se controla remotamente la configuración del cálculo de intensidad y parámetros del osciloscopio virtual. El sistema de adquisición integrado que realiza la adquisición digital, el procesado digital y la comunicación con la aplicación software se explica en la sección 8 (Sistema de adquisición y medida).

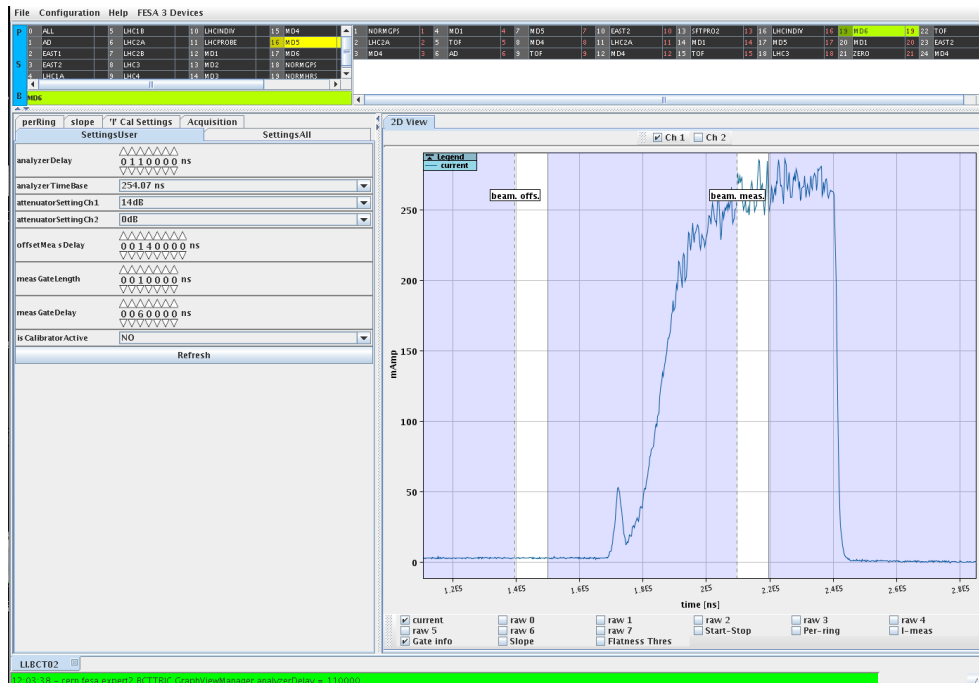


Ilustración 17 Perfil longitudinal de la fuente de Linac2 en la aplicación software

3.3 Especificaciones de diseño

El amplificador de cabecera será el encargado de amplificar la señal proveniente del haz de partículas, el cual para Linac 4 se compone de una señal pulsada de 352.2 MHz con una duración máxima de 600 μ s y diferentes patrones de troceado “chopping”.

En el diseño de este amplificador se plantean varias restricciones que se deben resolver:

- Un **problema** a solucionar y detectado en el antiguo diseño está relacionado con las altas frecuencias, se debe limitar el BW a la entrada del amplificador para evitar trabajar fuera del BW del amplificador. En este caso la frecuencia de trabajo es de 352.2 MHz y se ha comprobado que esta frecuencia tan alta, y posiblemente sus armónicos, perturban los amplificadores, siendo esencial para la medida filtrar estas altas frecuencias. El filtrado a su vez integrará el número de cargas que nos será de gran ayuda para su posterior medida mediante ADC.
- **Por especificación de diseño** el filtrado debe asegurar que la señal con la información de interés tenga una duración en tiempo suficiente para que el error en la digitalización mediante el ADC sea menor de 1%. En el caso más desfavorable la señal de entrada a la etapa de filtrado será una señal troceada de 50 ns.
- La frecuencia de corte inferior del FBCT. Al ser un transformador no puede medir DC y atenúa las bajas frecuencias, en la señal con la información de interés se observará una caída “droop” en la línea de base relacionada con la frecuencia de corte inferior del FBCT. **Por especificación de diseño** esta caída debe de ser menor del 5%.

- El sistema de adquisición tiene un rango máximo de entrada analógica de 0.7 Voltios (voltaje máximo a la entrada en el ADC). **Por especificación de diseño** el rango máximo de salida será 0.7 Voltios.
- **Por especificación de diseño** el error absoluto en la medida de la intensidad para el sistema completo será menor del 1%.

4. Estudio teórico y modelado del FBCT

El FBCT es un transformador de corriente ya que lo que se transforma es el paso de partículas cargadas (corriente) por un toroide, este paso de partículas cargadas provoca un flujo magnético que induce una corriente en un secundario (bobinado de medida), donde el primario es la espira creada por el flujo de partículas y el retorno por tierra (corriente imagen).

Este retorno se propaga por la tubería de vacío (beam pipe) y debe circular por la parte exterior del toroide ya que si circulara por la parte interior tendríamos un flujo neto de corriente igual a cero.

Para evitar el retorno por el interior del toroide se instala una cerámica con un revestimiento de titanio para dotar a la cerámica de una resistencia baja (20Ω) y definida evitando resonancias mediante amortiguamiento (dumping) en la cavidad formada por la mecánica que alberga el núcleo, Ilustración 18. La cerámica a su vez fuerza a la corriente de retorno a pasar por la parte exterior del FBCT compuesto de un material conductor.

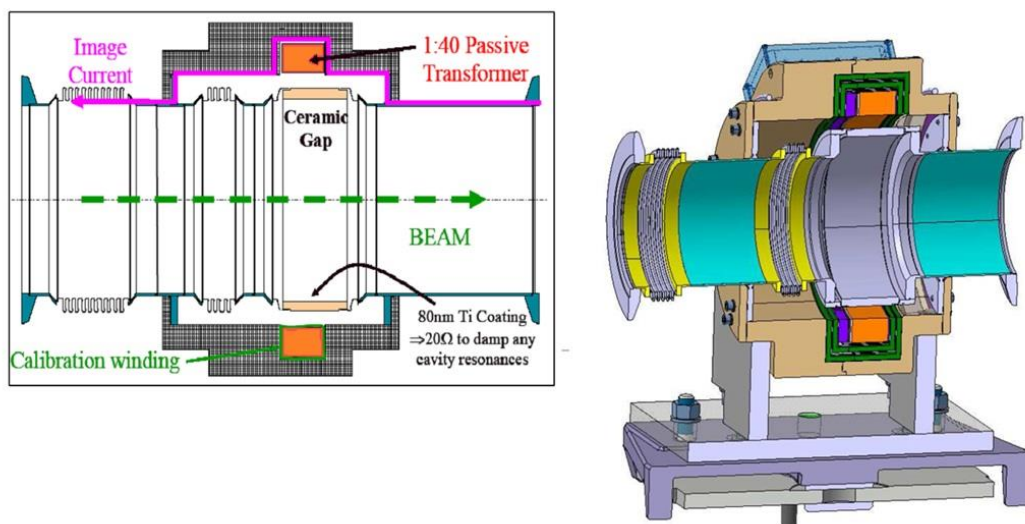


Ilustración 18 Corte longitudinal de la mecánica de un FBCT

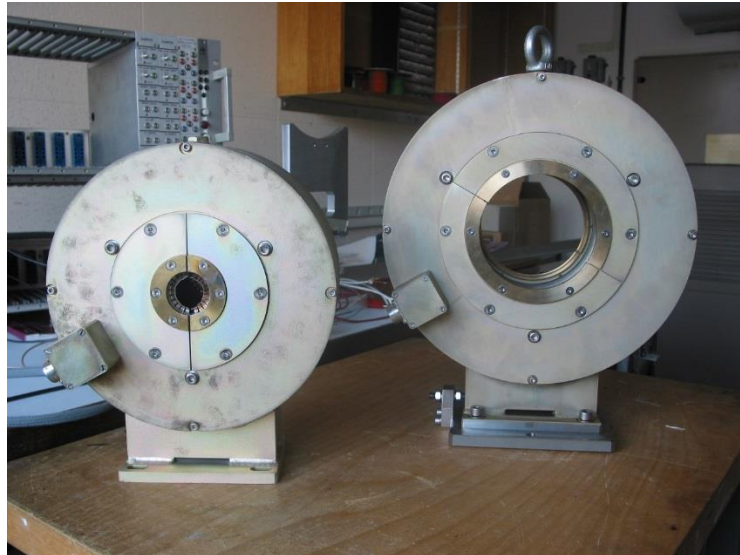


Ilustración 19 Mecánica de dos FBCTs de LINAC 4

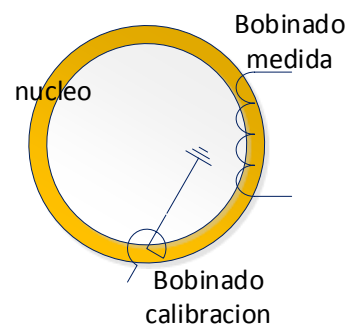


Ilustración 20 Bobinados de medida y calibración en el núcleo

En la Ilustración 19 se muestran dos FBCTs con distintos diámetros de tuberías de vacío, en la parte izquierda de cada FBCT se aprecia la caja de conexiones que contiene la señal de medida (bobinado de medida de N vueltas) y una entrada de calibración (bobinado de una vuelta) utilizados en la extracción de la señal del FBCT, el esquema de las conexiones se muestra en la Ilustración 20.

4.1 Circuitos Magnéticos

Los circuitos magnéticos muestran una analogía con los circuitos eléctricos, esta analogía se muestra en la Ilustración 21:

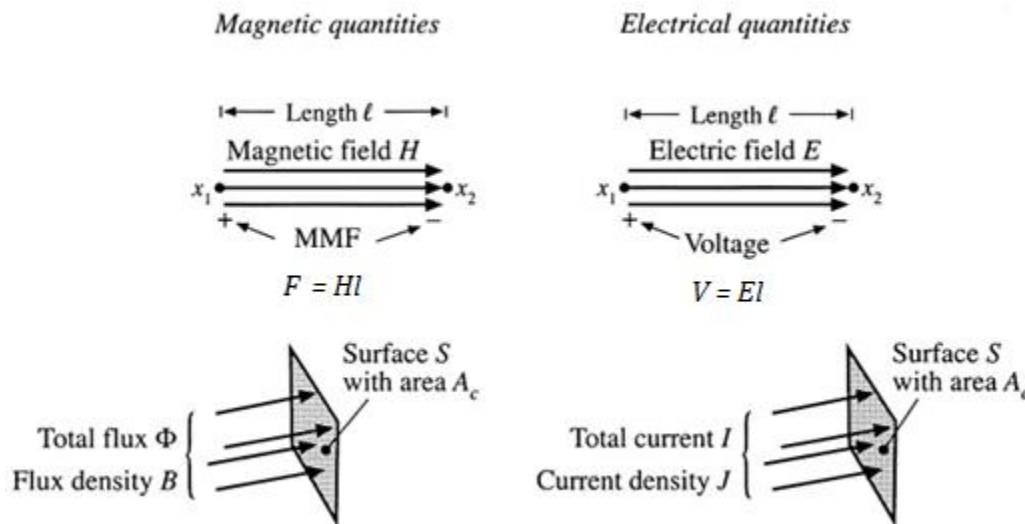


Ilustración 21 ley de Hopkinson

Donde la MMF (fuerza magneto motriz) o también llamado potencial magnético sería equivalente a la DDP (Diferencia de potencial Eléctrico) y el flujo magnético sería análogo a la corriente eléctrica. De esta analogía surge la ley de Hopkinson donde F es la MMF, H el campo magnético y l es la longitud a esta ley se la considera la ley de ohm para circuitos magnéticos y tiene la forma:

$$F = \int_{x_1}^{x_2} H dl$$

Si el campo magnético es uniforme:

$$F = Hl$$

$$\text{donde } H = \frac{B}{\mu}, B = \frac{F}{A_c} \text{ y } F = \frac{l}{\mu A_c} \Phi$$

De donde se obtiene la ley de Hopkinson:

$$F = \Phi \mathcal{R}$$

$$\text{con } \mathcal{R} = \frac{l}{\mu A_c}$$

Donde aparece el término reluctancia \mathcal{R} que sería el equivalente a la resistencia eléctrica, la Reluctancia dependería de las propiedades físicas del material, Ilustración 22.

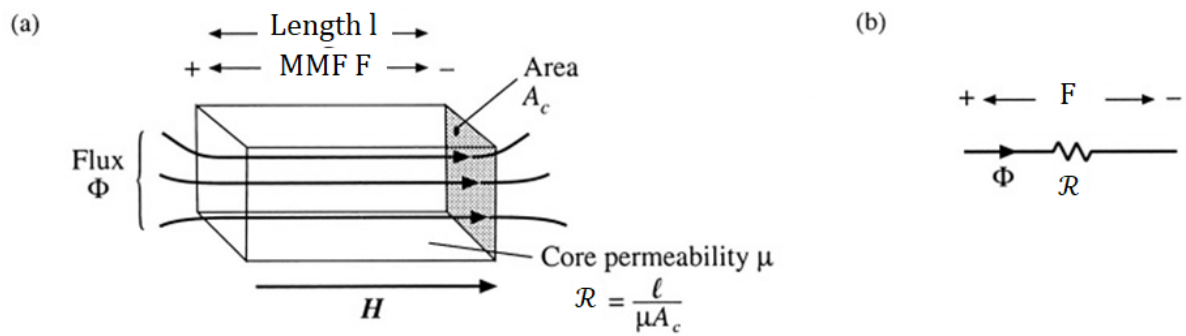


Ilustración 22 Dependencia de sus propiedades físicas de la Reluctancia

La ley de Kirchhoff para la corriente sería aplicable en este caso para su equivalente el flujo magnético:

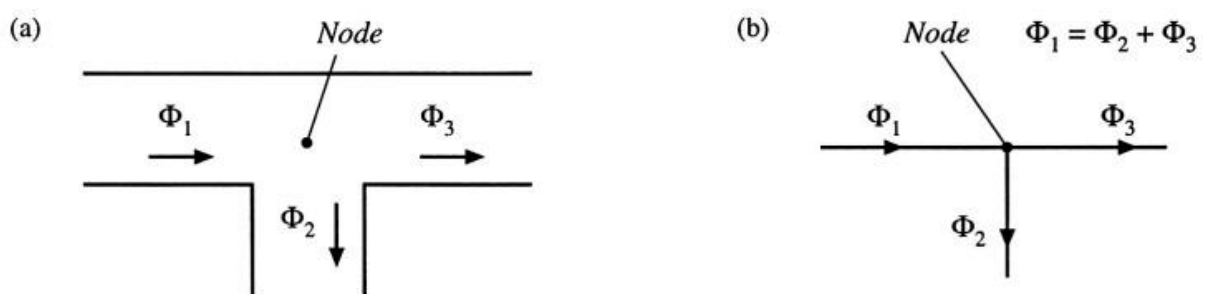


Ilustración 23 Equivalencia ley Kirchhoff con reluctancias

En el caso específico de un transformador:

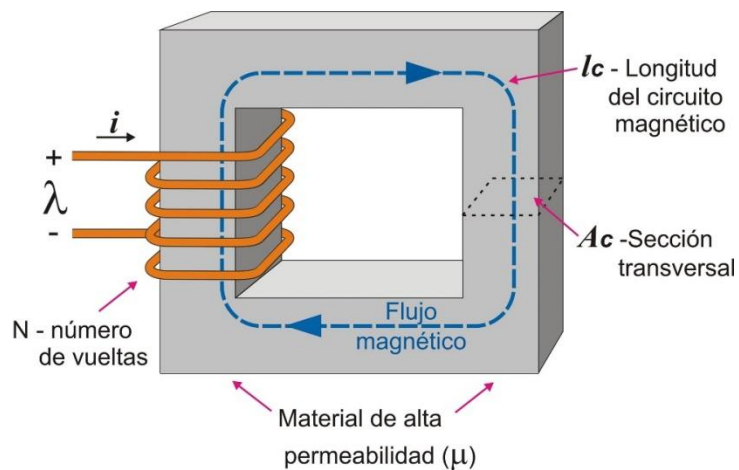


Ilustración 24 Reluctancia en un transformador

A_c : es la sección del toroide

l_c : el perímetro central del toroide

N : número de espiras

μ : la permeabilidad del material

La ley de Ampere relaciona la corriente en una espira con MMF (F) y el campo magnético, de esta forma se obtiene otra importante relación:

$$\oint H dl = \text{corriente total que atraviesa el toroide}$$

El valor de MMF (F) alrededor de un camino cerrado se relaciona con la corriente que pasa por el camino interior, esta corriente se relaciona también con el número de espiras siendo n veces la corriente:

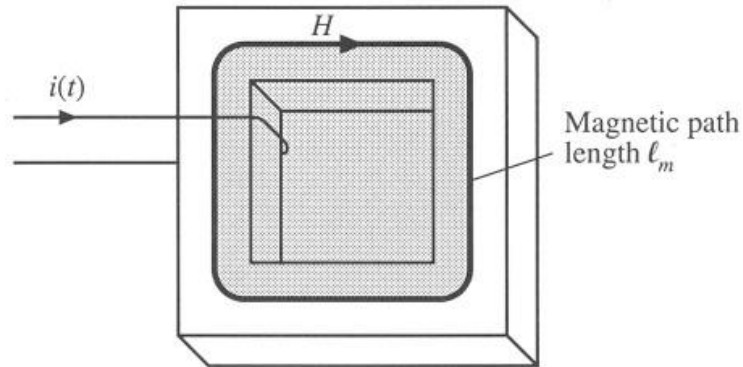


Ilustración 25 Ley de Ampere en un toroide

$$F = Hl$$

$$H(t)l = ni(t)$$

Donde la MMF es igual al número de espiras por la corriente que las atraviesa.

Por lo tanto, en un transformador se tienen todos los elementos para tener el circuito magnético que se muestra en la, Ilustración 26:

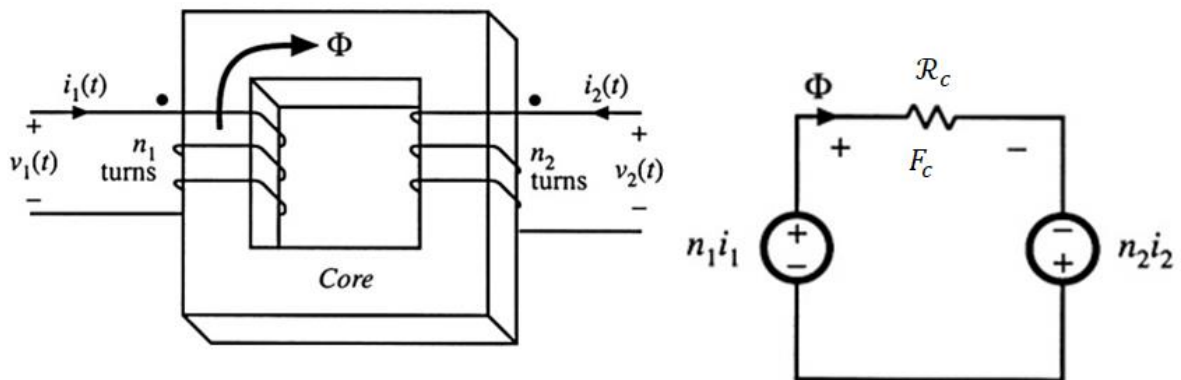


Ilustración 26 Circuito magnético equivalente en un toroide

Donde:

$$\Phi \mathcal{R} = n_1 i_1 + n_2 i_2$$

Mediante la ley de Faraday y la ley de Ampere la inductancia L se expresa como:

$$L = \frac{\mu n^2 A_c}{l_m}$$

Se extrae la relación, entre reluctancia \mathcal{R} y la inductancia L , necesaria para el modelado del transformador:

$$L = \frac{\mu n^2 A_c}{l_m} \quad \mathcal{R} = \frac{l_m}{\mu A_c}$$

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}}$$

4.2 Modelado de transformadores

4.2.1 Transformador ideal

En este caso ideal la reluctancia \mathcal{R}_c es cero ya que la permitividad es infinita y, por tanto:

$$0 = n_1 i_1 + n_2 i_2$$

Por la ley de Faraday la variación del flujo dentro del núcleo induce un voltaje, si ese flujo pasa por n espiras tenemos:

$$v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt}$$

$$v_2 = n_2 \frac{d\phi}{dt}$$

Llegando a la expresión del transformador:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2}$$

$$\frac{v_1}{n_1} = \frac{v_2}{n_2} \quad \text{y} \quad n_1 i_1 + n_2 i_2 = 0$$

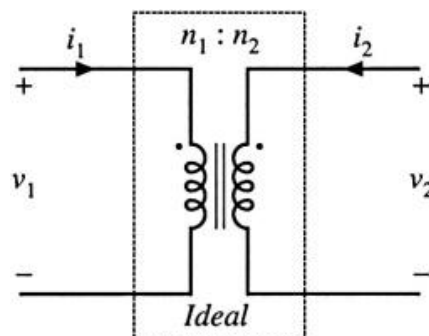


Ilustración 27 Modelo transformador ideal

4.2.2 Modelo simplificado e Inductancia de Magnetización

En el mundo real la Reluctancia no es cero y se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathcal{R}\phi = n_1 i_1 + n_2 i_2 \text{ con } v_1 = n_1 \frac{d\phi}{dt}$$

Dónde:

$$\phi = \frac{n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2}{\mathcal{R}}$$

$$V_1 = \frac{d}{dt} \left(\frac{n_1^2 \cdot i_1 + n_1 \cdot n_2 \cdot i_2}{\mathcal{R}} \right)$$

$$V_1 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}} \frac{d}{dt} \left(i_1 + \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \right)$$

$$V_1 = L_m \frac{d}{dt} (i_m)$$

Aplicando teoría de circuitos y la relación $L = \frac{n^2}{\mathcal{R}}$ se deduce L_m :

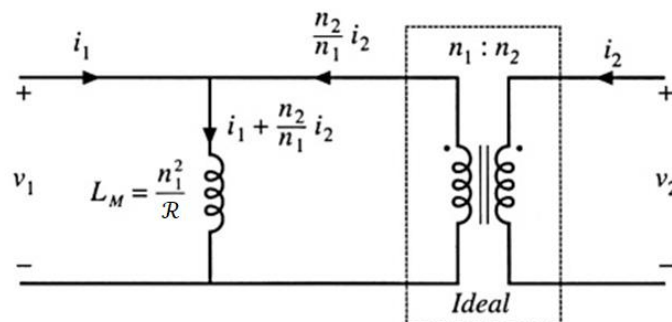


Ilustración 28 Modelo simplificado transformador

Donde L_m es la inductancia de magnetización e i_m es la corriente de magnetización del transformador, esta inductancia expresa la energía acumulada por el transformador. La inductancia L_m también se llama $L_{\mu 1}$ si esta expresada en el primario.

Si se realiza el mismo cálculo en el secundario:

$$V_2 = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}} \frac{d}{dt} \left(i_2 + \frac{n_1}{n_2} \cdot i_1 \right)$$

Se obtiene $L_{\mu 2} = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}}$ siendo $N = n_2/n_1$ la relación de espiras, siendo esta inductancia también la de magnetización, pero expresada esta vez en el secundario, esta inductancia es la propia del transformador y solo se puede expresar una vez o bien en el primario o en el secundario.

La relación entre el valor de la inductancia entre primario y secundario sigue la fórmula:

$$L_{\mu 2} = \frac{n_2^2}{\mathcal{R}} = L_{\mu 1} \cdot N^2 = \frac{n_1^2}{\mathcal{R}} \cdot \frac{n_2^2}{n_1^2}$$

Por tanto, el circuito equivalente sería:

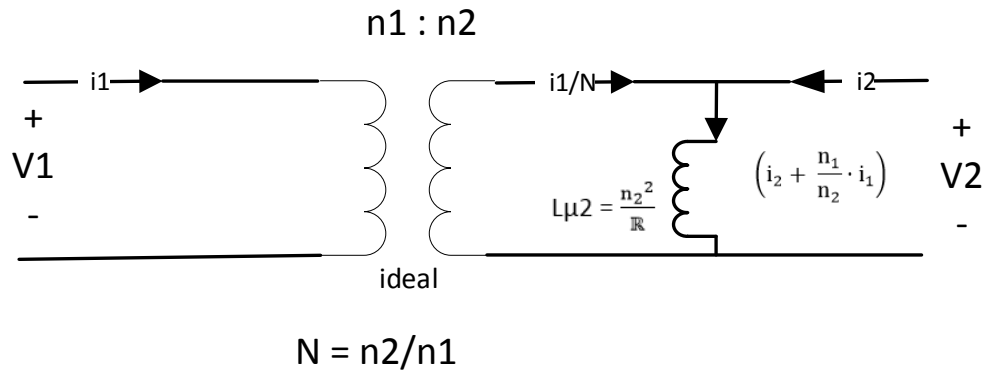


Ilustración 29 Relación entre primario y secundario en la inductancia magnetización

Donde observamos que la corriente que atraviesa $L_{\mu 2}$ es:

$$i_{\mu 2} = \left(i_2 + \frac{i_1}{N} \right)$$

Como en nuestro caso la corriente que atraviesa el primario es el haz se puede decir que la corriente que atraviesa la inductancia de magnetización es la suma de la corriente i_2 y la del haz I_b/N .

Por lo que, si se coloca una carga en el secundario del transformador, esto da lugar al siguiente modelo equivalente

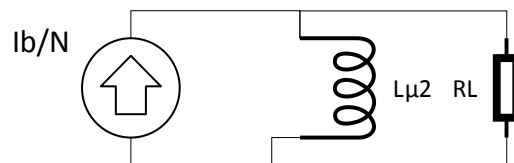


Ilustración 30 Modelo básico para la medida de corriente del haz

Donde la corriente inducida será la del haz de partículas dividido por la relación de espiras N , la resistencia que se introduce externamente con un valor R asegura una impedancia estable a partir de la frecuencia de corte inferior del FBCT creada en el corte de la asíntota de resistencia y la inductancia, este comportamiento se verá en la sección 5.

En este modelo simplificado se han obviado las inductancias parásitas dado que su valor es mucho menor a la de magnetización, las capacidades serán de interés para el modelado en altas frecuencias, estas se muestran en el siguiente modelo.

4.2.3 Modelo completo

En el modelo completo se incluyen los efectos parásitos adicionales

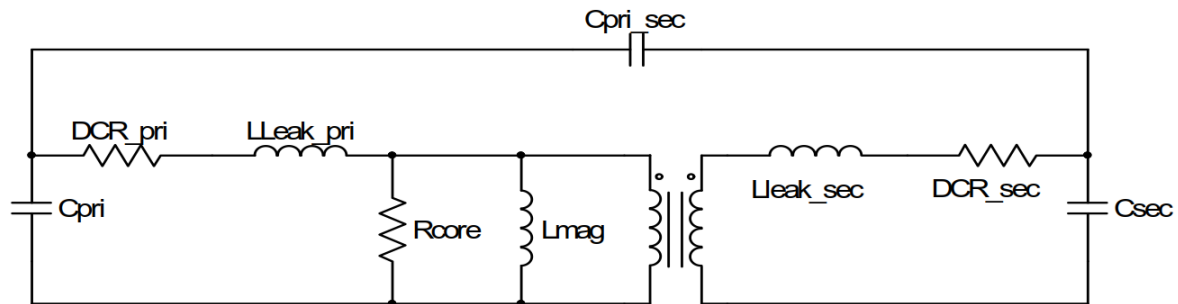


Ilustración 31 Modelo completo transformador

Donde las resistencias DCR se deben a la resistencia de los hilos conductores y L_{leak} modela el flujo magnético que se pierde a través del aire

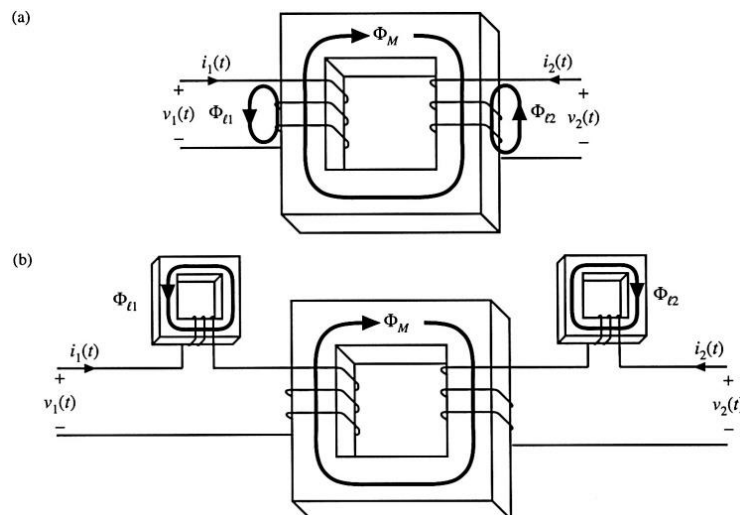


Ilustración 32 Inductancias parásitas en primario y secundario

Y de igual manera que tenemos inductancias parásitas se incluyen capacidades parásitas que se dividen en:

- Capacidad entre espiras responsable de la frecuencia de resonancia de la inductancia de magnetización.
- Capacidad entre laminas, en este caso solo existe una lámina de bobinado.
- Capacidad entre en núcleo y las láminas adyacentes al núcleo, importante en transformadores de potencia no en nuestro caso.
- Capacidad ente primario y secundario, la responsable del acople capacitivo a altas frecuencias.

Estas capacidades son las responsables de la frecuencia de corte a altas frecuencias y producen efectos de auto resonancias.

4.3 Verificación del modelo del FBCT

A continuación, se va a verificar el modelo del FBCT que se ha deducido teóricamente en el apartado anterior utilizando un analizador de redes equipado con analizador de impedancias, referencia bibliográfica (1).

Este analizador de redes puede analizar un ancho de banda desde 5 Hz hasta 3 GHz por lo tanto cubre las necesidades de BW ya que se pretende analizar el modelo del FBCT desde casi DC (5 Hz) hasta 352.2 MHz que es la frecuencia principal del haz pulsado en Linac 4.

Para las medidas se utilizarán los parámetros de “scattering” o parámetros S que relacionan las señales en los puertos de entrada (puerto A) y salida (puerto B) del dispositivo a medir (DUT).

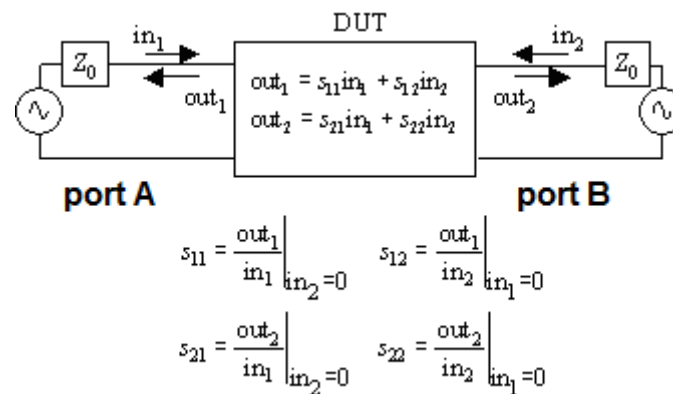


Ilustración 33 Definición de las relaciones en los parámetros S

En nuestro caso las medidas se centrarán en el S11 que proporciona el coeficiente de reflexión a la entrada o ratio entre la señal inyectada y la que se refleja, este parámetro es muy importante ya que indica la adaptación y la impedancia del dispositivo a medir mediante la expresión $S_{11} = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$.

El segundo parámetro que se utilizará será el S21 que indica la relación entre la señal inyectada en la entrada y la que aparece en la salida o lo que es lo mismo la función de transferencia.

Para las medidas se necesitará emular el haz de partículas para ello se ha construido una línea de transmisión con impedancia característica de 50 Ω utilizando una tubería de vacío (beam pipe) de reserva equipada con su cerámica, a la tubería se le han añadido en los extremos dos PCBs construidas “ad hoc” para el setup de medida. La tubería de vacío será el conductor externo y acoplaremos un conductor interno mediante un tubo de metal al que por medio de las PCBs conectadas y equipadas con conectores SMA le inyectaremos la señal. La relación de aspecto ente los dos radios se ha diseñado para conseguir una impedancia característica de 50 Ω, de esta manera la impedancia estará adaptada a la de los instrumentos del laboratorio, osciloscopio, VNA etc.



Ilustración 34 PCB para la relación de aspecto y conexión de señal

La dimensión de la línea de transmisión fue previamente calculada para la impedancia característica de 50Ω y posteriormente simulada con CST substituyendo la cerámica por un conductor para obtener continuidad en la línea.

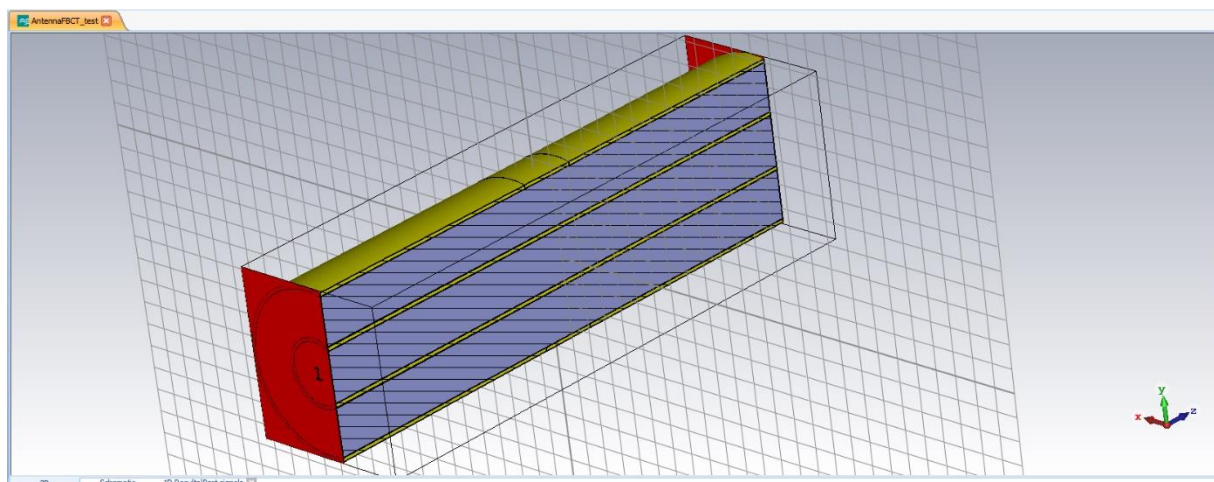


Ilustración 35 Modelo 3D línea transmisión en CST

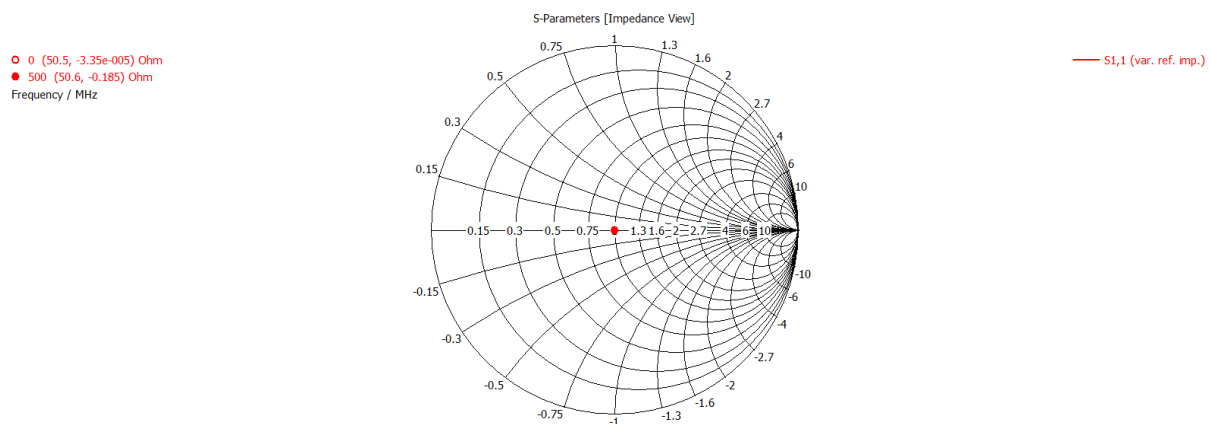


Ilustración 36 Simulación de la impedancia característica en CST

En la simulación obtenemos una impedancia característica de $(50.6, -0.185 j) @ 500 \text{ MHz}$, muy cercana a los 50Ω , se observa que en la simulación, Ilustración 36, no se tiene en cuenta las discontinuidades incluidas en los puertos de entrada y salida a causa de las PCBs, pero sirve como aproximación sobre la apropiada selección de los radios.

A continuación, se procederá a verificar el setup, como se ha comentado anteriormente la cerámica incluida en la tubería de vacío presenta una resistencia no nula que rompe la continuidad de la línea de transmisión que queremos verificar prácticamente. En el montaje nominal en el túnel, la continuidad se consigue puentando la cerámica y el núcleo utilizando la mecánica que los alberga. En la verificación de la línea de transmisión en el laboratorio se utilizaron planchas de cobre adhesivas sobre la cerámica, de esta manera obtenemos una línea de transmisión continua. Para la medida se utilizó el analizador de redes/impedancia anteriormente referenciado.

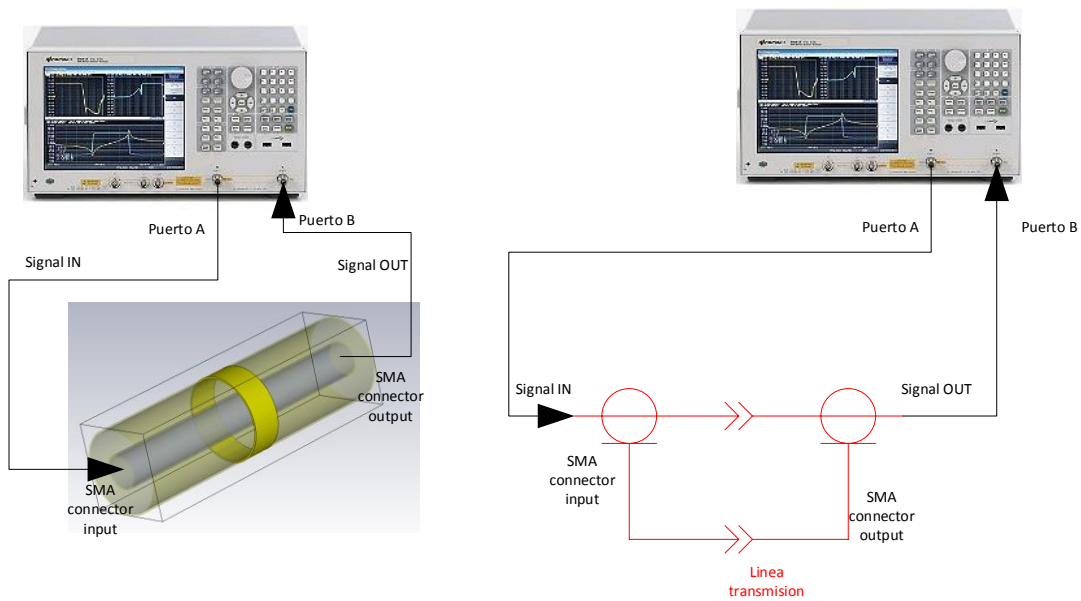


Ilustración 37 Configuración de medida de la línea de transmisión

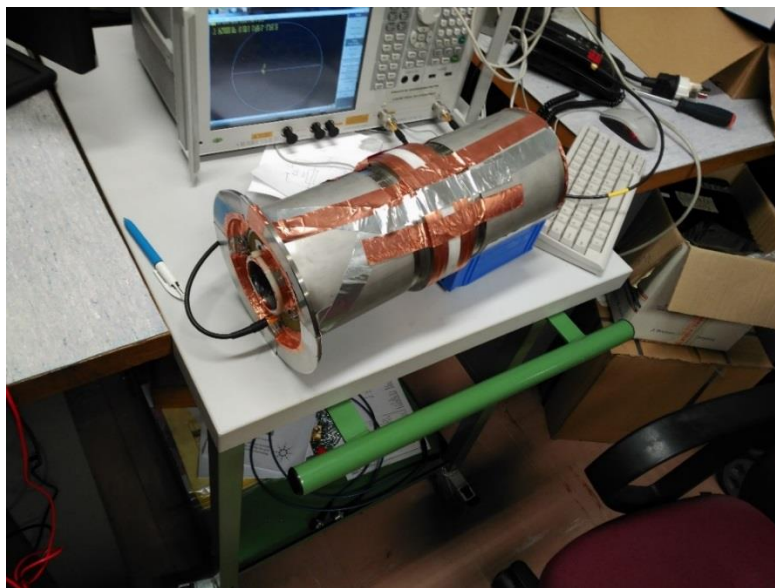


Ilustración 38 Setup de medida de la Línea de transmisión en el laboratorio

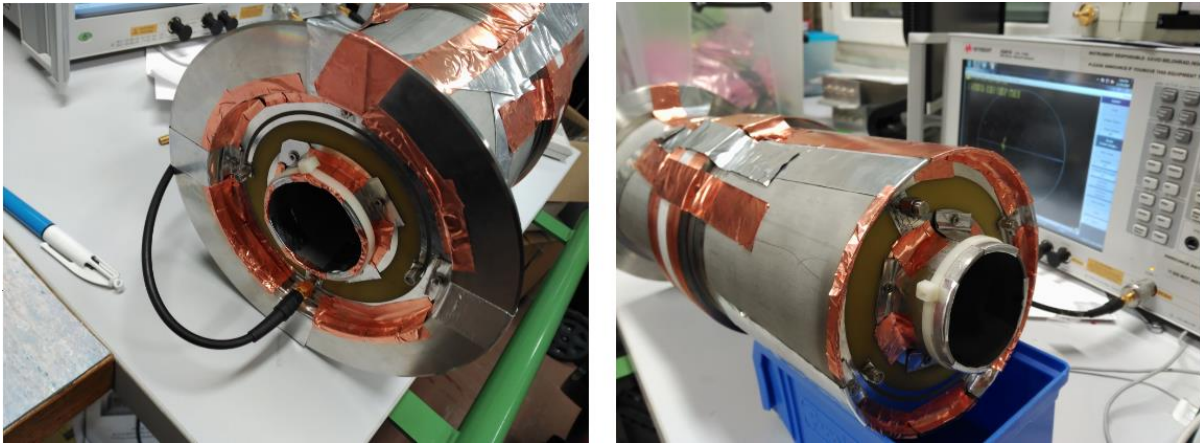


Ilustración 39 Puertos de entrada y salida de la línea transmisión

A continuación se medirá con el VNA la impedancia característica mediante el parámetro de scattering S11 (reflexión a la entrada) y el parámetro de “scattering” S21 (transmisión) en magnitud y fase.

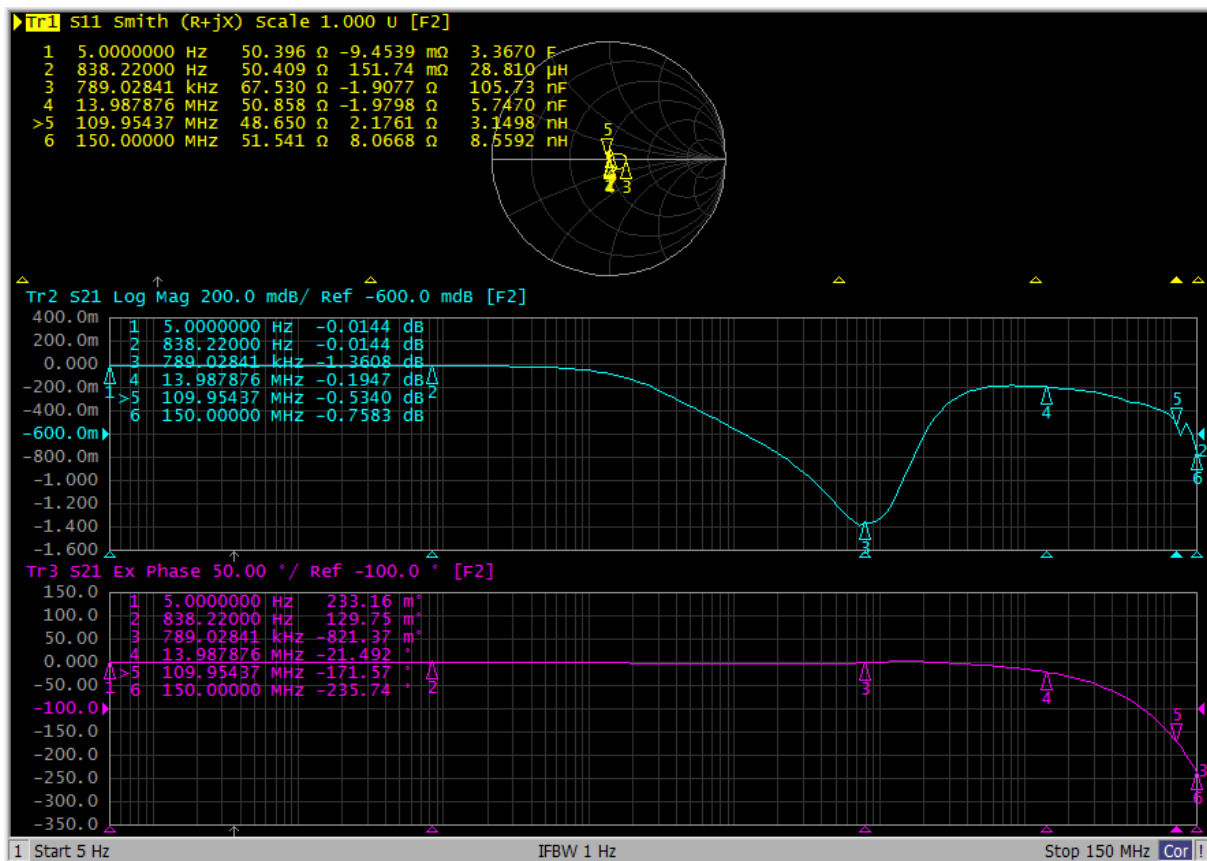


Ilustración 40 Parámetros S de la línea de transmisión en el VNA

Observamos que la línea presenta pérdidas aceptables, marcador 3 (S21 = -1.360 dB a 789.028 KHz) por una mala adaptación a la entrada (S11 = 67.530, -1.907 j) probablemente debida a la discontinuidad mecánica provocada por la PCB en los puertos de entrada y salida, para luego mejorar su adaptación y conseguir mejor transmisión hasta la frecuencia final de 150 MHz. Estos valores de transmisión son aceptables para simular el haz ya que el objetivo de la línea es estudiar el modelo del FBCT en bajas frecuencias y filtrar su salida en torno a 10-20 MHz.

4.3.1 Medida de la función de transferencia del FBCT

4.3.1.1 *Setup de medida*

A continuación, se prepara el setup de medida, Ilustración 41, se instalará la línea de transmisión en el interior del FBCT emulando la instalación nominal que se encontraría en el túnel del acelerador.

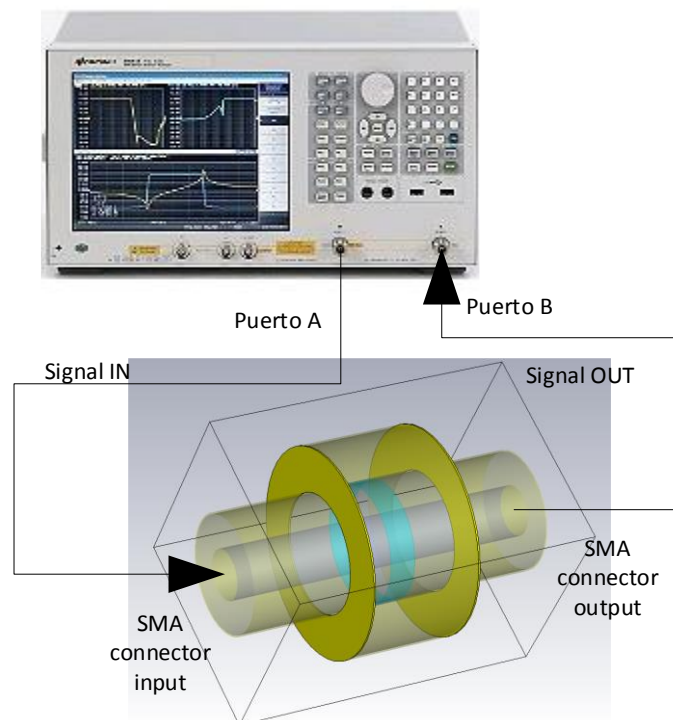


Ilustración 41 Configuración de medida línea transmisión ensamblada con FBCT

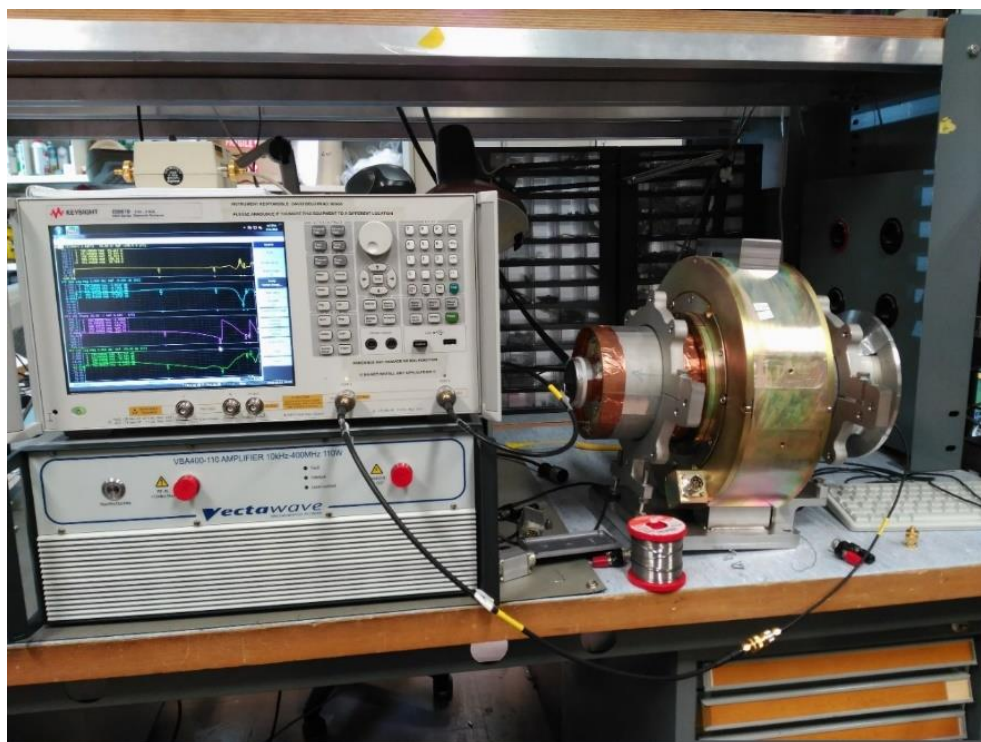


Ilustración 42 Medida de la línea de transmisión instalada en el FBCT

En este caso se utiliza el cuerpo del transformador para forzar el retorno por lo que vuelve a medir la línea de transmisión.

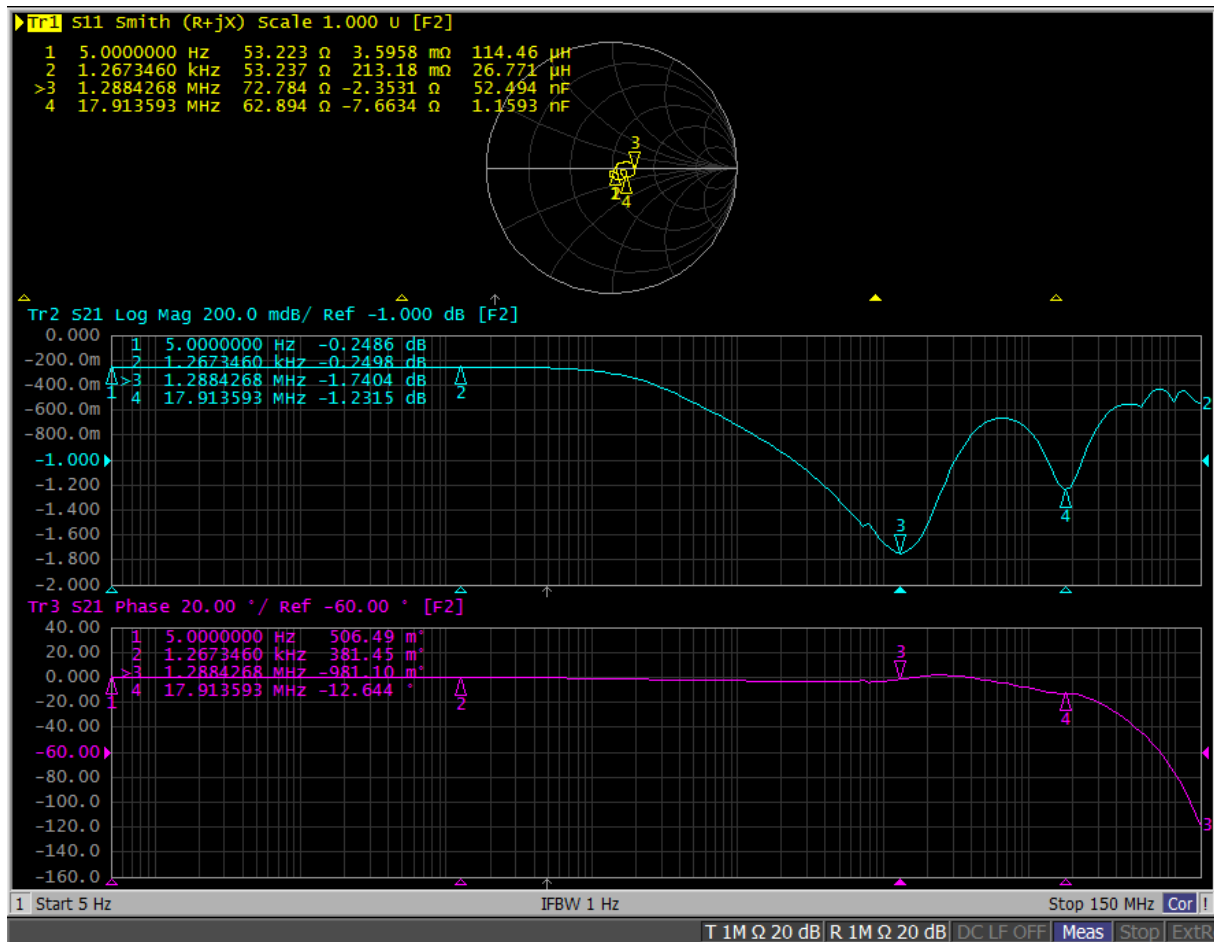


Ilustración 43 Parámetros S de la línea de transmisión instalada en el FBCT de 5 Hz a 150 MHz

En esta ocasión se observa una nueva desadaptación, marcador 4 ($S_{11} = 62.894, -7.663 j$), debida a la discontinuidad en la geometría de la línea introducida por la mecánica del FBCT. Las pérdidas máximas están en el marcador 3 ($S_{21} = -1.740$ dB [0.818 ganancia lineal] a 1.288 MHz) y siguen siendo aceptables para nuestro propósito de simular el haz. En la Ilustración 44 se amplía el rango a frecuencias por encima de la frecuencia de trabajo de Linac 4 (352.2 MHz) hasta los 500 MHz.

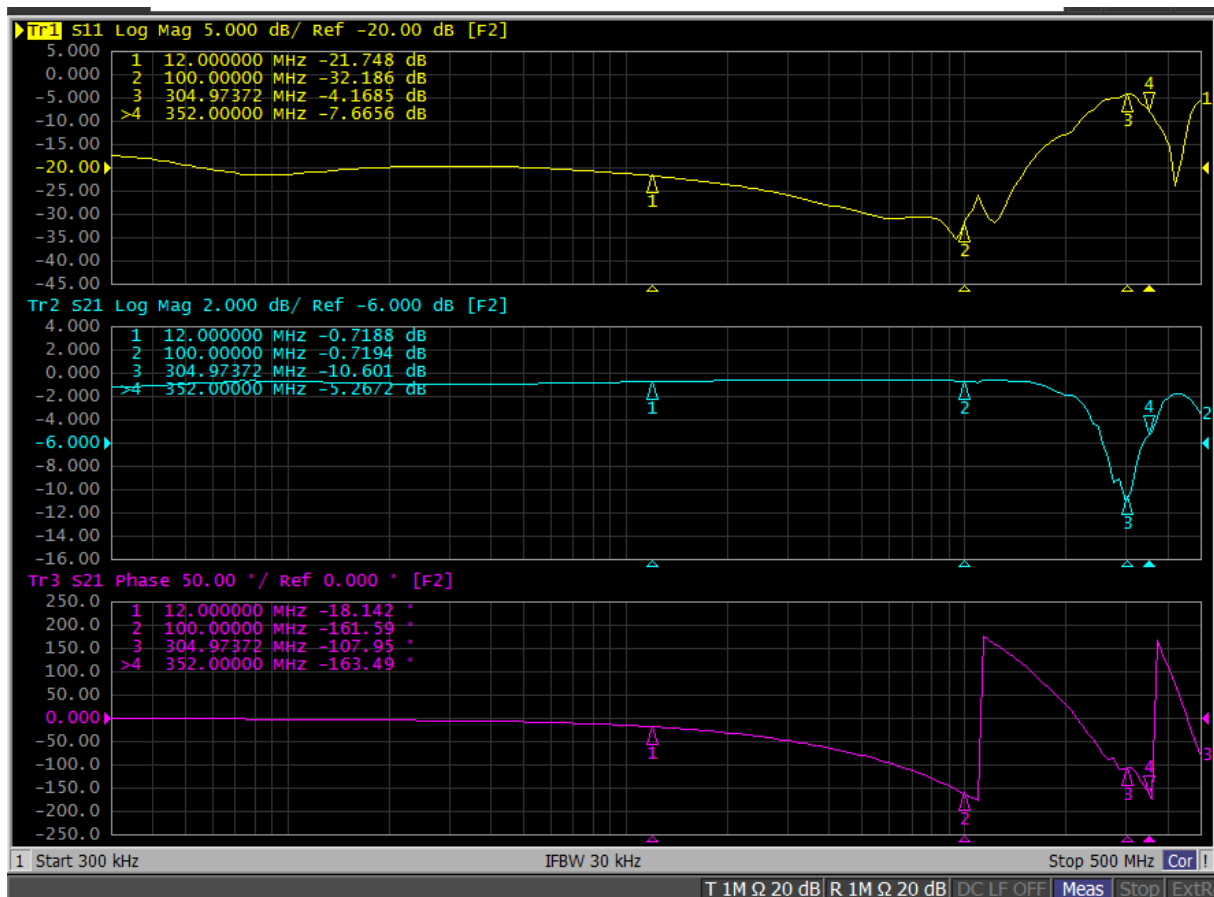


Ilustración 44 Parámetros S de la línea de transmisión instalada en el FBCT de 300 KHz a 500 MHz

Se observa como la transmisión S21 es estable hasta los 100 MHz (marcador 2), a partir de esa frecuencia los efectos espurios y las resonancias debidas a la geometría a altas frecuencias empiezan a aparecer degradando la adaptación a la entrada S11, aunque la transmisión S21 es suficiente para inyectar señal en el FBCT en altas frecuencias.

4.3.1.2 Función transferencia del FBCT

Una vez el setup ha sido medido y verificado se podrá utilizar el analizador de redes para verificar el modelo. Para la siguiente medida se inyectará señal en la línea de transmisión simulando el haz, Ilustración 45, se utilizará un puerto como entrada a la línea de transmisión por el que se inyectara la señal del VNA, en el puerto opuesto al que se le denominará de salida, se colocara una carga de 50 Ω para evitar reflexiones.

Una vez se ha simulado el haz con la línea de transmisión, se podrá medir el FBCT inyectando haz emulado. La primera medida será la función de transferencia $V_{FBCTsec} / V_{FBCTpri}$ o S21 que relaciona el voltaje de entrada del primario en el FBCT ($V_{FBCTpri}$) o señal inyectada en la línea de transmisión por el VNA con el voltaje de salida del secundario ($V_{FBCTsec}$) o señal de salida del bobinado de medida.

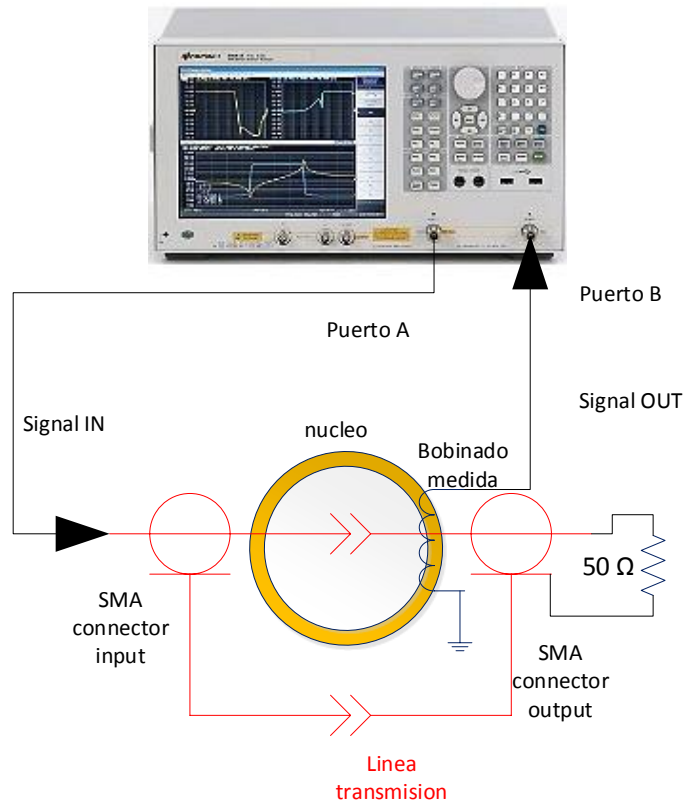


Ilustración 45 Setup de medida de la función de transferencia del FBCT

Mediante el S21 además de verificar la función de transferencia se verifica la relación de espiras. De las ecuaciones del transformador se sabe que $V_p/V_s = n_p/n_s$ siendo n el número de espiras, en el caso del FBCT medido sabemos que $n_p = 1$ y $n_s = 20$ por lo que $V_p/V_s = 1/20$.

Se observa como la relación entre V_1/V_2 es, aproximadamente, de $1/20 \approx 50\text{mU}$ (Unidades) o en escala logarítmica -26 dB , esta relación solo es aplicable en las frecuencias bajas donde el transformador se comporta como tal, Ilustración 46.

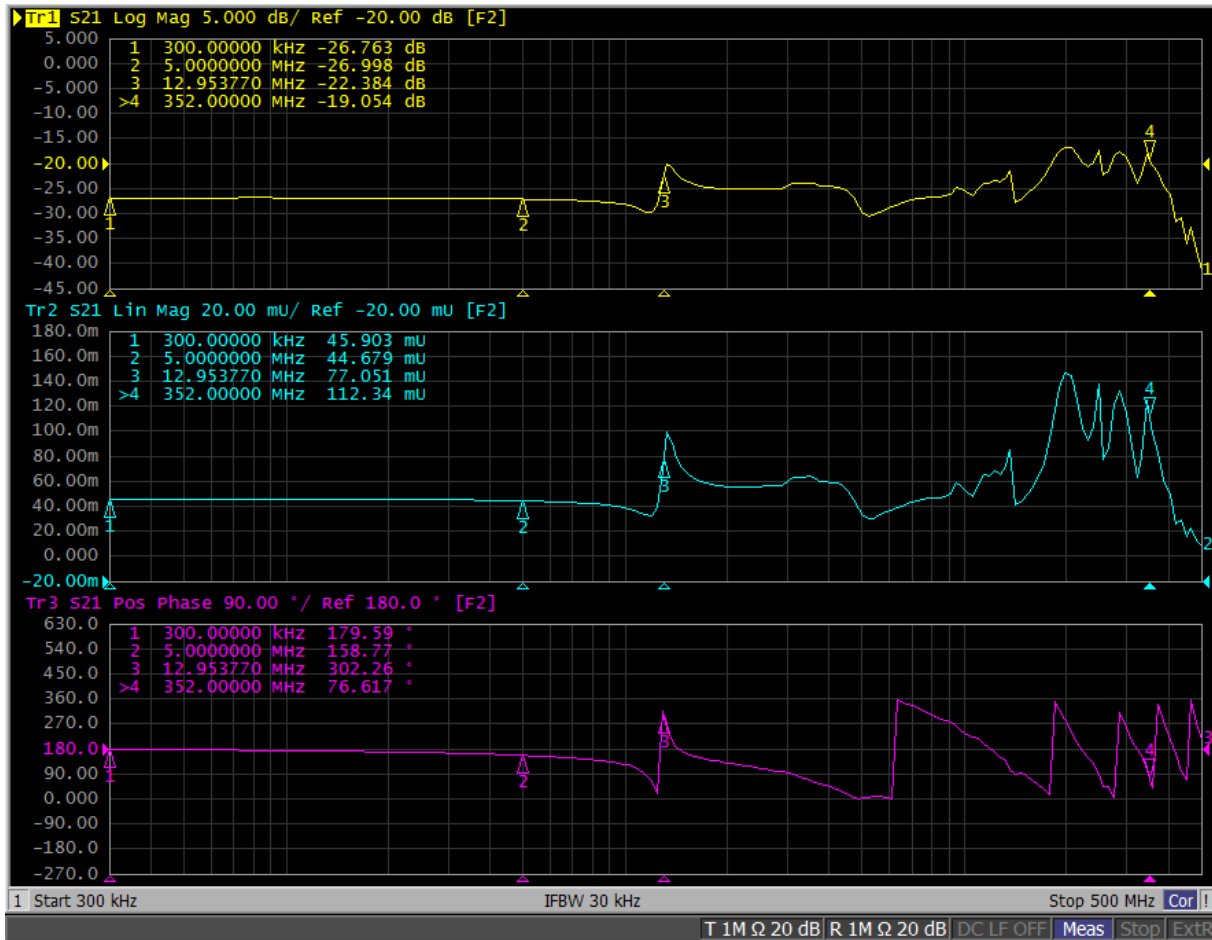


Ilustración 46 Función de transferencia del FBCT

El FBCT a partir de 12 MHz deja de comportarse como un transformador al dejar su fase de ser estable a 180° y no cumplir la relación de espiras. Incluso se observa que la transmisión es mejor a 352.2 MHz que a frecuencias bajas debido a las resonancias propias del FBCT a altas frecuencias, probablemente debido al acoplo capacitivo entre primario y secundario.

4.3.2 Medida de la inductancia de Magnetización y del modelo del FBCT

A continuación, se comprobará el modelo simplificado con la medida de la inductancia de magnetización, para ello se medirá en el secundario del transformador, dejando el primario en circuito abierto. Por tanto, solo usaremos un puerto del analizador de redes inyectando señal (corriente) y midiendo sobre el bobinado de medida del FBCT o V2 como se muestra en la, Ilustración 47.

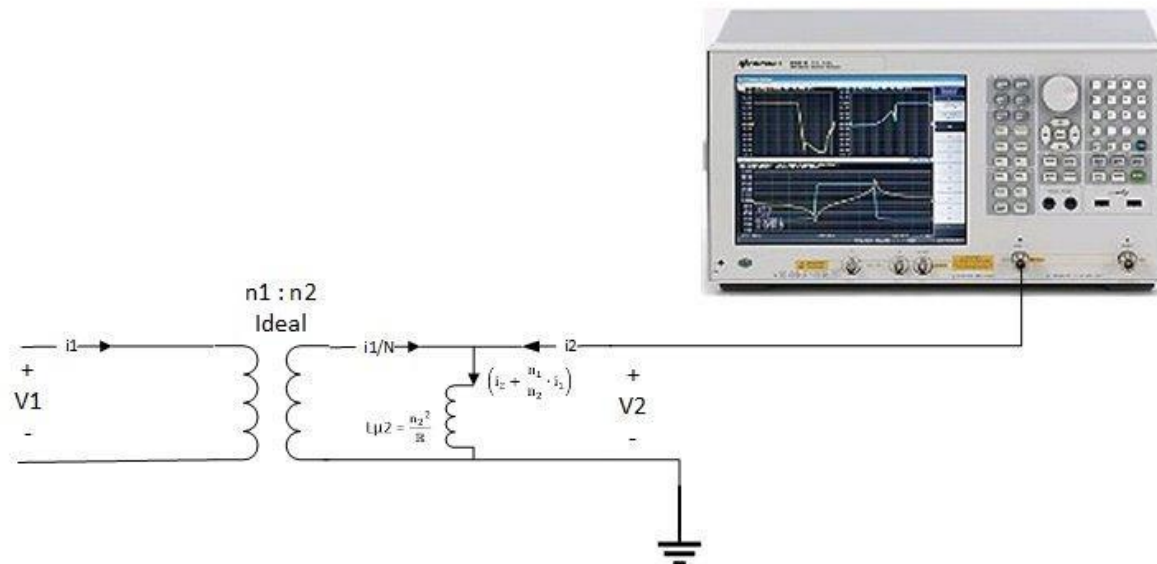


Ilustración 47 Configuración de la medida modelo del FBCT

Sobre el modelo simplificado de la Ilustración 29, se medirá el módulo de la impedancia $|Z|$, el factor de calidad Q^4 , la fase de la impedancia θ_z y el valor de la inductancia L de magnetización (derivado del S11) en el secundario.

⁴ El factor de calidad o Q para un elemento reactivo depende de la frecuencia y se define como el cociente entre el módulo de la reactancia $|X|$ y el módulo de la Resistencia $|R|$, $Q = X/R$, donde a la frecuencia de resonancia se hace nulo ya que la reactancia es nula.

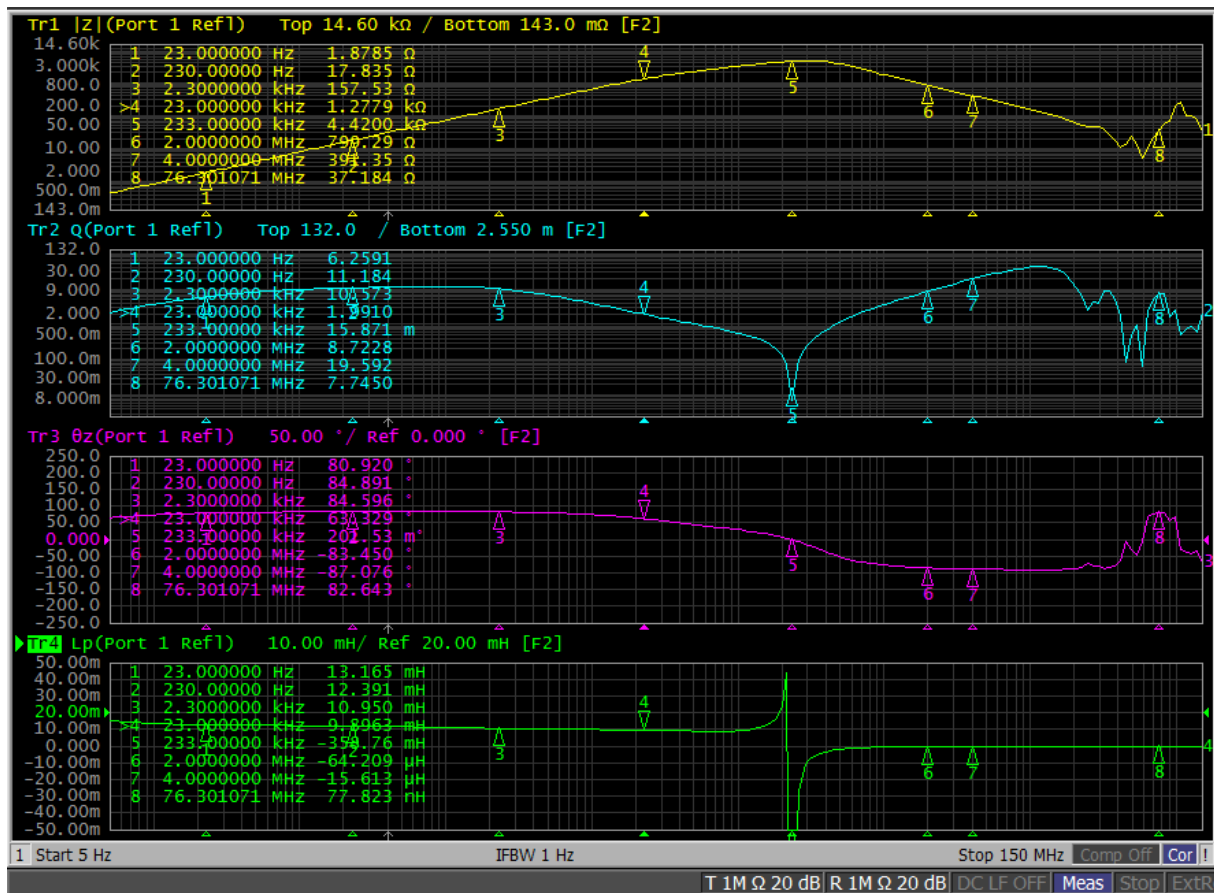


Ilustración 48 Medida de la inductancia de Magnetización, Escalas log/log para |Z| y Q, lin/log para fase de Z y Lp

En la Ilustración 48, se observa como la impedancia del transformador se comporta como una inductancia a bajas frecuencias dado que la pendiente es 6 dB/octava y la fase de impedancia 90° (+j).

También se observa la frecuencia de auto resonancia de 233KHz (marcador 5) en el gráfico. A la frecuencia de resonancia la parte imaginaria de la impedancia se anula y queda solo el valor resistivo que produce un mínimo en $Q = X/R$. A partir de esa frecuencia de resonancia la reactancia pasa de ser de inductiva a capacitiva, la impedancia se comporta como una capacidad, donde el módulo de Z decrece 6dB/octava y la fase de la impedancia es -90° (-j).

A partir de las medidas se deduce un modelo equivalente del FBCT, se observa como la impedancia aumenta con la frecuencia 6dB por octava y su fase es 90° por lo que se deduce que corresponde a una componente inductiva. A la frecuencia de 233 KHz, frecuencia de resonancia en la que Q es mínima y la reactancia es nula, no existe un aumento abrupto en la parte resistiva de la impedancia, la impedancia es estable y fase nula, por lo que deducimos que existe una parte resistiva en paralelo con un valor menor que la impedancia a la frecuencia de resonancia. Por último, vemos como la impedancia decrece con la frecuencia -6dB por octava y fase 90° por lo que se deduce una componente capacitiva.

También se pueden extraer los valores de los componentes en el modelo del FBCT, utilizando sus valores en frecuencias conocidas. La impedancia a la frecuencia de 230 Hz (marcador 2) es de 17.835 Ω este valor corresponde a la zona inductiva y se asume que la impedancia corresponde a la inductancia de magnetización, por lo tanto

$$Z = \omega \cdot L\mu, \quad L\mu = \frac{Z}{2\pi \cdot f}$$

El valor extraído para la inductancia de magnetización sería $L_{\mu}=12.39$ mH, que corresponde con el valor de la cuarta traza (verde) L_p , esta traza indica el valor de la inductancia en las medidas de impedancia en el VNA.

El valor de la parte resistiva se corresponderá con el valor máximo de la impedancia para una fase de cero en la frecuencia de resonancia, por lo tanto, el valor de resistencia (marcador 5) $R = 4.42$ K Ω se corresponderá con la componente resistiva del FBCT.

Para calcular el valor de la componente capacitiva se utilizará un método análogo al utilizado para el cálculo de la inductancia de magnetización, extraemos el valor de la impedancia en la zona capacitiva (marcador 6) 2 MHz cuyo valor es 790.29 Ω , pero en este caso utilizaremos en la fórmula la impedancia de una capacidad.

$$Z = \frac{1}{\omega C}, C_{sec} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z}$$

Siendo en este caso el valor de la capacidad extraída $C = 100.74$ pF.

Observando la evolución de la impedancia en frecuencia se deduce que se corresponde con un paralelo RLC, Ilustración 51. En el caso RLC paralelo, la impedancia de la inductancia a bajas frecuencias es la menor y se imponen sobre la R y la C, como ésta aumenta con la frecuencia llega a superar a la de la resistencia en paralelo y en ese momento es la resistencia paralela la que impone su impedancia. Posteriormente, a altas frecuencias, se observa que la impedancia de la capacidad es menor que la de la resistencia paralelo y se impone en el paralelo.

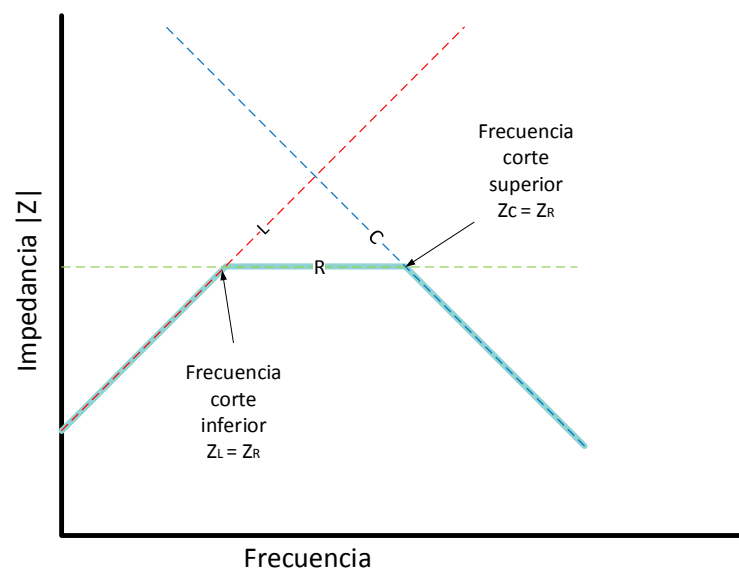


Ilustración 49 Comportamiento en frecuencia circuito RLC paralelo

El modelo deducido con componentes discretos e incluyendo la fuente de corriente que modela el haz sería la mostrada en la Ilustración 50:

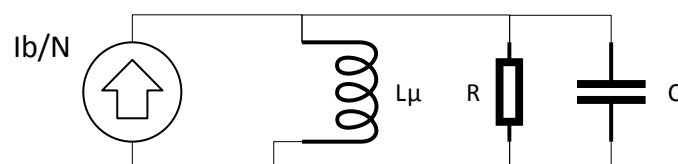


Ilustración 50 Modelo básico FBCT incluyendo el haz

Para verificar la hipótesis del modelo se simula en Matlab el modelo propuesto utilizando los valores deducidos:

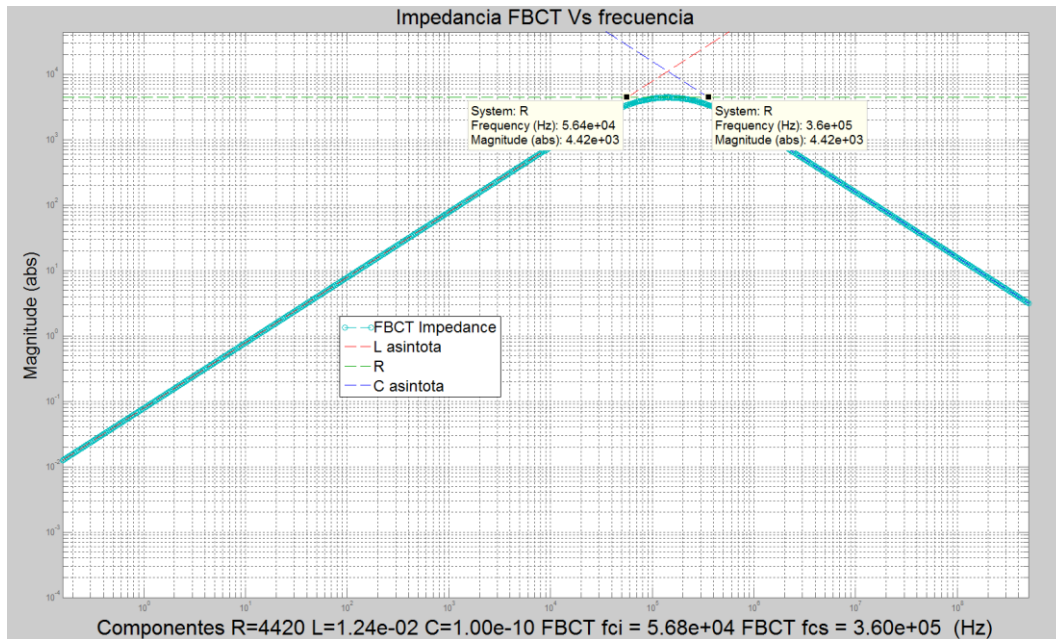


Ilustración 51 Impedancia del FBCT

En la simulación asintótica de los componentes discretos se observa como el resultado de la Ilustración 51 se aproxima a los valores medidos y confirma el modelo propuesto para el FBCT.

5. Diseño del amplificador y su filtro de entrada

En la sección precedente se ha deducido el modelo del FBCT donde la impedancia se comporta como un paralelo RLC, Ilustración 49. En la impedancia del FBCT los valores de resistencia, inductancia y capacidad se deben a parámetros relativos a los materiales y la geometría, por tanto, son diferentes para cada FBCT.

En esta sección se pretende controlar la respuesta en frecuencia del FBCT y para ello se van a utilizar componentes discretos con valores conocidos a la salida del transformador, mediante la inserción de estos componentes se controlarán las frecuencias de corte del FBCT.

En el caso del modelo deducido como un paralelo RLC, la frecuencia de corte inferior depende del corte en frecuencia de la impedancia, de la inductancia L_{μ} y la resistencia R_{FBCT} . El objetivo, según las especificaciones, será obtener una frecuencia de corte inferior lo menor posible frente a la actual de 56.8 KHz obtenida en simulación, Ilustración 51. Para ello se modificará la impedancia del FBCT colocando una resistencia externa $R_{paralelo}$ para disminuir la frecuencia de corte.

Para verificar el resultado, se simula la impedancia del FBCT utilizando valores de $R_{paralelo} = 12 \Omega$ en paralelo con $R_{FBCT} = 4420 \Omega$, obteniendo una $R_p = 11.97 \Omega$ y así disminuir la frecuencia de corte inferior:

$$Z_L = L_{\mu} \cdot 2\pi \cdot f; \text{ si } Z_L = R_p \text{ entonces}$$

$$f_{ci} = \frac{R_p}{L_{\mu} \cdot 2\pi} \text{ o } \frac{11.97}{12.39 \text{ E-}3 \cdot 2\pi} = 153.83 \text{ Hz}$$

Por tanto, el modelo quedará de la siguiente forma:

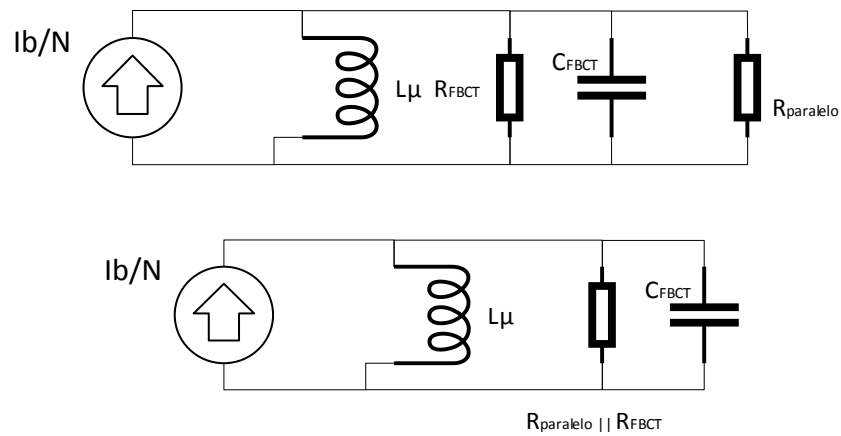


Ilustración 52 Modelo básico del FBCT en paralelo con resistencia

Los resultados de la simulación se muestran en la Ilustración 53.

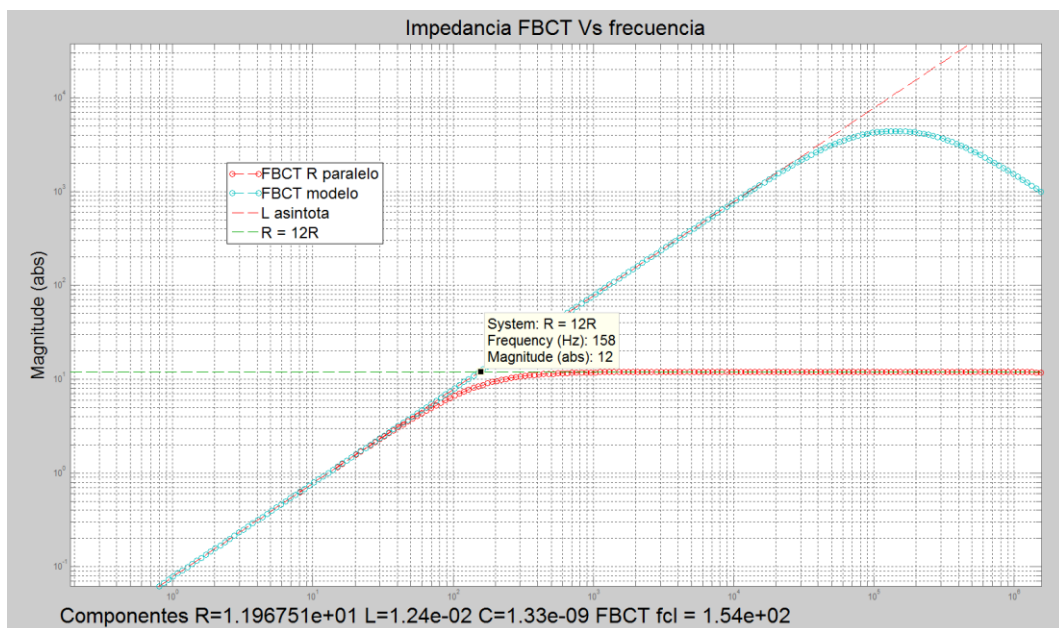


Ilustración 53 Simulación corte asintótico L magnetización R paralelo

Para verificar la simulación con medidas reales se procede a colocar una resistencia de 12Ω en paralelo con la salida de FBCT, el resultado se muestra en la Ilustración 54.

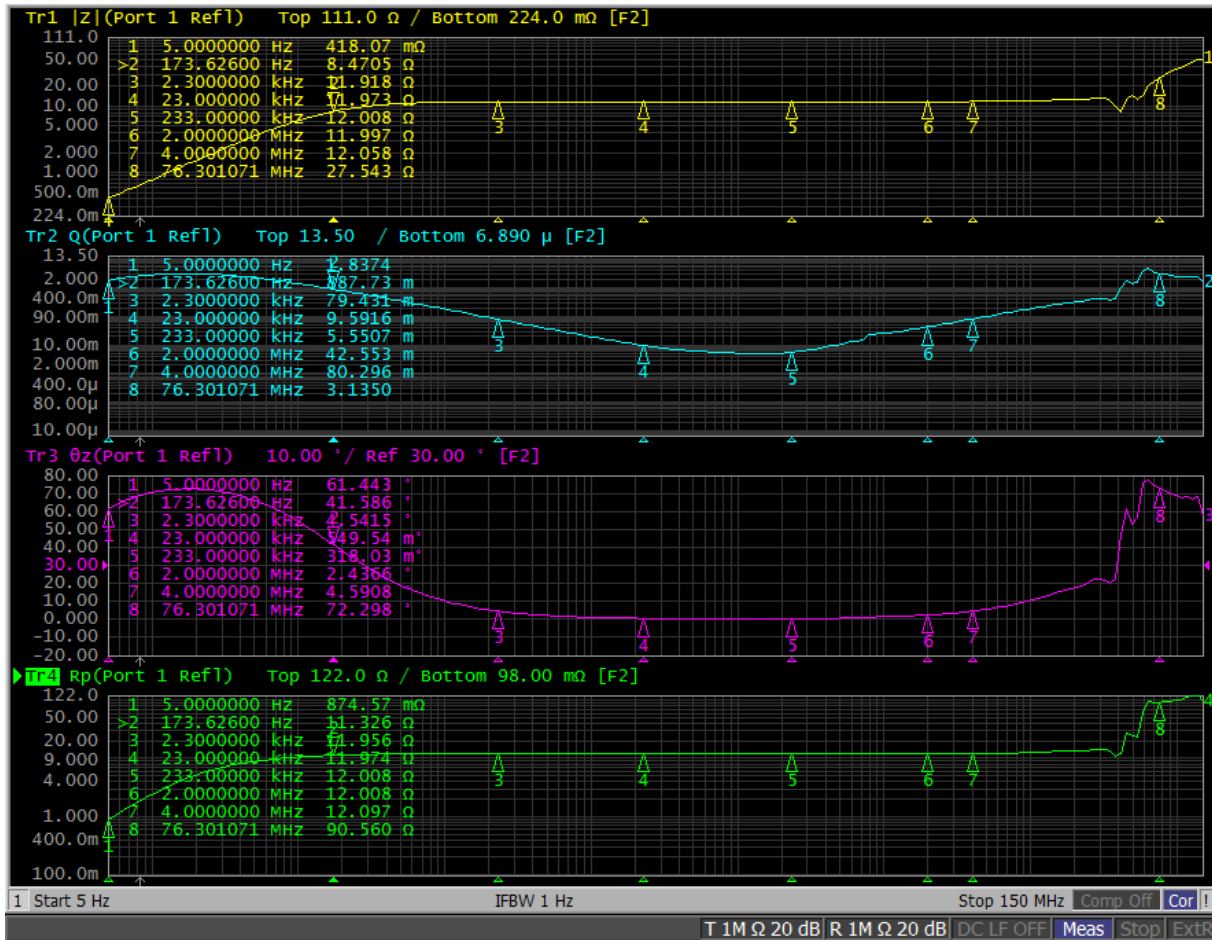


Ilustración 54 Medida L magnetización con R paralelo

Se observa como con la inserción de la resistencia en paralelo se ha reducido la frecuencia de corte inferior, el poder actuar sobre la frecuencia de corte inferior es muy importante para la consecución de la especificación de diseño sobre las bajas frecuencias, lo que se tratará más detalladamente en la sección 5.3.

5.1 Filtrado altas frecuencias

Se ha observado anteriormente en las medidas, Ilustración 46, como la frecuencia de corte superior en los FBCTs para el LINAC 4 es superior a la frecuencia de trabajo del propio LINAC 4 (352,2 MHz), permitiendo la entrada de altas frecuencias en el amplificador lo que provoca un mal funcionamiento. El mal funcionamiento se ha observado prácticamente midiendo valores de intensidades crecientes entre dos FBCTs consecutivos en la línea, Ilustración 55, lo cual no es físicamente posible ya que la intensidad solo puede mantenerse o disminuir nunca aumentar, al no crear nuevas partículas en la línea.

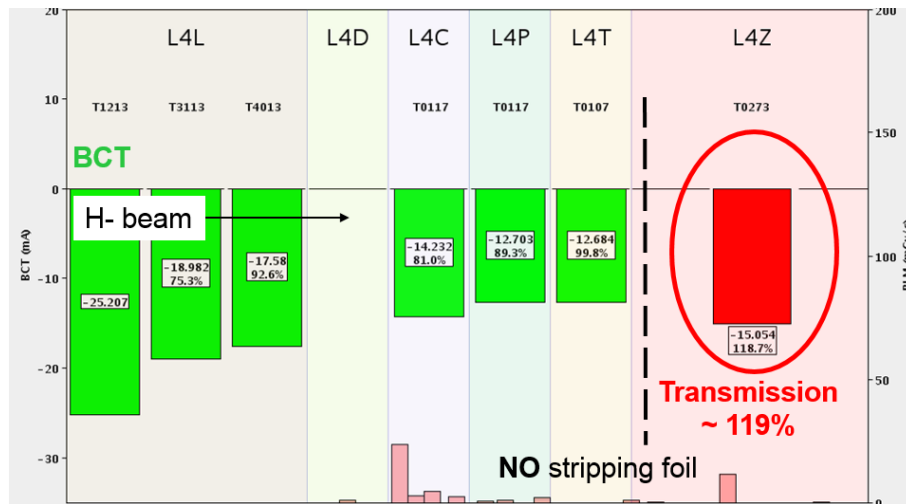


Ilustración 55 Error en el amplificador en la medida con FBCT, eficiencia mayor del 100%

Adicionalmente se reprodujo el error en el laboratorio inyectando señales de 352.2 MHz en el amplificador y observando el mal funcionamiento. Por tanto, para evitar el mal funcionamiento del amplificador se debe atenuar o filtrar las frecuencias más altas, para ello se colocará una capacidad en paralelo, Ilustración 56, que actuará sobre las frecuencias altas modificando la Z total del FBCT y así su función de transferencia ($V_{out} / I_{beam} = Z_{total}$).

Nuevamente de manera análoga al cálculo de la frecuencia de corte inferior, utilizaremos el mismo método para el cálculo de la frecuencia de corte superior, calcularemos el corte en frecuencia de la impedancia de la resistencia paralelo R_p , ya incluida en el modelo, y el paralelo de la capacidad $C_{FBCT} = 100\text{pF}$ con $C_{paralelo} = 1\text{ nF}$, que dará como resultado $C_p = 1.1\text{ nF}$.

$$Z_C = \frac{1}{C_{FBCT} \cdot 2\pi \cdot f} ; \text{ si } Z_C = R_p \text{ entonces}$$

$$f_{cs} = \frac{1}{C_p \cdot 2\pi \cdot R_p} \text{ o } \frac{1}{1.1\text{E}-9 \cdot 2\pi \cdot 11.97} = 12.09\text{ MHz}$$

El modelo del FBCT resultante se muestra en la Ilustración 56:

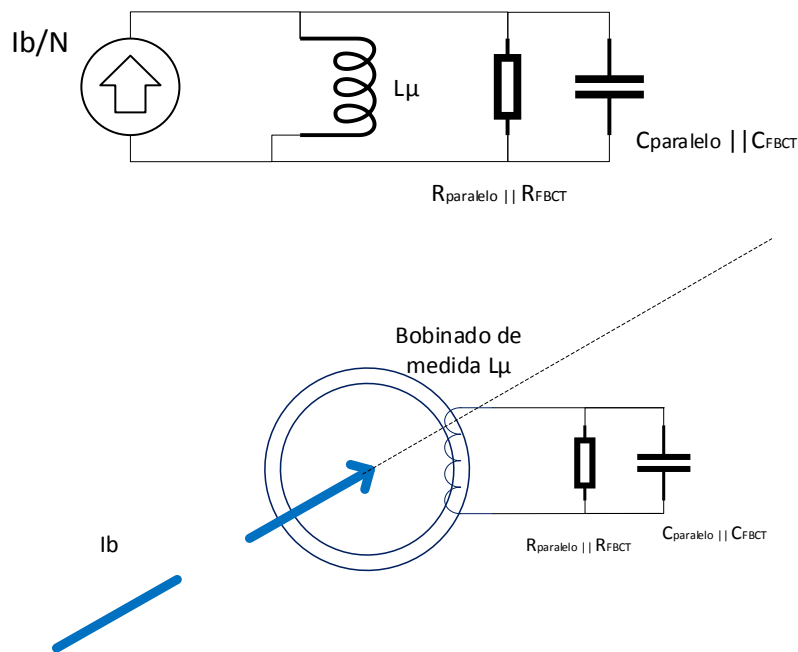


Ilustración 56 Circuito para atenuación altas frecuencias

Para el cálculo de la frecuencia de corte y del valor de la capacidad se vuelve a utilizar la aproximación por asíntotas y Matlab. Para un valor de capacidad de 1.1 nF la frecuencia de corte obtenida sería de 12 MHz, Ilustración 57.

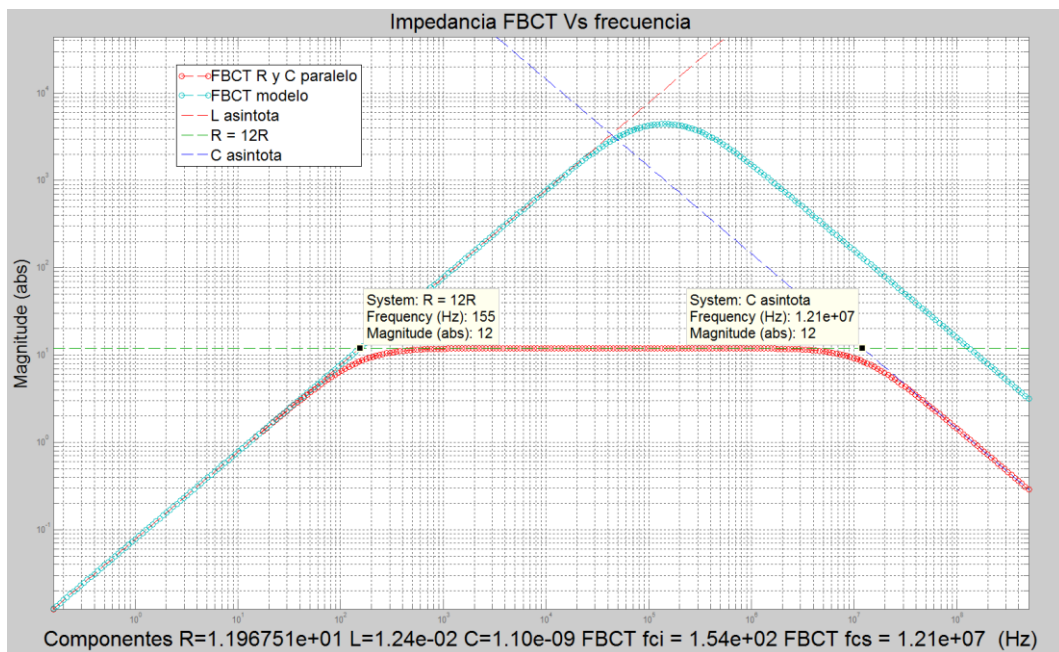


Ilustración 57 Simulación impedancia del FBCT

Para verificar los cálculos se construye una línea de transmisión en PCB para colocar en paralelo con el FBCT, $R_{paralelo}$ y $C_{paralelo}$, Ilustración 58.

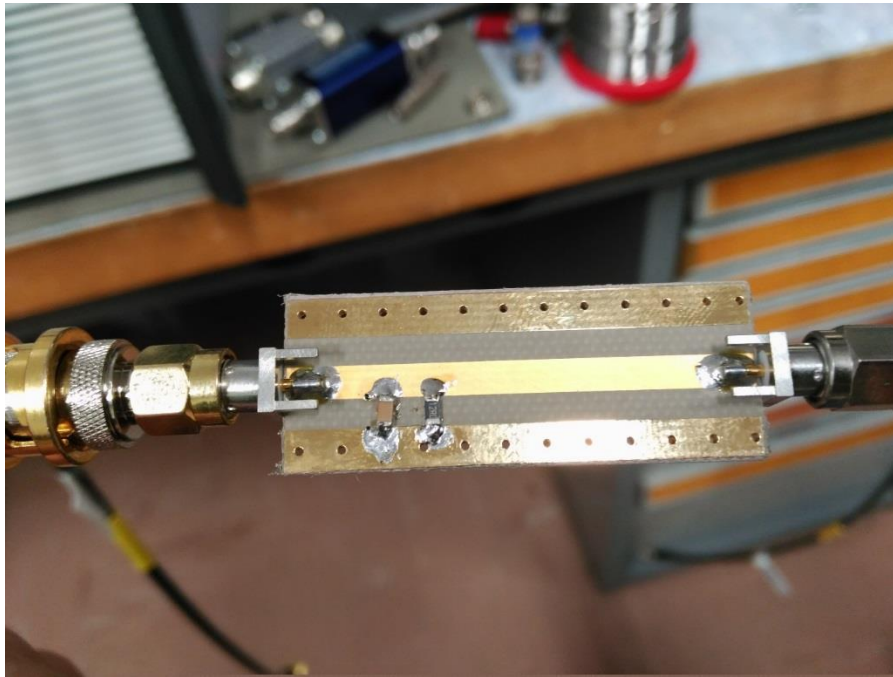


Ilustración 58 Línea de transmisión accesoria con R y C paralelo, para la modificación del BW del FBCT

La configuración para la medida se muestra en la Ilustración 59,

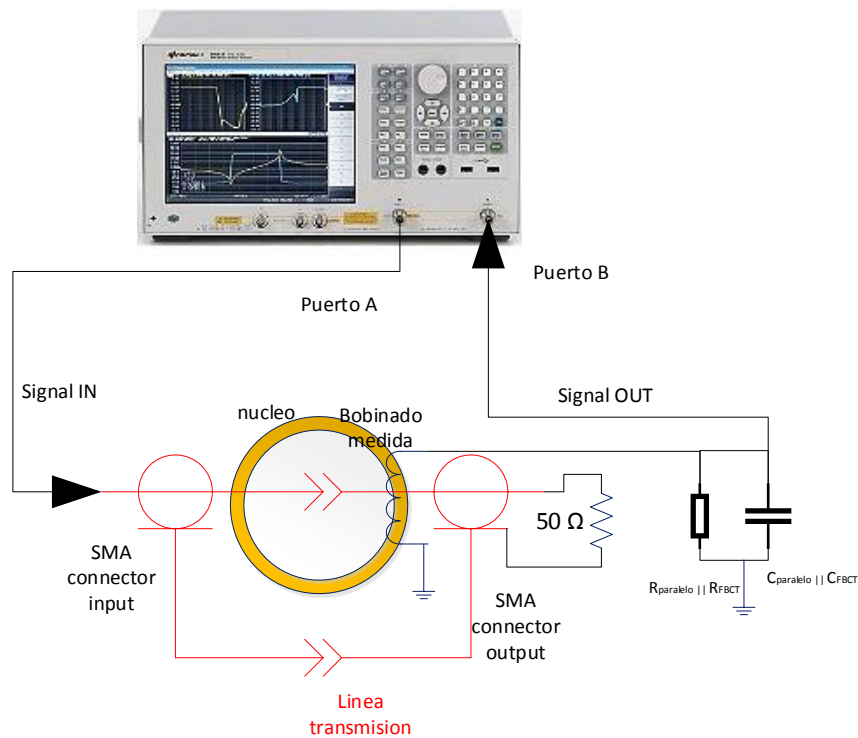


Ilustración 59 Configuración para la medida de la impedancia en FBCT con R y C paralelo

La frecuencia de corte superior elegida es de 12 MHz debido a que el sistema de adquisición digital tiene un BW Analógico de 30MHz y se pretende que la atenuación comience a una frecuencia del orden

de los 10 MHz, hasta donde el FBCT se comporta como un transformador. En la Ilustración 60 se observa como la impedancia decrece a partir de la frecuencia de corte elegida (marcador 7) pero vuelve a crecer a partir de 38.4 MHz (marcador 8).

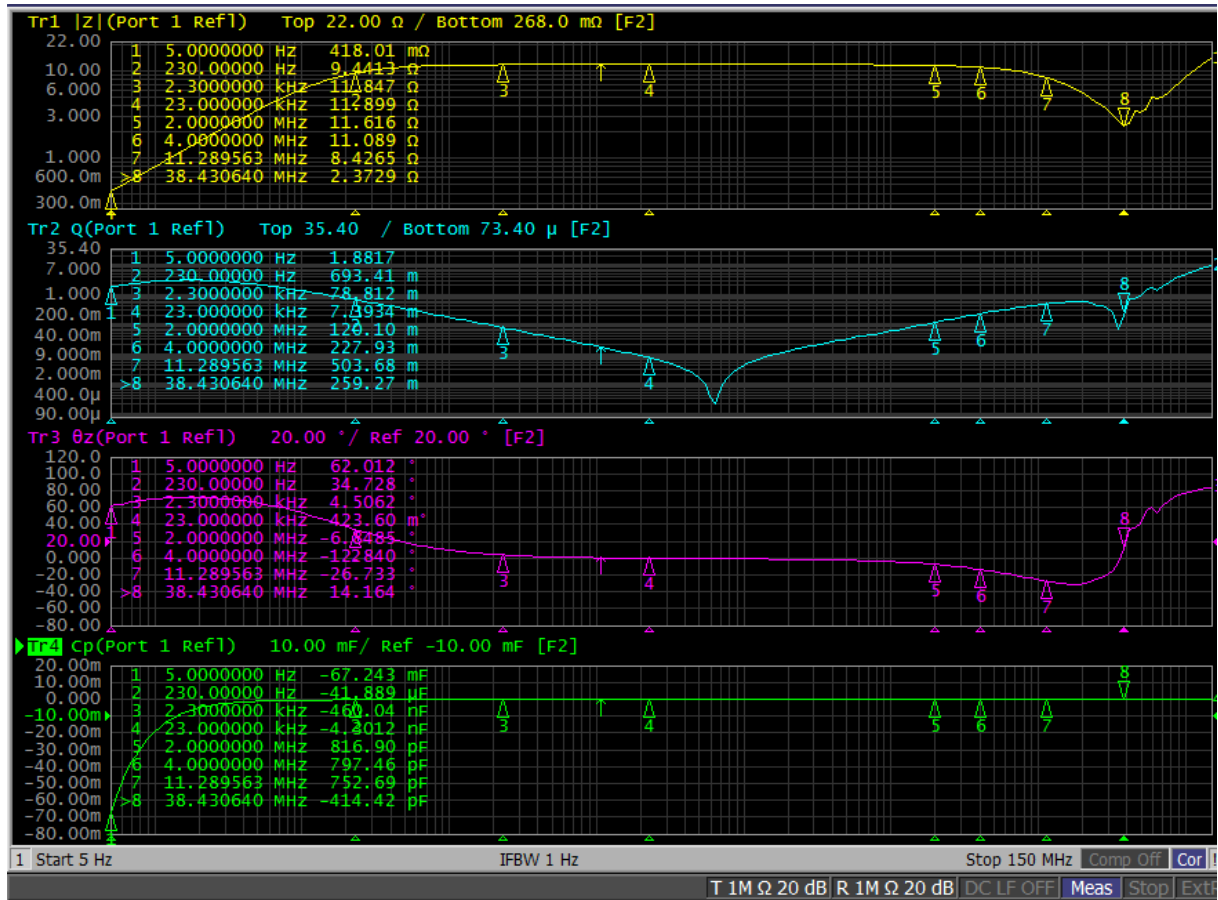


Ilustración 60 Medida de la impedancia del FBCT con R y C paralelo

Por lo que se debe comprobar la frecuencia de auto resonancia del propio condensador para verificar que la inductancia equivalente serie L_{ESL} en el modelo del condensador no perturba la atenuación a la frecuencia de 352.2 MHz, recordemos que un condensador real se comporta como un circuito RLC serie.

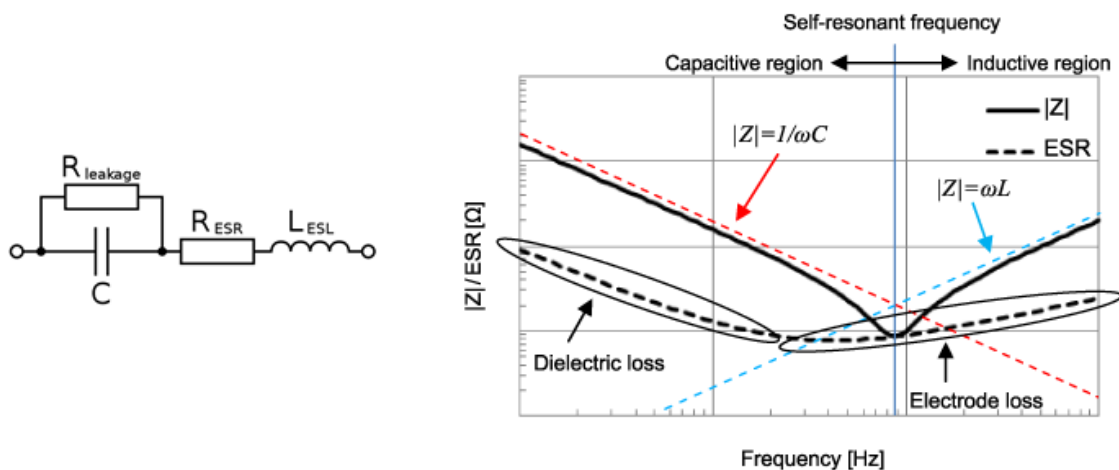


Ilustración 61 Modelo condensador real

En la medida del condensador paralelo se observa una frecuencia de auto resonancia de 132 MHz (marcador 4) por tanto su $L_{ESL} = 1.45$ nH, y la atenuación a 352.2 MHz es de -17.6 dB.

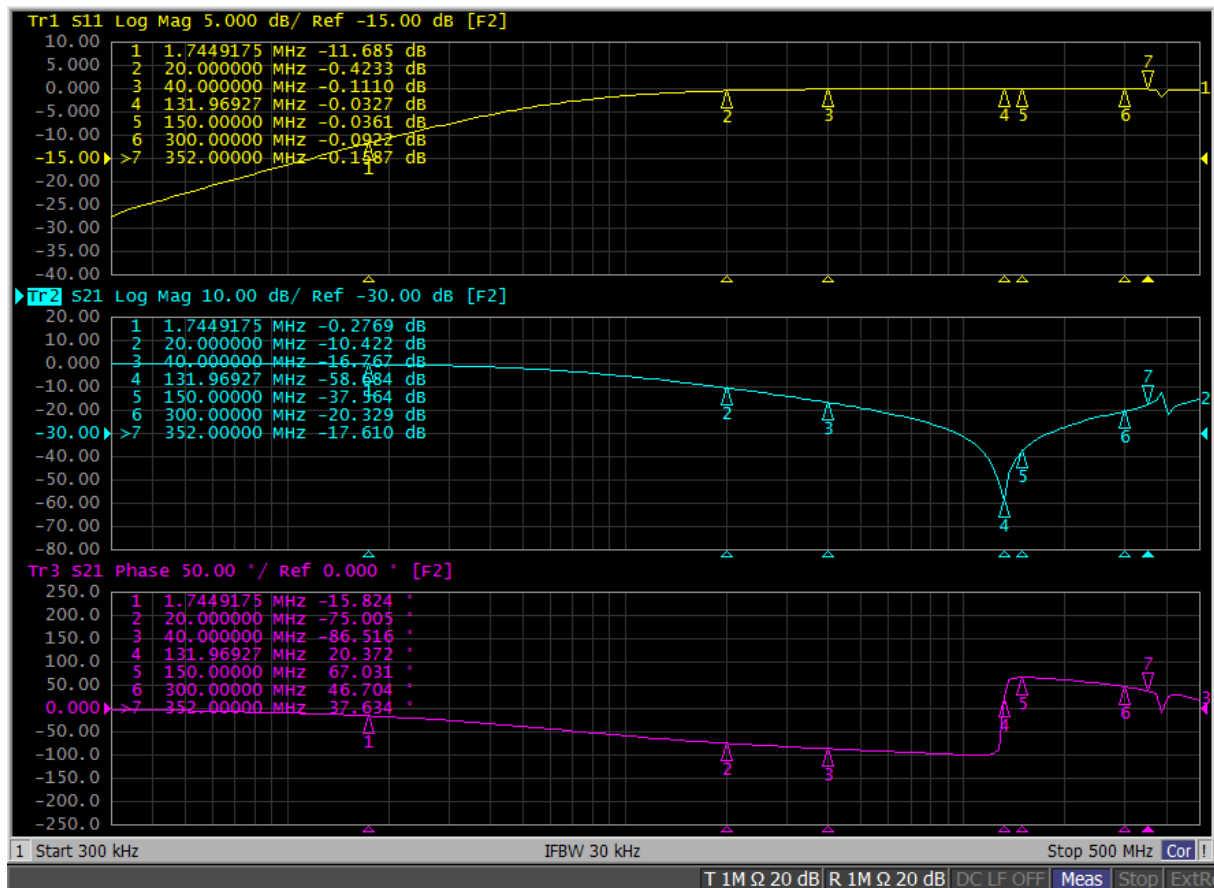


Ilustración 62 Medida modelo condensador real

A continuación, Ilustración 63 e Ilustración 64, se medirá la función de transferencia del FBCT obtenida con la adición de R_{paralelo} y C_{paralelo} .

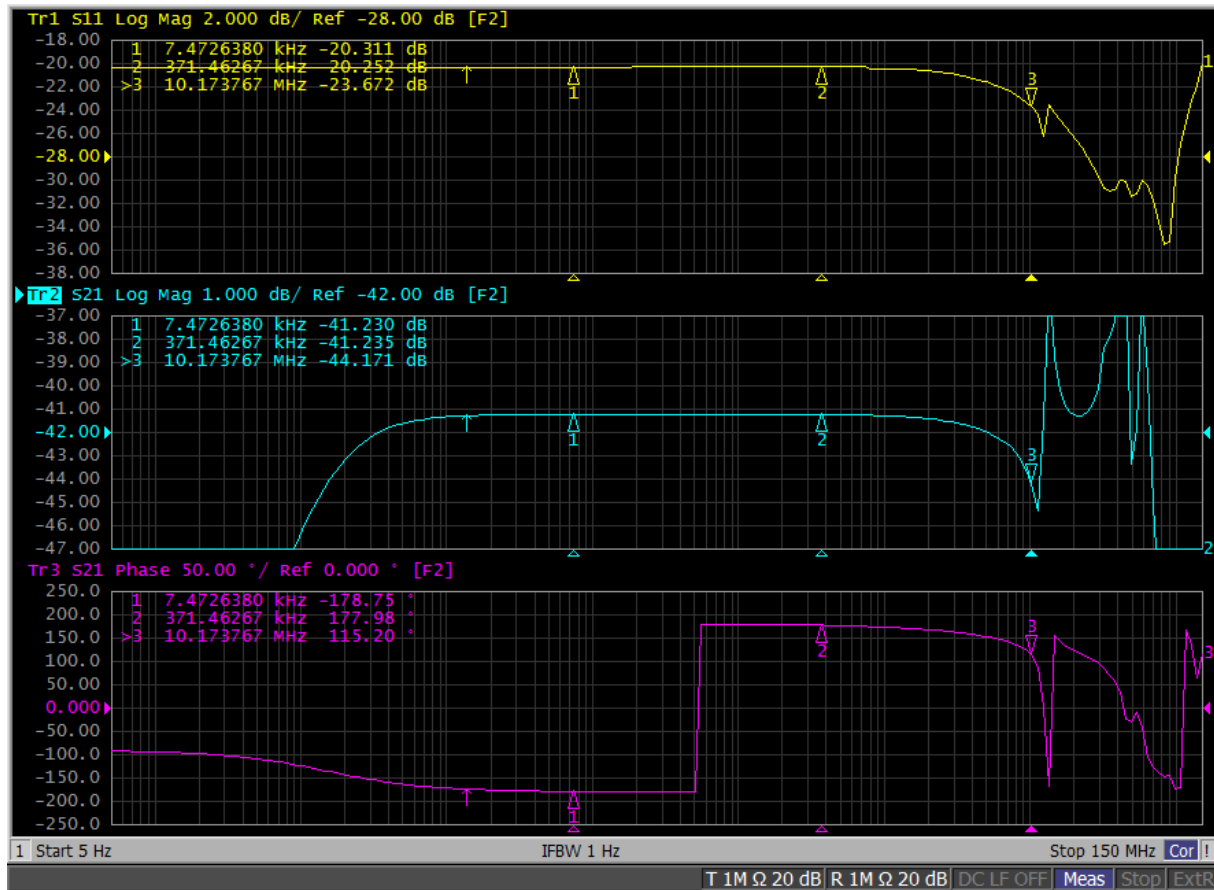


Ilustración 63 Medida función transferencia con R y C paralelo (5 Hz a 150 MHz)

Se observa como a aproximadamente 40MHz la atenuación del filtro no es suficiente para atenuar las propias resonancias del FBCT.

Con la solución propuesta se obtendrá una atenuación de 20 dB/década, pero **no es suficiente** para atenuar las frecuencias a partir de los 40 MHz, se debería utilizar una capacidad con una frecuencia de auto resonancia más alta, pero una auto resonancia del orden de GHz que no es un valor realista, por tanto, esta solución no es válida.

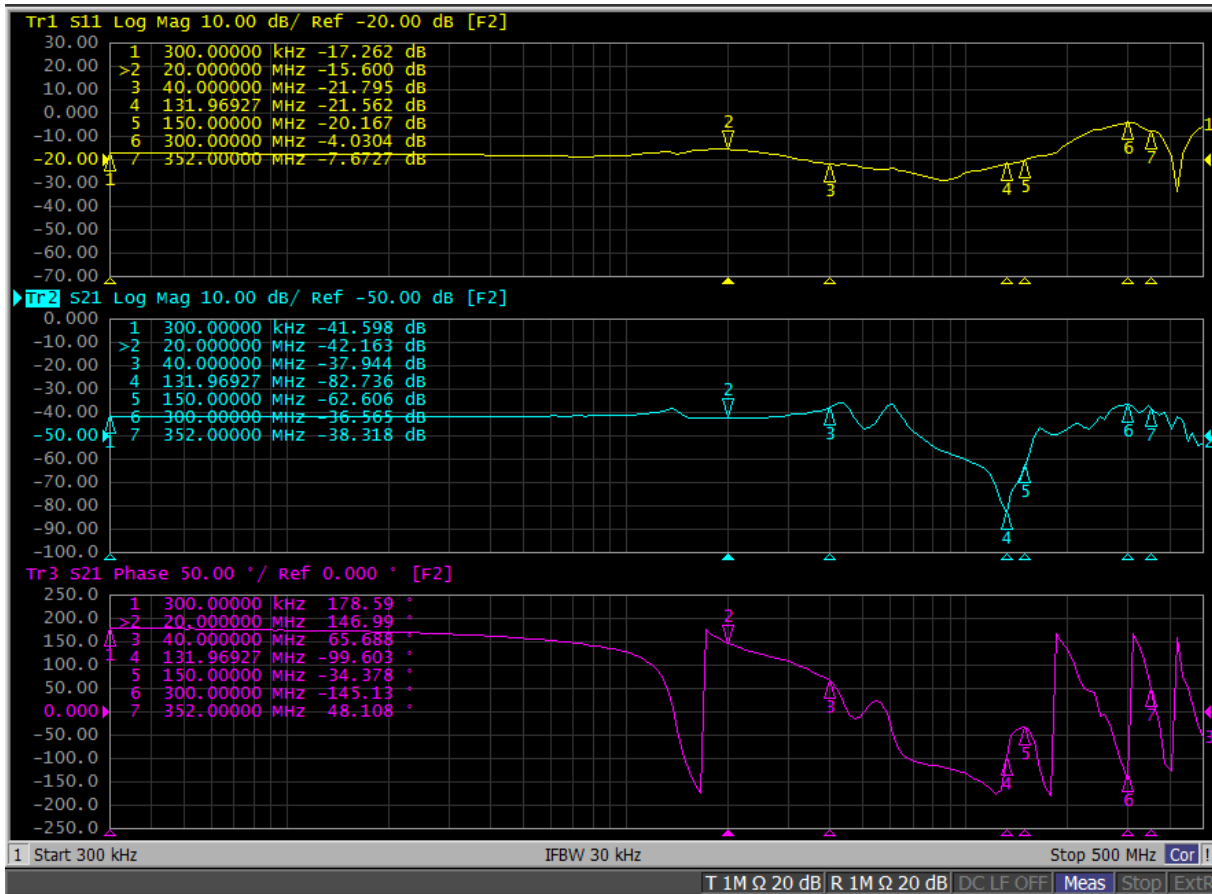


Ilustración 64 Medida de la función transferencia con R y C paralelo (300 KHz a 500 MHz)

En la medida se observa que la ganancia obtenida no cumple el número de espiras del transformador, (50×10^{-3} unidades) debido a la desadaptación a la entrada del analizador de redes debida al paralelo con los 12Ω que hemos colocado a la salida del transformador con los 50Ω del analizador.

El paralelo de estas dos resistencias nos da un valor de 9.67 ohm por lo que la ganancia que verá el puerto de entrada del VNA será $50/9.67 = 5.17$ y la función de transferencia será 5.17 veces menor que la medida con los 50Ω del analizador en paralelo. En el caso anterior de la medida de transferencia con $Z_{\text{load}} = 50 \Omega$ se obtuvieron 45×10^{-3} unidades, en este caso se obtienen 8.7 mili unidades, Ilustración 66.

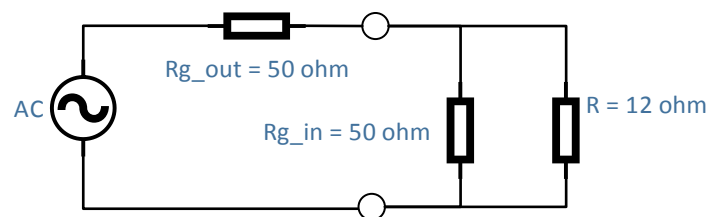


Ilustración 65 Desadaptación de impedancia en el VNA

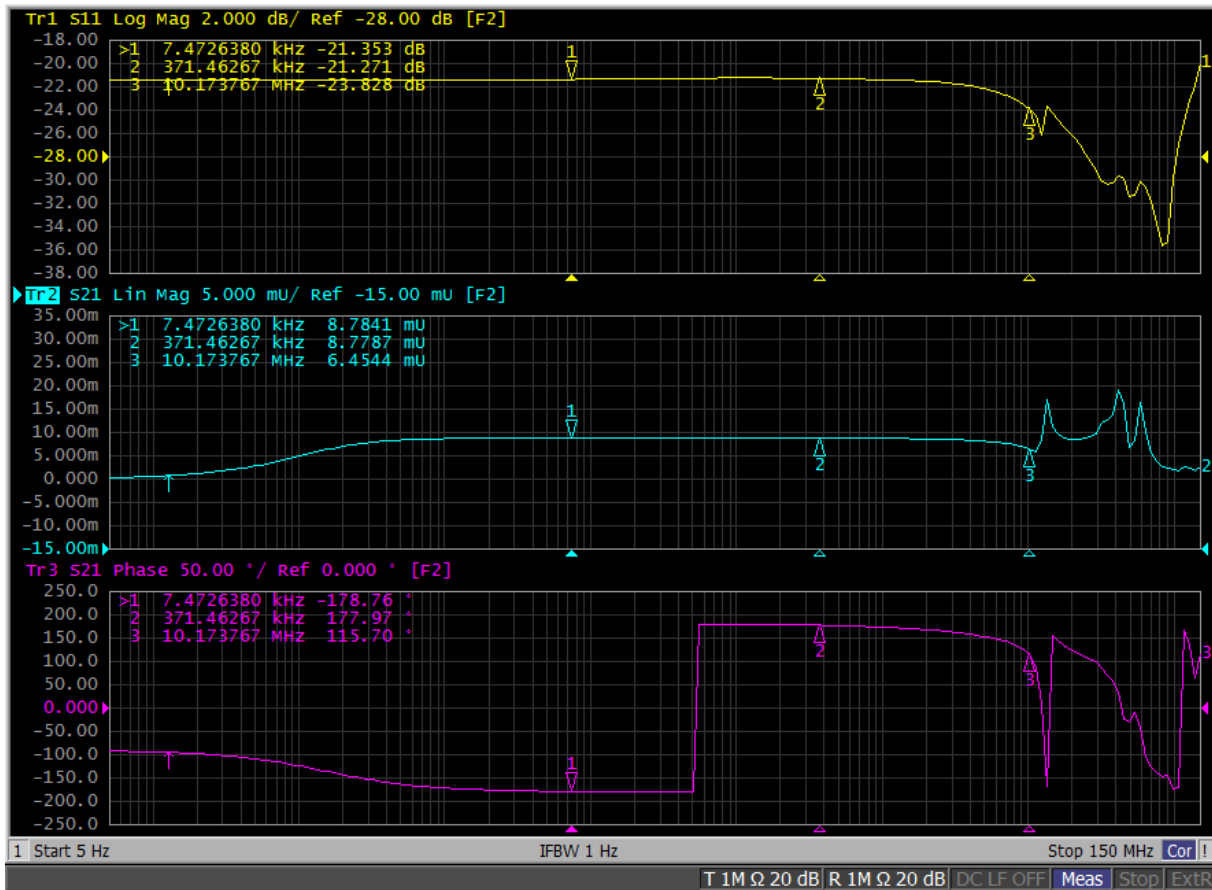


Ilustración 66 Medida función transferencia con R y C paralelo, escala lineal

Se ha demostrado que la solución propuesta de una capacidad y una resistencia paralelo no es suficiente para obtener una atenuación requerida. Para solucionar el problema de la baja atenuación se añadirá un elemento inductivo (polo adicional) al filtrado obteniendo así una atenuación de 40 dB/década. De esta manera el filtro pasará a ser de segundo orden tipo LC, quedando el modelo siguiente, Ilustración 67.

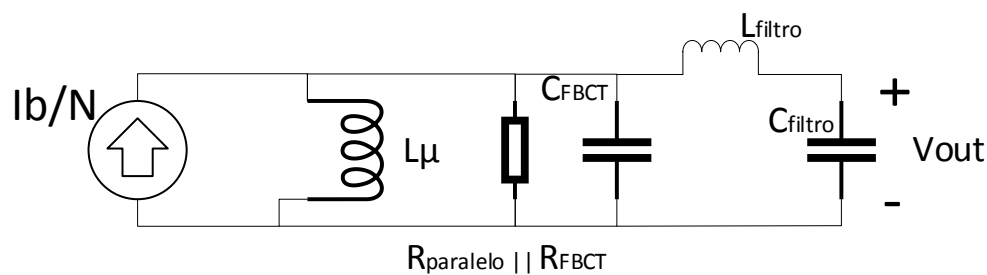


Ilustración 67 Modelo básico del FBCT con filtro LC

El filtro LC, además de obtener más atenuación por década, no tiene problemas de auto resonancia. A continuación, se explica mediante análisis gráfico asintótico un ejemplo aclarativo del comportamiento del filtro LC. Si al modelo equivalente se le elimina por un momento la inductancia de magnetización L_{μ} y C_{FBCT} , Ilustración 68.

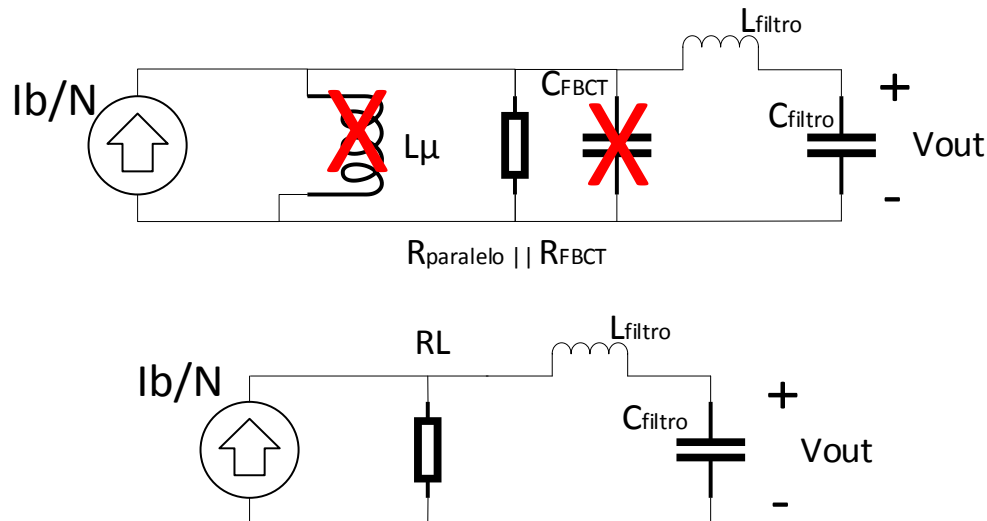


Ilustración 68 Modelo Equivalente sin la inductancia y la capacidad del FBCT

La V_{out} en la Ilustración 68, sería, utilizando teoría de circuitos, el producto de la impedancia de la capacidad Z_{C_filtro} por la corriente que lo atraviesa, siendo esta corriente la que proviene del divisor de corriente formado junto a R_L , de esta forma:

$$V_{RL} = Z_{filtro} \cdot I_{filtro} \Rightarrow \frac{I_b}{N} \cdot Z_{filtro \parallel RL}$$

$$\text{siendo } V_{out} = Z_c \cdot I_{filtro}$$

$$V_{out} = \frac{I_b}{N} \cdot \frac{Z_{filtro \parallel RL}}{Z_{filtro}} \cdot Z_c \quad [1]$$

En el análisis asintótico de impedancias se busca, de una manera gráfica, deducir el comportamiento de una impedancia compleja. En este análisis, ante una asociación de impedancias en serie, la impedancia de mayor valor se impone sobre las demás, por el contrario, en el caso de impedancias en paralelo, es la de menor valor la que se impone. Al utilizar escala logarítmica en el análisis, las operaciones de multiplicación y división se transforman en adición y sustracción, por lo que los valores de las impedancias pueden ser operados. El proceso comienza con la generación de impedancias complejas auxiliares serie o paralelo que luego se utilizarán para operar. Para este análisis se puede utilizar una hoja nomográfica⁵ como la que se muestra en la sección 12.9.

Volviendo al ejemplo en la Ilustración 69, se aprecia cómo evoluciona la impedancia en frecuencia, se dibuja la impedancia auxiliar del filtro, Z_{filtro} , que se compone de una inductancia L_{filtro} y una capacidad C_{filtro} , al ser serie se impone el valor más alto de impedancia de entre los valores de impedancia de ambas (trazo violeta discontinuo) en la gráfica. Otra impedancia auxiliar sería el paralelo entre R_L y Z_{filtro} , en este caso al imponerse el menor valor, y como siempre el valor de R_L es menor que el de Z_{filtro} , el valor es igual a la impedancia de R_L . En la frecuencia de resonancia de Z_{filtro} , el valor de impedancia debe ser un poco mayor que el de R_L , restricción que evita sobre ganancia en el codo de filtrado y que se tendrá en cuenta al diseñar el filtro.

⁵ En su etimología esta compuesto del griego “νομος” (nomos) norma, ley o ciencia y del sufijo “grafía” del griego “γραφία” de la raíz “γραφειν” (graphein) que significa describir.

Para generar la Z_{total} utilizamos las dos impedancias auxiliares Z_{filtro} y $(Z_{\text{filtro}}||RL)$ para dividir su valor, para luego multiplicarlo por la capacidad del filtro $Z_{C_{\text{filtro}}}$, como en la ecuación [1]. La impedancia hasta la frecuencia de resonancia del filtro quedaría:

$$Z_{\text{filtro}}||RL = 0\text{dB/dec}, Z_{\text{filtro}} = -20\text{dB/dec} \text{ y } Z_{C_{\text{filtro}}} = -20 \text{ dB/dec que operando sería } 0 - (-20) + (-20) = 0$$

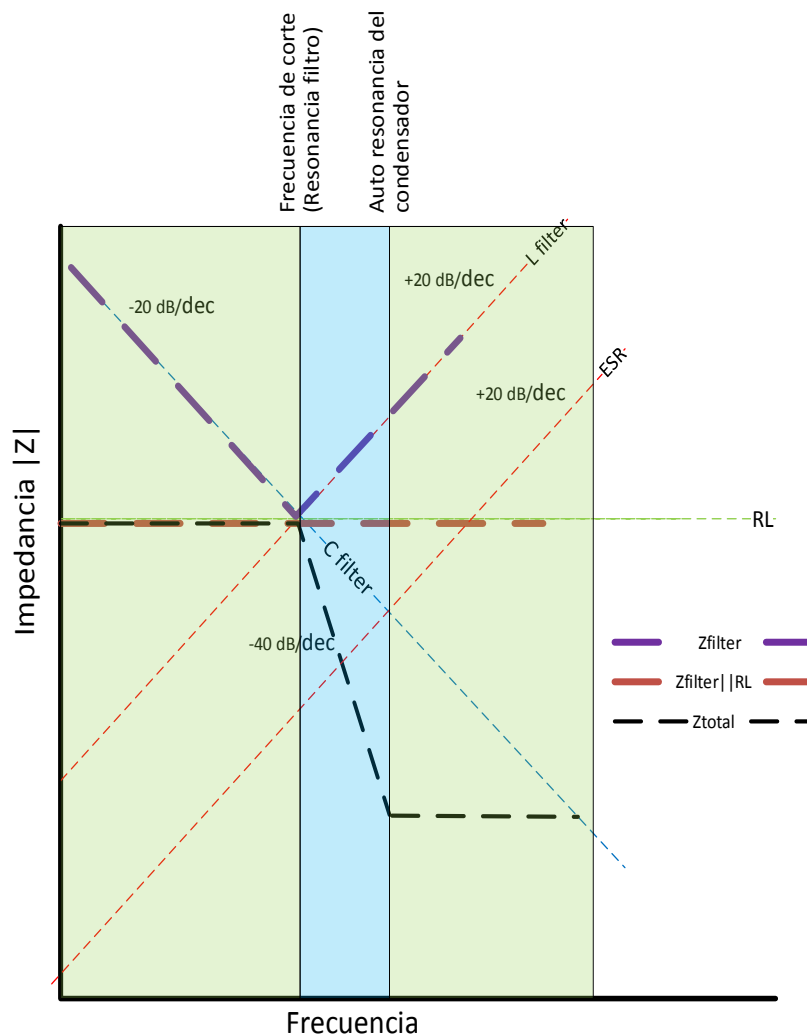
dB/dec por lo que en esta zona se comportaría de manera resistiva con valor RL, en el gráfico las zonas de impedancia resistivas están coloreadas en verde.

A partir de la frecuencia de resonancia del filtro el cálculo resulta:

$$Z_{\text{filtro}}||RL = 0\text{dB/dec}, Z_{\text{filtro}} = +20\text{dB/dec} \text{ y } Z_{C_{\text{filtro}}} = -20 \text{ dB/dec} \Rightarrow 0 - (+20) + (-20) = -40 \text{ dB/dec}$$

En este caso se comporta de manera capacitiva, aunque con una pendiente de -40dB/dec y en el gráfico se resalta de color azul. Incluyendo la ESR del condensador se observa cómo se modifica el signo de la pendiente de la $Z_{C_{\text{filtro}}}$, pasando de ser negativa a positiva (auto resonancia del condensador) pero en este caso no incrementa la impedancia total, sino que pasa a tener pendiente cero y se comporta como una zona resistiva.

$$Z_{\text{filtro}}||RL = 0\text{dB/dec}, Z_{\text{filtro}} = +20\text{dB/dec} \text{ y } Z_{C_{\text{filtro}}} = -20 \text{ dB/dec} \Rightarrow 0 - (+20) + (+20) = 0 \text{ dB/dec}$$



$$\frac{(Z_{\text{filtro}}||RL) * (Z_{C_{\text{filtro}}})}{Z_{\text{filtro}}} \Rightarrow \begin{aligned} &0\text{dB/dec} - (-20\text{dB/dec}) + (-20\text{dB/dec}) = 0\text{dB/dec} \\ &0\text{dB/dec} - (+20\text{dB/dec}) + (-20\text{dB/dec}) = -40\text{dB/dec} \\ &0\text{dB/dec} - (+20\text{dB/dec}) + (+20\text{dB/dec}) = 0\text{dB/dec} \end{aligned}$$

Ilustración 69 Evolución de la impedancia sin capacidad FCBT

Si de nuevo se añade la L_{μ} y C_{FBCT} , el cálculo es análogo pero en este caso la RL ya no es solo resistiva sino que será la impedancia del modelo FBCT, Ilustración 67.

Para el cálculo de los componentes en el filtro LC, se debe tener en cuenta que el valor de la impedancia del filtro a la frecuencia de resonancia no debe exceder los 12Ω , por lo que se fija el valor la inductancia en función de la capacidad de 2 nF:

$$Z_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \Rightarrow L_c = \frac{Z_c}{2 \cdot \pi \cdot f_c} \text{ substituyendo; } \frac{11.97}{2 \cdot \pi \cdot 12E6} = 158.83 \text{ nH}$$

Para evitar problemas con la tolerancia en la inductancia, se selecciona un valor de 130 nH lo que da una nueva frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \text{ substituyendo } f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{130E-9 \cdot 2E-9}} = 9.87 \text{ MHz}$$

$$\text{y } Z_c = Z_L = 8.067 \Omega$$

En la Ilustración 70 se repite el análisis de la impedancia del FBCT. Se observa que la impedancia del propio FBCT se mantiene hasta la frecuencia de corte o resonancia del filtro LC, en ese punto la atenuación cae a -40dB/década hasta la frecuencia de auto resonancia del C_{filtro} 120 MHz. En ese punto la atenuación pasa a ser nula hasta los 130 MHz donde aparece la capacidad del modelo del FBCT C_{FBCT} , que impondrá de nuevo una atenuación de 20 dB/década.

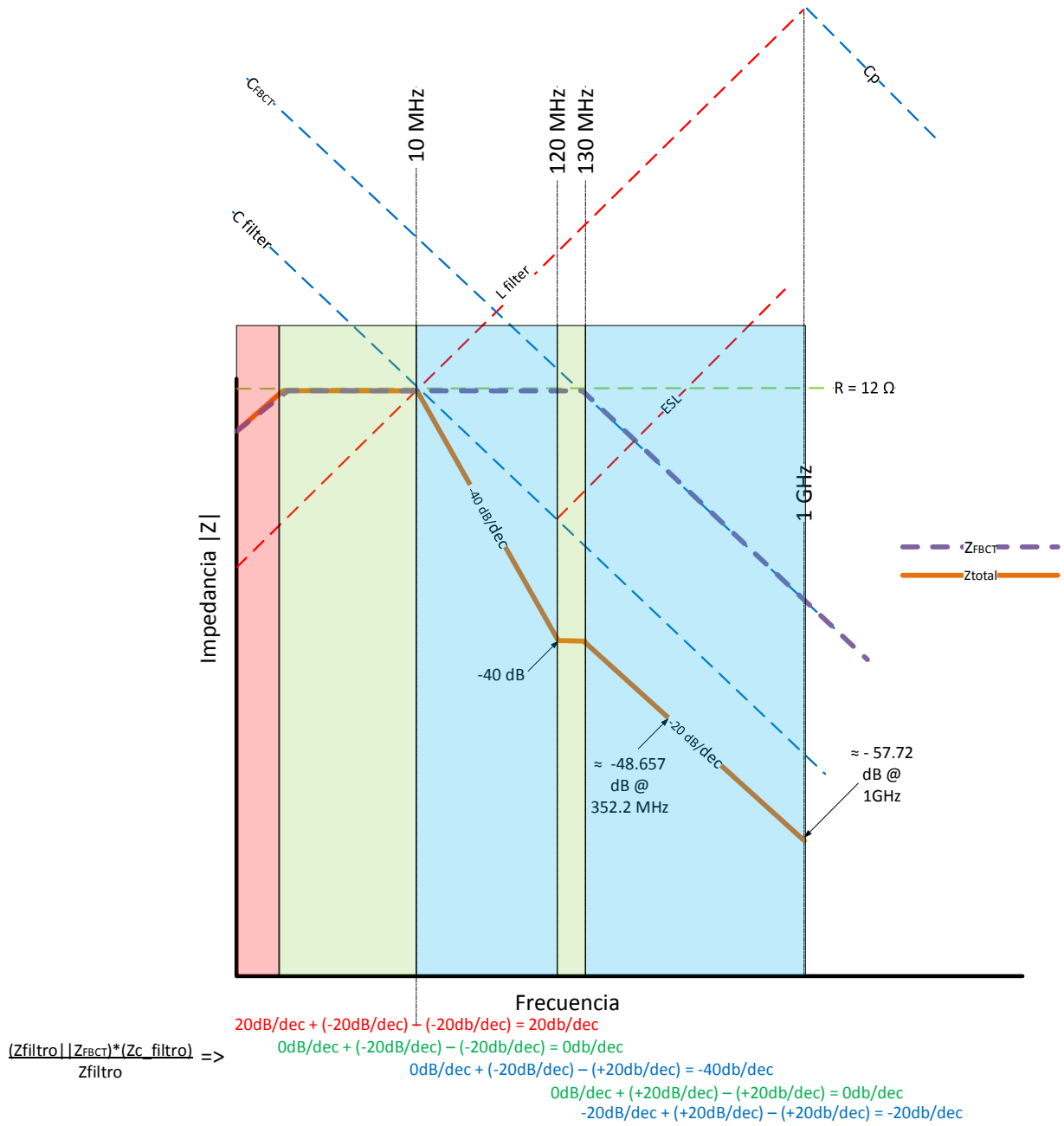


Ilustración 70 Evolución de la impedancia sin capacidad FCBT

A la frecuencia de 352.2 MHz se obtiene una atenuación de aproximadamente -48.6 dB (cálculos asintóticos), una vez más se verificará lo expuesto con una simulación en Matlab, Ilustración 71.

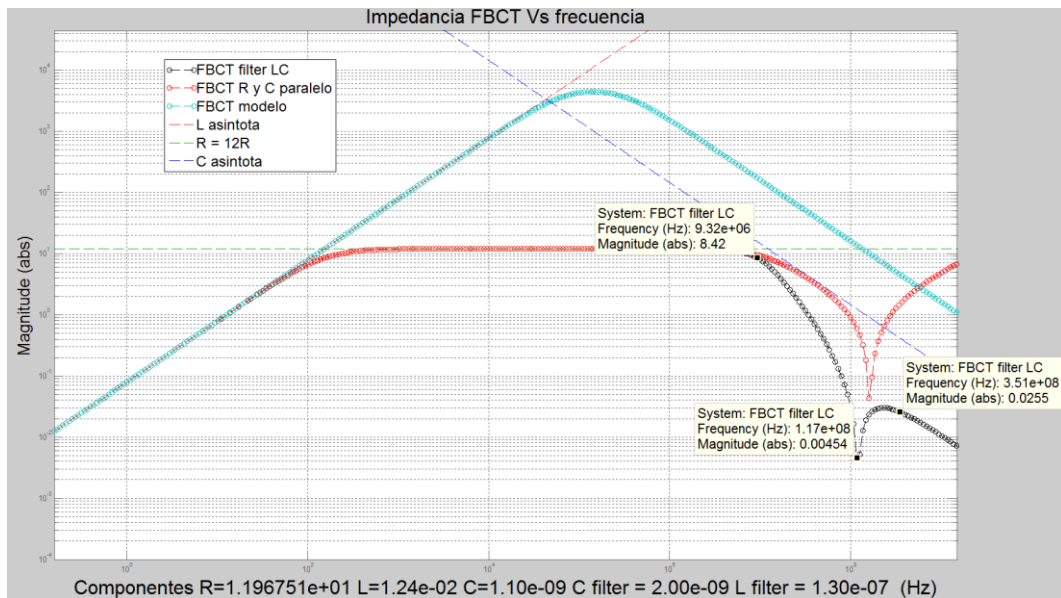


Ilustración 71 Comparación de la Impedancia en frecuencia

En la Ilustración 71 se aprecia como la atenuación a la frecuencia de 352.2 MHz es de $Att_{352.2\text{ MHz}} = 20 \log\left(\frac{0.0255}{12}\right) = -53.45\text{ dB}$ y se observa la frecuencia de auto resonancia del filtro LC a los 118 MHz por los (120 MHz) esperados.

En la Ilustración 72 se muestra el prototipo fabricado para realizar medidas reales incluyendo el FBCT, pero antes de medir con el FBCT se medirá el filtro en solitario, Ilustración 73, y el suelo de ruido del VNA, Ilustración 74.

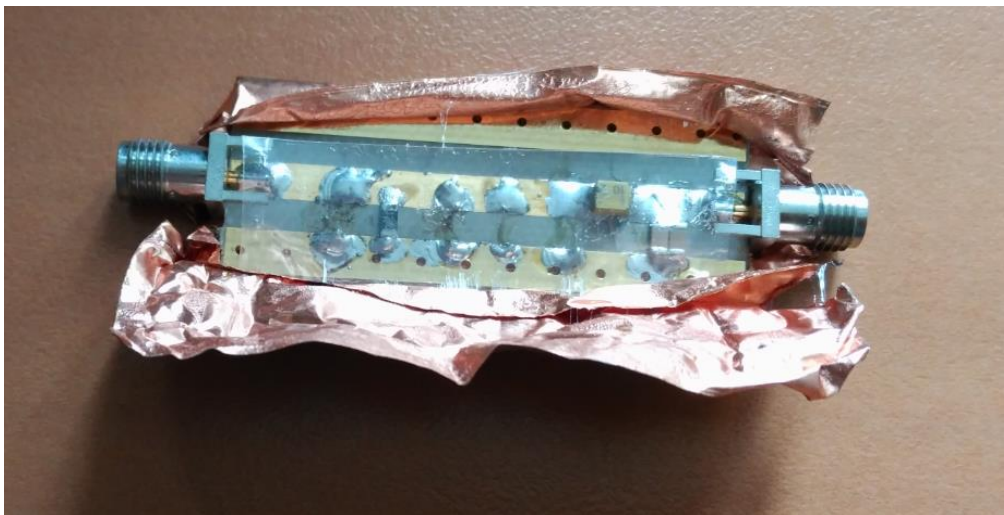


Ilustración 72 Filtro LC, para la modificación del BW del FBCT

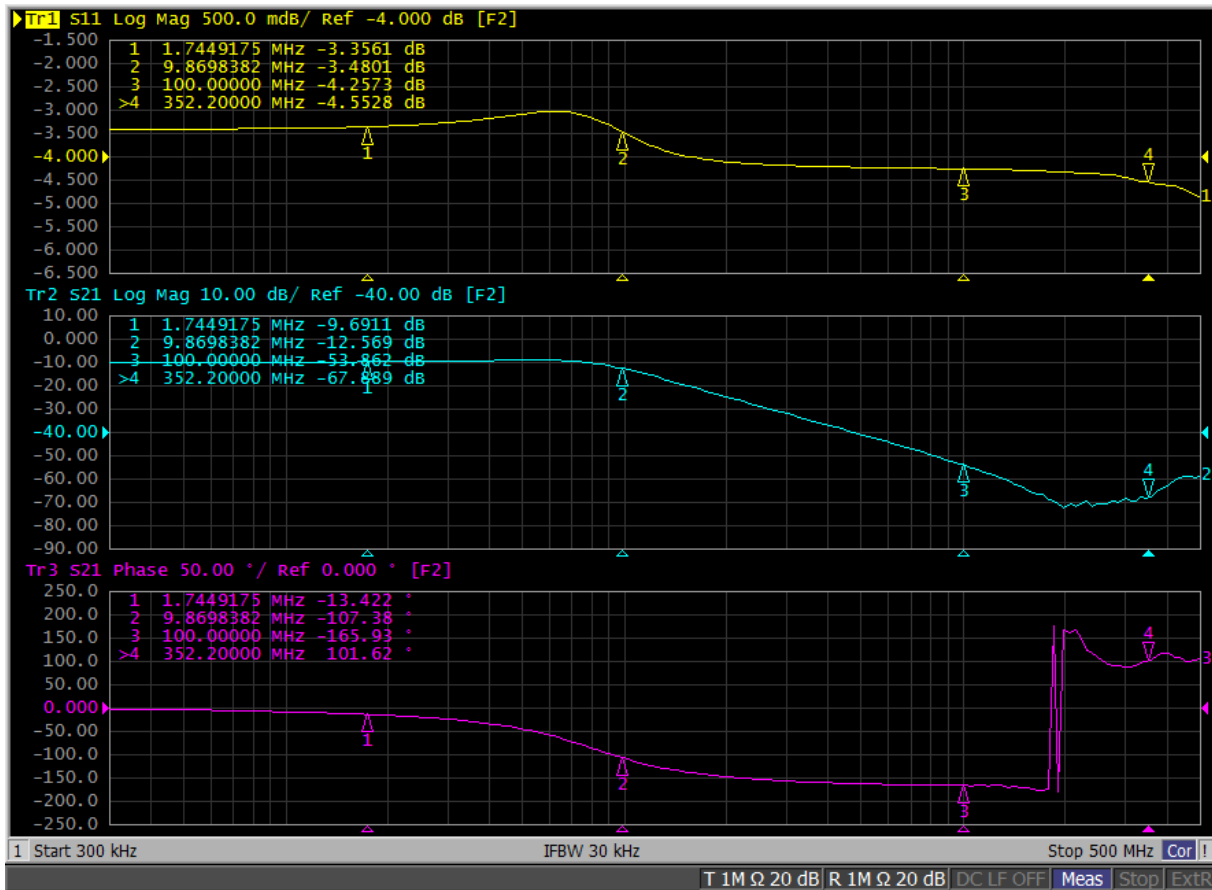


Ilustración 73 Medida filtro LC con 12 Ω en paralelo

En la Ilustración 74 se muestra el suelo de ruido del VNA, esta medida es necesaria ya que la atenuación de referencia para el filtrado en FBCT es -40 dB debido a la desadaptación de la entrada, y es un valor muy cerca del suelo de ruido del VNA.

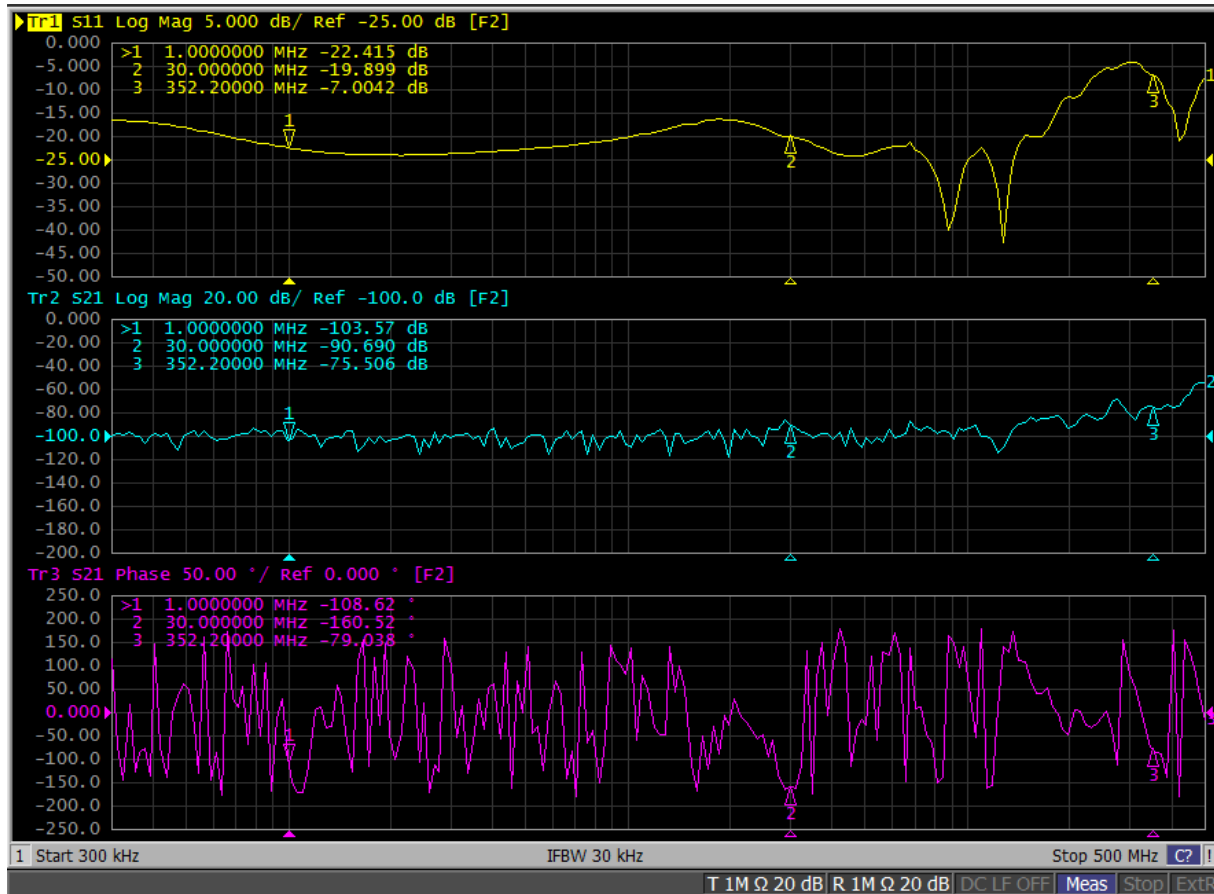


Ilustración 74 Suelo de ruido del VNA con la línea de transmisión conectada

El suelo del instrumento está en torno a los -80 dB y se procede a medir respuesta del FBCT con el filtro LC conectado, comparando con la respuesta del FBCT con tan solo una capacidad en paralelo, Ilustración 75. Se observa en el caso del filtro LC (trazo más luminoso), que la atenuación comienza en aproximadamente 12 MHz (marcador 5). Comparando con el caso de un condensador en paralelo (trazo más tenue) el filtrado es notablemente mayor en el caso del filtro LC, llegando a los -40dB por década.

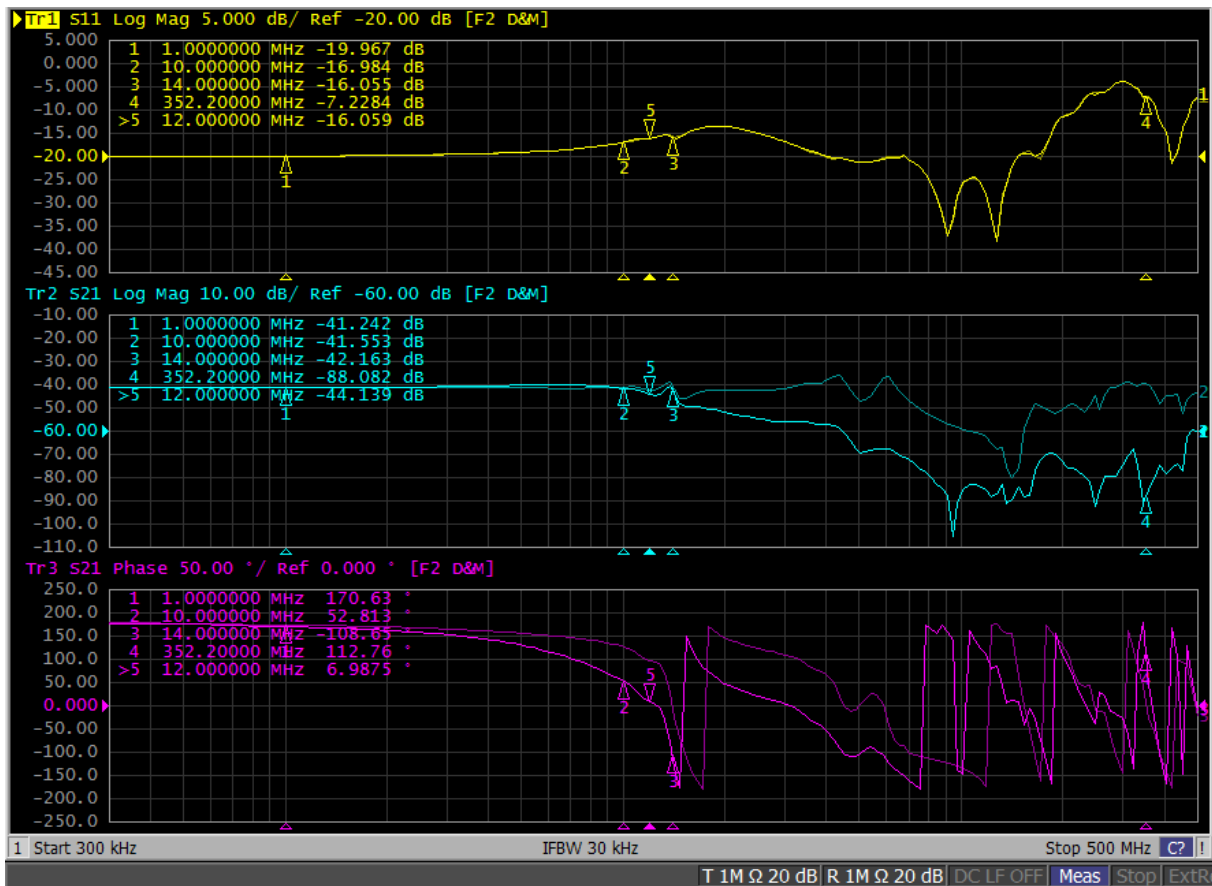


Ilustración 75 Comparación Medida FBCT con RC paralelo y R paralelo con filtro LC

También se observa como la atenuación a 352.2 MHz es de $-88.48 - (-41.24) = -47.24$ dB un poco inferior de lo esperado por simulación, aunque debemos tener en cuenta el suelo de ruido del VNA, las resonancias del FBCT y las reflexiones de la línea de transmisión a altas frecuencias.

Se repite la medida, Ilustración 76, incluyendo la respuesta en baja frecuencia para verificar que la frecuencia inferior de corte permanece inalterada.

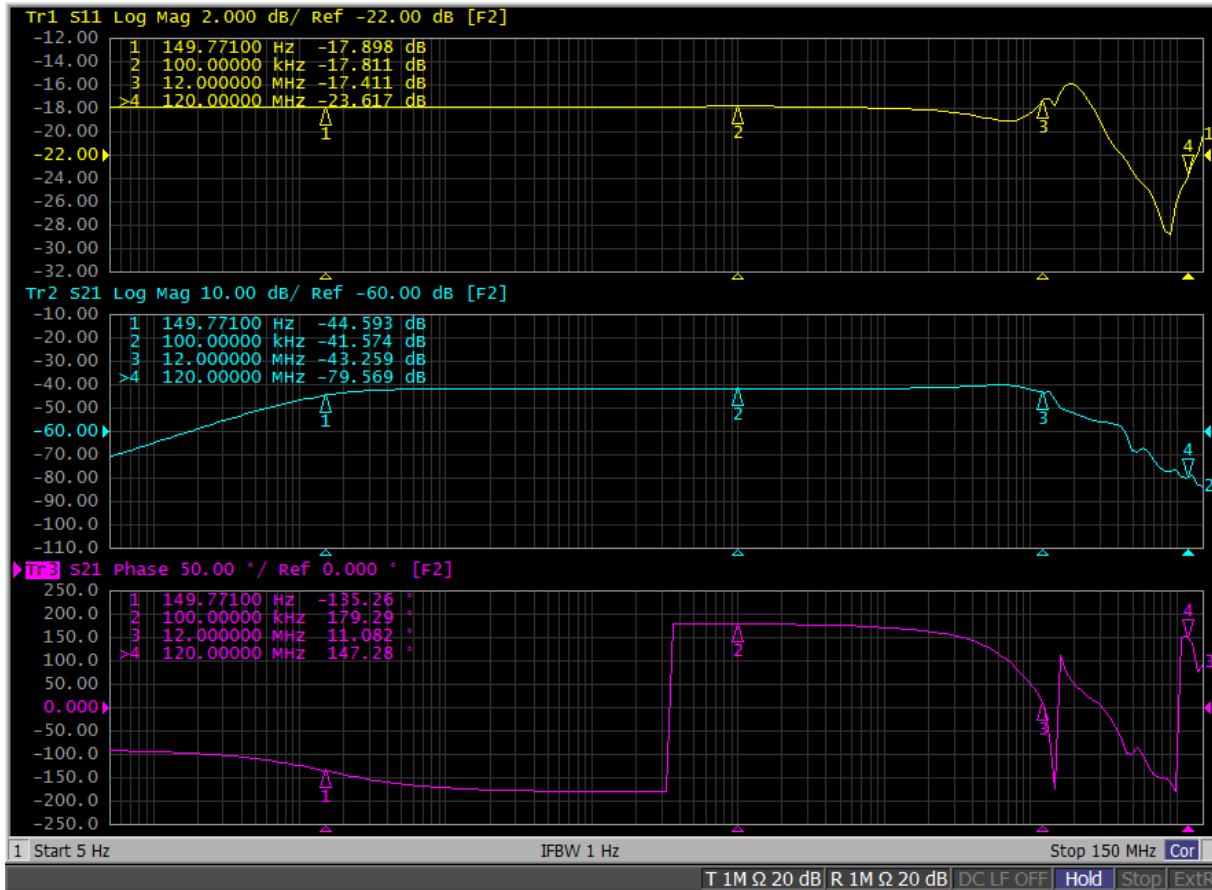


Ilustración 76 Medida función transferencia FBCT con R paralelo y filtro LC

Por último se medirá la salida del FBCT a una onda sinusoidal generada en el VNA de 352.2 MHz con y sin filtro para verificar la atenuación, Ilustración 78 e Ilustración 79. Para la medida con la configuración de la Ilustración 77, se utilizará el osciloscopio, referencia bibliográfica (2) con BW analógico de 1 GHz.

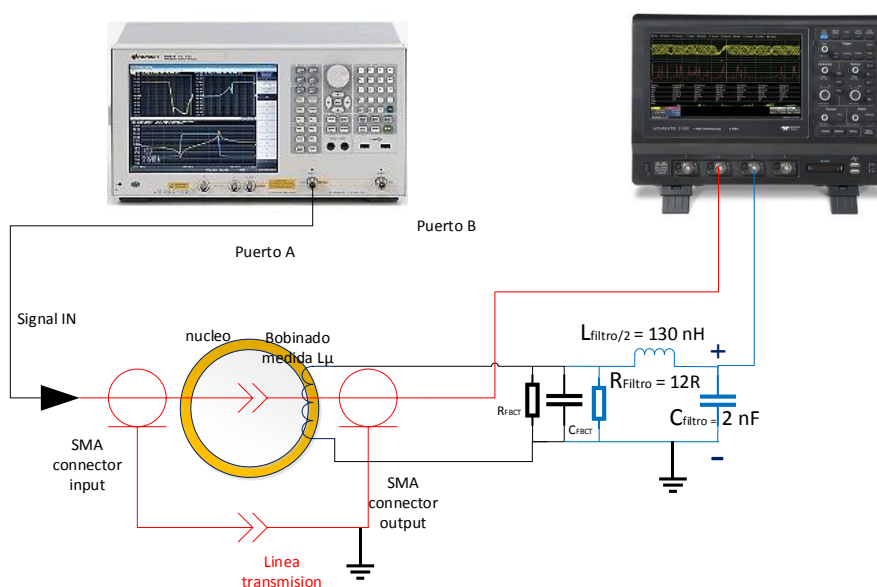


Ilustración 77 Configuración de medida de la atenuación del filtrado a 352.2 MHz

En la Ilustración 78 e Ilustración 79, se observan dos canales, el canal 2 o rojo muestra el valor de voltaje a la salida de la línea de transmisión, mientras el azul muestra la salida del FBCT. En la parte inferior se puede ver unos marcadores que muestran el valor pico-pico de cada canal P2 se corresponde con el canal 2 (C2) y P3 muestra el valor pico-pico del canal 3 (C3). Por último, P4 muestra la frecuencia de la señal, en este caso 352.2 MHz.

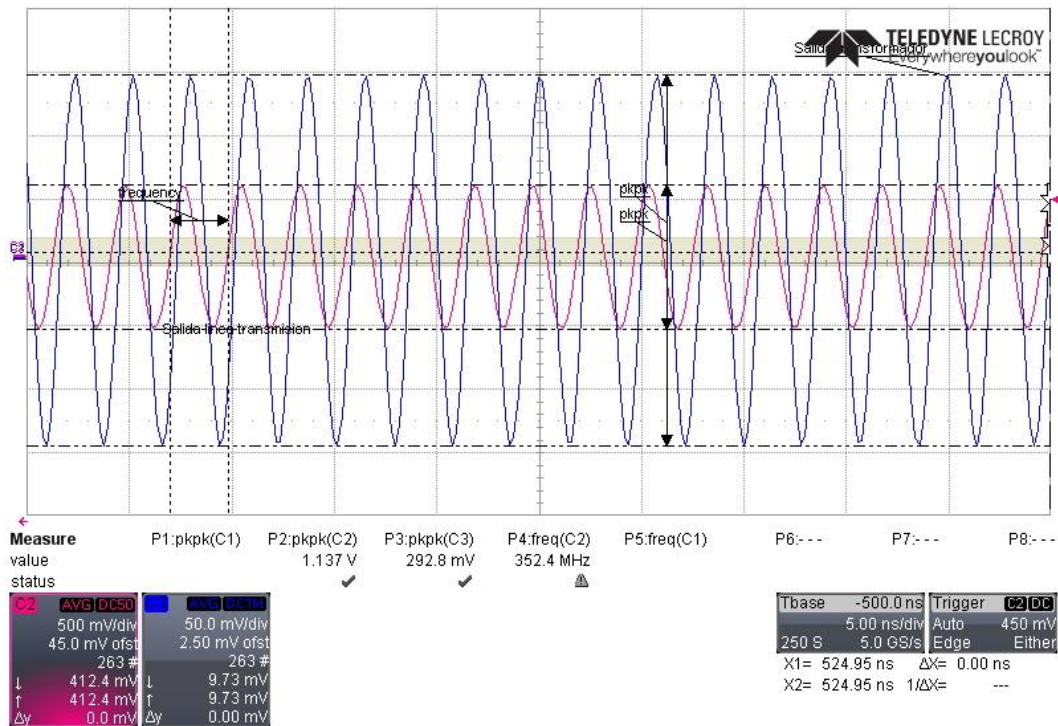


Ilustración 78 Salida FBCT a 352.2 MHz sin filtro

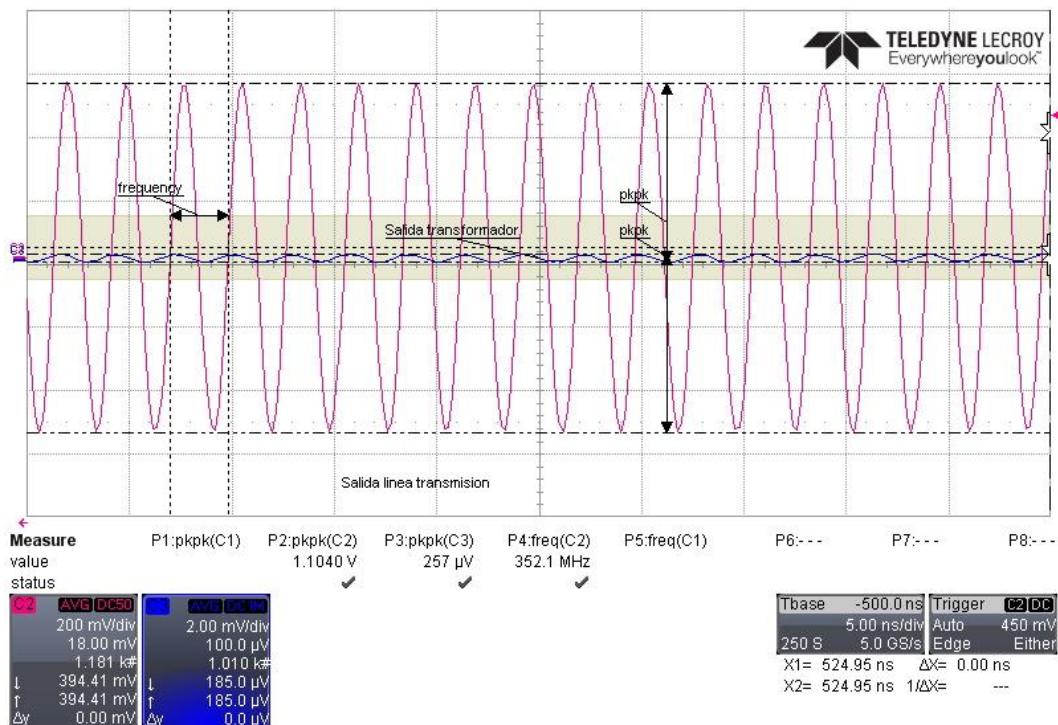


Ilustración 79 Salida FBCT a 352.2 MHz con filtro

Con los resultados se calcula la atenuación $Att_{352.2\text{ MHz}} = 20 \log \left(\frac{257 \cdot 10^{-6}}{292.8 \cdot 10^{-3}} \right) = -61.13\text{ dB}$ incluso mayor de la calculada en las simulaciones posiblemente debido una vez más a las resonancias del FBCT.

5.2 Calculo de la ganancia del amplificador

Verificado el filtro, se pasará a calcular la ganancia necesaria en el amplificador. El sistema de adquisición que explicaremos en la sección 8 tiene un rango máximo de entrada analógica de 0.7 Voltios (voltaje máximo en el ADC) y la corriente media máxima esperada en el Linac 4 es de 40 mA, estas serán las restricciones para el cálculo de la ganancia.

Para evitar saturaciones se aplicará un margen se salvaguarda del 25 %, así la corriente máxima para el cálculo será 50 mA, esta corriente se refiere a la corriente media máxima del haz, por tanto, la corriente en el secundario o bobinado de medida será $(I_{b_{max}}/N)$ donde $N = 20$ es el número de espiras, la corriente máxima en el secundario será $50\text{ mA} / 20 = 2.5\text{ mA}$.

El voltaje de salida como ya calculamos en la sección 5.1 ecuación [1]:

$$V_{out} = \frac{I_b}{N} \cdot \frac{Z_{filtro} || R_L}{Z_{filtro}} \cdot Z_c$$

$$Z_{max} = \frac{Z_{filtro} || R_L}{Z_{filtro}} \cdot Z_c$$

Donde la impedancia tendrá un valor máximo de $12\ \Omega$ en el BW de trabajo, por tanto:

$$V_{out_{max}} = \frac{I_{b_{max}}}{N} \cdot Z_{max} \text{ substituyendo } V_{out_{max}} = \frac{50\text{ mA}}{20} \cdot 12\ \Omega = 30\text{ mV} \quad [2]$$

La ganancia A será $700\text{ mV} / 30\text{ mV} = 23.33$. Al tener que adaptar la salida a $50\ \Omega$ se pierde la mitad de la señal y se debe compensar con una ganancia $A_{adaptacion} = 2$, por tanto, la ganancia $A_{total} = 46.66$. Se elige $A_{total} = 44$, la ganancia total se dividirá en dos ganancias, la del AO (Amplificador Operacional) de filtrado y la del AO del compensador $A_{total} = A_{filtrada} \cdot A_{compensador}$, fijando un valor de amplificación $A_{filtrada} = 2.2$ y de amplificación $A_{compensador} = 20$.

En las medidas precedentes, Ilustración 73, el filtro LC estaba diseñado referenciado a tierra, pero debe ser convertido a modo diferencial para filtrar la señal en modo diferencial proveniente del FBCT. El amplificador de filtrado tiene como misión convertir la señal diferencial que proviene del filtro diferencial a señal referenciada a tierra.

Para convertir el filtro en modo diferencial se dividen los elementos serie a la mitad mientras que los elementos paralelos permanecen igual, en este caso solo las inductancias están en serie y se modifica su valor a la mitad, el resto de componentes permanecen igual. El amplificador operacional actuará en configuración diferenciadora para pasar a referenciar a tierra a la vez que amplificará, el circuito resultante se muestra en la Ilustración 80

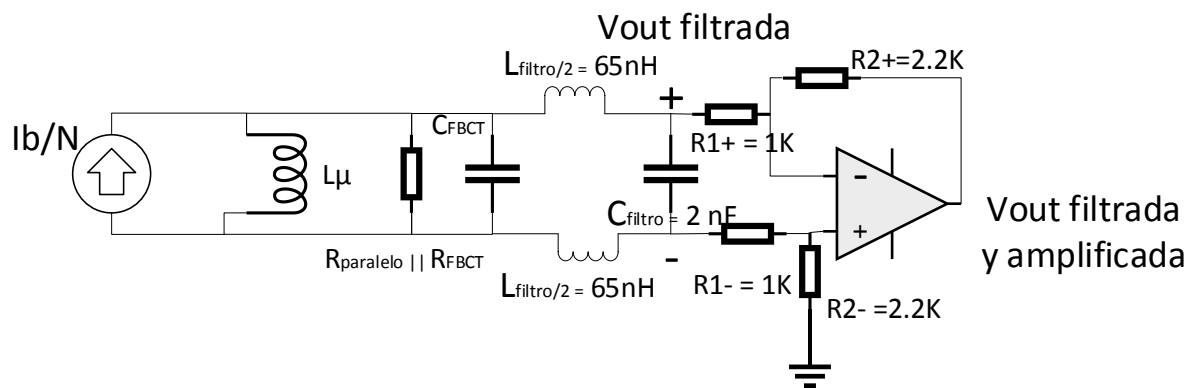


Ilustración 80 Etapa de amplificación a la salida del filtro LC

La ganancia del amplificador $A_{filtrada}$ viene dada por la siguiente expresión:

$$\text{donde } V_{out_{amp}} = V_{out_{filtro}} \cdot A_{filtrada}$$

$$A_{filtrada} = \frac{R2}{R1} \Rightarrow A_{filtrada} = \frac{2200}{1000} = 2.2$$

5.3 Compensación en bajas frecuencias

5.3.1 Introducción

Se ha explicado la necesidad de filtrar la alta frecuencia a la entrada del amplificador debido a los problemas que estas frecuencias inducen en la respuesta del amplificador y por tanto en la medida de la intensidad.

Los problemas no solo surgen para las altas frecuencias, otro problema se asocia a las bajas frecuencias, el fenómeno del “*droop*” o caída de la línea de base. El “*droop*” tiene incidencia directa en la medida de la intensidad, dado que la línea de base se utiliza como referencia para el cálculo de la intensidad y la estabilidad del haz, por lo que debe de ser lo más plana posible. La explicación teórica del fenómeno del “*droop*” se muestra a continuación:

La solución a la siguiente ecuación diferencial

$$\tau \frac{di(t)}{dt} + i(t) = f(t) \quad \text{donde } f(t) \text{ es la entrada al sistema}$$

$$\text{si } f(t) = 0 \text{ una solución es } i(t) = i_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Si suponemos una senoide $f(t) = Ae^{j\omega t}$ como entrada al sistema la salida sería la siguiente:

$$i(t) = i_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + A \frac{1}{j\omega + \frac{1}{\tau}} (e^{j\omega t} + e^{-\frac{t}{\tau}})$$

Donde se observa como la exponencial $e^{-\frac{t}{\tau}}$ se superpone a la senoide de salida y para $t = \infty$ la respuesta estable es:

$$i(t) = Ae^{j\omega t} \frac{1}{j\omega + \frac{1}{\tau}}$$

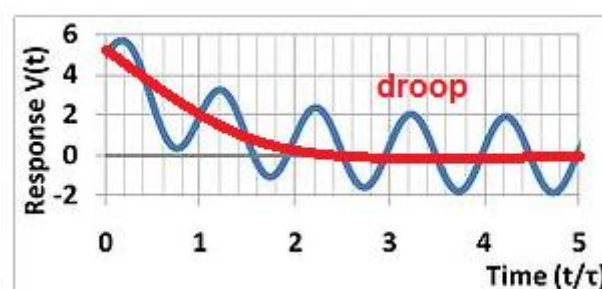


Ilustración 81 Modulación de una senoide por el “*droop*”

La senoide además de ser modulada, será filtrada a la frecuencia de corte $\omega_{3dB} = \frac{1}{\tau}$ o $f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\tau}$ por tanto se observa como el valor de τ determina el ritmo de superposición de la exponencial $e^{-\frac{t}{\tau}}$ y el ancho de banda del sistema.

Si ahora se calcula la corriente en el modelo del FBCT a bajas frecuencias, obviando la capacidad:

$$i_R(t) = \frac{Vo(t)}{R} \text{ y } Vo(t) = L_\mu \cdot \frac{di(t)}{dt} \text{ tenemos } i_R(t) = \frac{L_\mu}{R} \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

Por KCL (Kirchhoff's Current Law), obtenemos:

$$i_b(t) = i_R(t) + i(t)$$

$$i_b(t) = \frac{L_\mu}{R} \cdot \frac{di(t)}{dt} + di(t)$$

Donde ahora la $f(t)$ es el haz de partículas, τ la llamaremos $\tau_{droop} = \frac{L_\mu}{R}$ y el ancho de banda $f_{3dB} = \frac{R}{2\pi \cdot L_\mu}$ se corresponde con el corte de sus asíntotas en frecuencia y depende de los valores de L_μ y R .

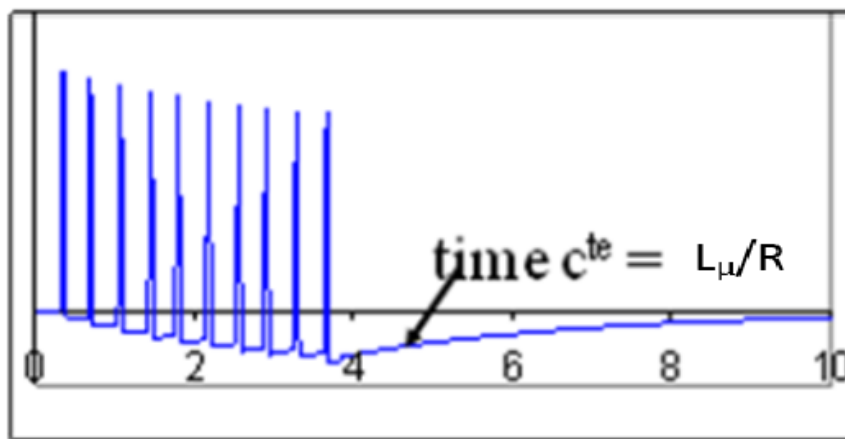


Ilustración 82 Caída “droop” de la línea de base en un FBCT

A menor ω_{3dB} de corte a bajas frecuencias se tiene una mayor constante de tiempo y el “droop” se produce con menor intensidad o velocidad, por tanto, a menor ω_{3dB} más plana será la línea de base.

5.3.2 Compensación

A la salida del FBCT se esperan señales de una longitud máxima de 600 μs y la caída de la línea de base debe ser menor del 5% (debido a las especificaciones) por lo que se debe encontrar la frecuencia de corte inferior que cumple el requerimiento.

Como se observó, Ilustración 53, mediante la colocación de una resistencia en paralelo con FBCT de 12 Ω se genera una frecuencia de corte inferior de 155 Hz, que coincide con el corte de la impedancia de la resistencia y la inductancia de magnetización, pero es esta frecuencia suficiente para cumplir la especificación.

A continuación, se calcula la frecuencia necesaria para cumplir la especificación:

$$\omega_{droop} = \frac{1}{\tau_{droop}} \text{ donde } e^{-\frac{t}{\tau_{droop}}} \text{ es la envolvente de la respuesta temporal de la base line}$$

Siendo la envolvente de $V_{out} = V_{in} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{droop}}}$ si $V_{in} = 1$ perder un 5% en 600 μs supone

$$0.95 = e^{-\frac{600\mu s}{\tau_{droop}}} \text{ despejando } \tau_{droop} = 11.7 \text{ ms y } f_{droop} = 13.61 \text{ Hz}$$

La frecuencia obtenida como requisito es bastante menor que los 155 Hz alcanzados hasta ahora. Una opción para rebajar la frecuencia de corte sería disminuir el valor de la R_{paralelo} , pero esta opción dejaría sin ganancia al circuito, y dado que la inductancia de magnetización no se puede variar, se opta por la compensación en frecuencia para alcanzar una frecuencia de corte menor de 13.61 Hz.

La solución propuesta es utilizar un OA en modo inversor como compensador siendo la función de transferencia la de un amplificador en configuración inversora:

$$V_{out_{comp}} = -V_{in} \cdot \frac{Z_{comp}}{Z_{in}}$$

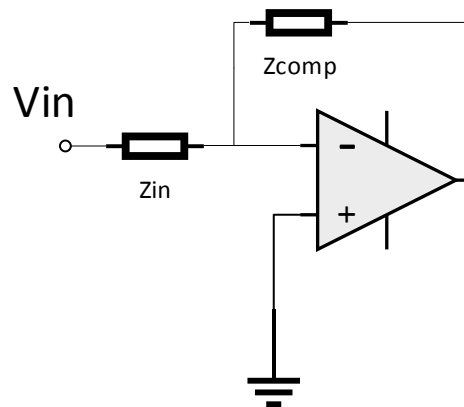


Ilustración 83 Amplificador operacional configuración inversora

De la etapa anterior hemos obtenido la V_{out} filtrada que será la entrada de nuestro compensador siendo así la función de transferencia total:

$$V_{out} = -\left(\frac{I_b}{N} \cdot A_{filtrado} \cdot \frac{Z_{filtro} \parallel R_L}{Z_{filtro}} \cdot Z_c\right) \cdot A_{compensador}$$

$$\text{donde } A_{compensador} = \frac{Z_{comp}}{Z_{in}} \text{ y } A_{filtrado} = \frac{R_2}{R_1}$$

Fijando la Z_{in} a un valor constante por medio de una R_{in} , la evolución en frecuencia dependerá del valor de Z_{comp} , Ilustración 84.

El punto (P1) será la nueva frecuencia de corte inferior del FBCT y se debe fijar un valor de ganancia finita $\frac{R_{inf}}{R_{in}}$, partir de (P1) la impedancia decrece -20dB/dec hasta llegar a la frecuencia (P2) que corresponde con la antigua frecuencia de corte inferior del FBCT. En el punto (P2) se fija la ganancia del amplificador $A_{compensador} = \frac{R_{sup}}{R_{in}}$.

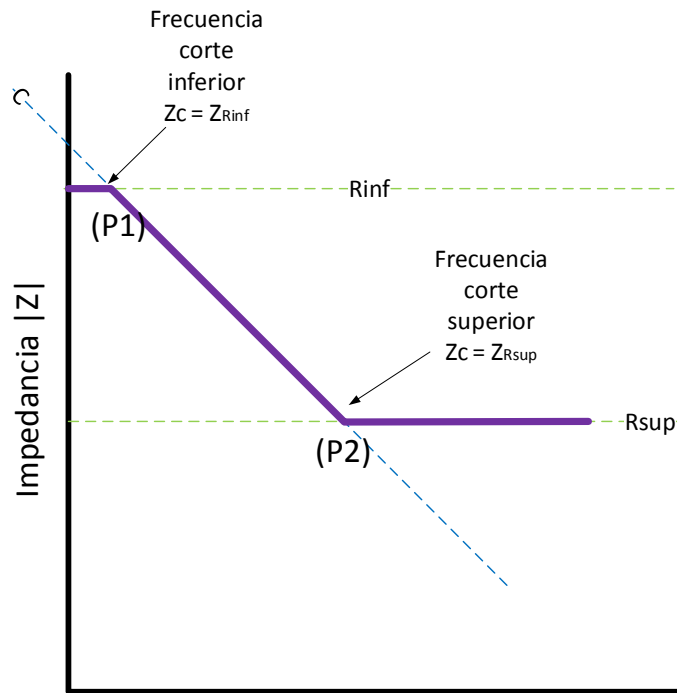


Ilustración 84 Variación de la Impedancia Z_{comp} en frecuencia

De nuevo se utiliza la aproximación por asíntotas y los cortes de las impedancias de una capacidad $C1_{comp}$ en serie con una resistencia $R1_{comp}$. El valor de la capacidad se fija $C1_{comp}$ a $1 \mu F$ y se debe encontrar el valor de $R1_{comp}$ igualando el valor de su impedancia para la frecuencia de corte superior (P2).

$$f_{c_{sup}} = \frac{1}{2\pi \cdot R1_{comp} \cdot C1_{comp}} \Rightarrow R1_{comp} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_{inf}} \cdot C1_{comp}}$$

$$R1_{comp} = \frac{1}{2\pi \cdot 155 \cdot 1E-6} = 1027 \Omega \approx 1000 \Omega$$

Se calcula el valor de la R_{in} utilizando la $A_{compensador} = 20$ calculada anteriormente así;

$$R_{in} = \frac{R1_{comp}}{A_{compensador}} \Rightarrow R_{in} = \frac{1027}{20} \Rightarrow 51.35 \Omega \approx 50 \Omega$$

Por último, se fija el corte inferior al nuevo valor de frecuencia $f_{c_{inf}} = 0.533 \text{ Hz}$ y se calcula la $R2_{comp}$ en paralelo con la red serie $C1_{comp}$ con $R1_{comp}$;

$$f_{c_{inf}} = \frac{1}{2\pi \cdot R2_{comp} \cdot C1_{comp}} \Rightarrow R2_{comp} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_{inf}} \cdot C1_{comp}}$$

$$R2_{comp} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.5 \cdot 1E-6} = 298.8 \text{ K}\Omega \approx 300 \text{ K}\Omega$$

Resultando el circuito siguiente:

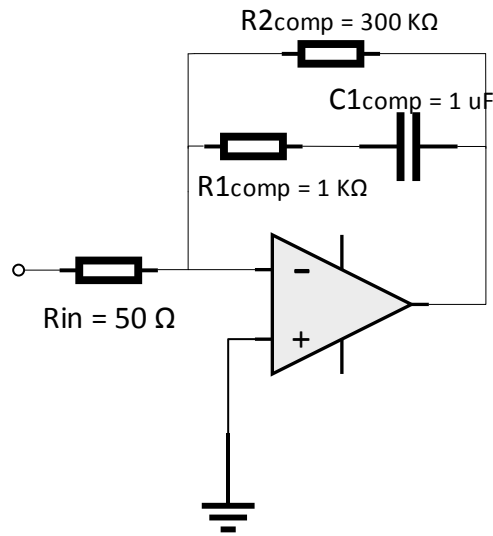


Ilustración 85 Circuito resultante compensación frecuencia

Una vez más se verifican los cálculos con una simulación en Matlab utilizando el valor de los componentes deducido anteriormente:

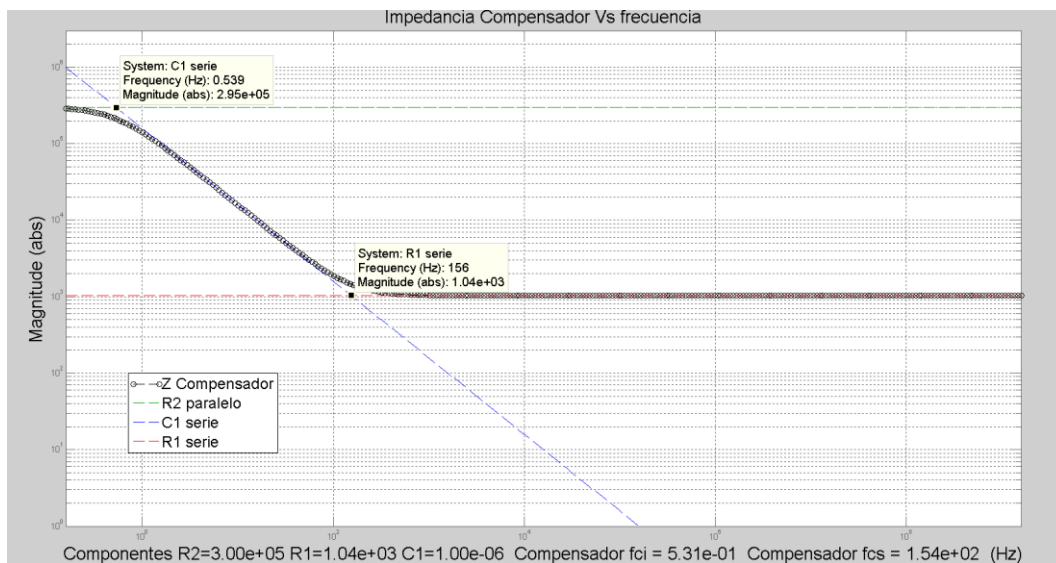


Ilustración 86 Simulación respuesta en frecuencia compensador

Donde ahora la frecuencia de corte inferior del FBCT o f_{droop} pasaría a ser 0.6 Hz \ll 13.6 Hz por tanto

ahora $\tau_{droop} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{droop}} = 265 \text{ ms}$ y $e^{-\frac{600\mu s}{\tau_{droop}}} = 0.997$ obteniendo un caída del 0.3 % mejorando el 5 % especificado.

El circuito completo para el amplificador se muestra a continuación:

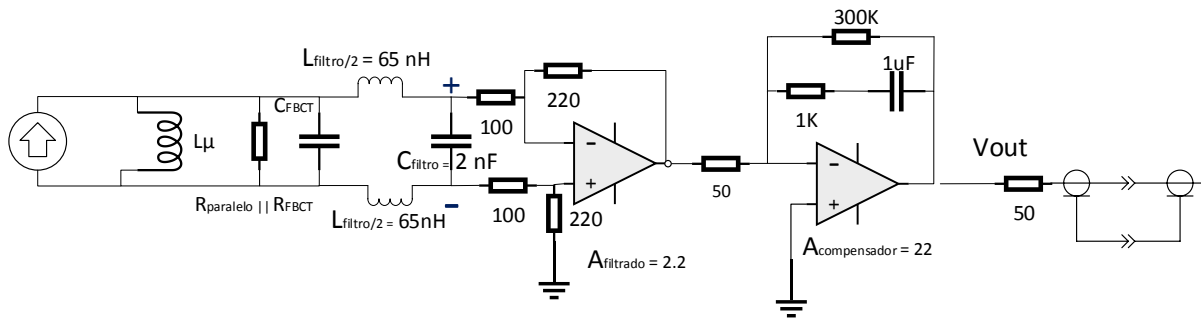


Ilustración 87 Amplificador circuito completo

A continuación, se simula el amplificador completo con todos los valores de componentes calculados:

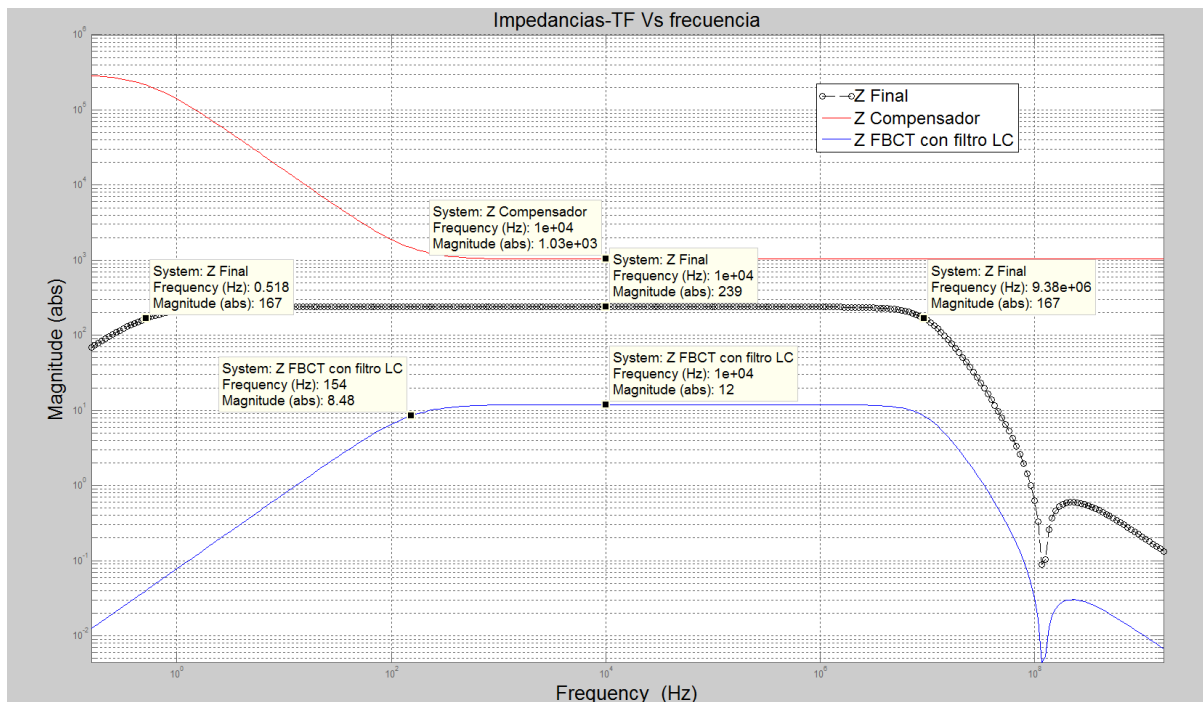


Ilustración 88 Simulación respuesta en frecuencia del circuito compensado

En la simulación, Ilustración 88, se observa la impedancia del compensador (trazo rojo), observamos como mediante el compensador la frecuencia de corte del FBCT sin compensar ha pasado de los 154 Hz (trazo azul) hasta los 0.5 Hz (trazo negro) del FBCT compensado.

A continuación, se verifican los valores de impedancias y voltajes a la salida en el ancho de banda nominal de trabajo. El valor máximo de la corriente de haz $I_b = 50 \text{ mA}$ debe obtener a la salida un voltaje inferior a 0.7 V que es el máximo voltaje de entrada para el ADC de la tarjeta digitalizadora, por tanto:

$$V_{out} = - \frac{I_b}{N} \cdot A_{filtrado} \cdot \frac{Z_{filtro} || R_L}{Z_{filtro}} \cdot Z_c \cdot A_{compensador} \cdot A_{adaptacion}$$

$$\text{donde } A_{compensador} = \frac{Z_{comp}}{Z_{in}}$$

$$V_{out} = - \frac{50 \text{ mA}}{20} \cdot 2.2 \cdot 12 \cdot 20 \cdot 0.5 = 660 \text{ mV cargado a } 50 \Omega$$

El valor de impedancia final (trazo negro) mostrados en la Ilustración 88, para las frecuencias de paso, será:

$$Z_{final} = \frac{Z_{filtro||RL}}{Z_{filtro}} \cdot Z_c \cdot \frac{Z_{comp}}{Z_{in}} \Rightarrow \frac{Z_{filtro||RL}}{Z_{filtro}} \cdot Z_c \Rightarrow 12 \cdot \frac{1000}{50} = 240 \Omega$$

5.3.3 Simulación de la respuesta temporal para cumplimiento de la especificación de planitud

Se procede a simular la respuesta temporal del haz simulado con pulsos gaussianos y 600 vueltas para la verificación del haz con compensación y sin ella.

En la simulación, Ilustración 89, se utiliza el peor caso, en el que el haz está agrupado a la salida de la RFQ, Ilustración 10, pero no existe patrón de troceado, "chopping pattern".

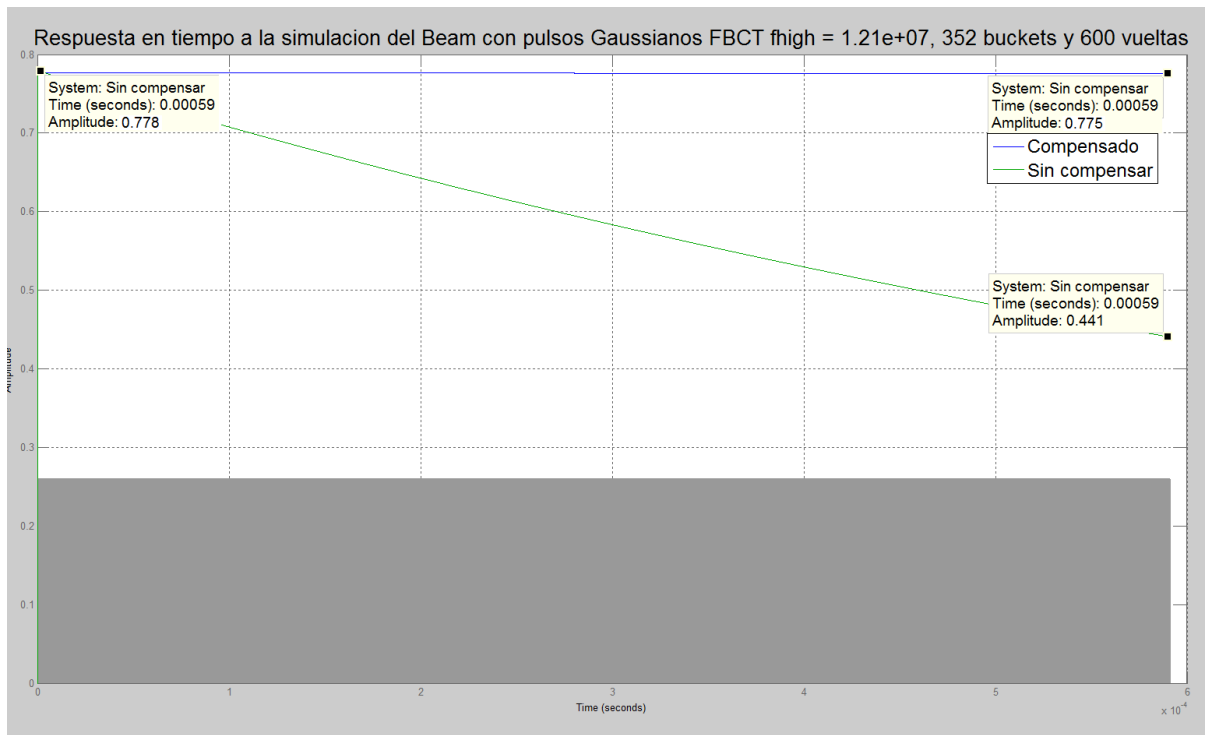


Ilustración 89 Simulación de la respuesta temporal para un haz de 600 vueltas (600 μ s) con y sin compensación

La señal decae siguiendo la exponencial de la envolvente:

$$V_{out} = V_{in} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{droop}}}$$

En el caso de la señal sin compensar (trazo verde) la frecuencia de corte es de 154 Hz y la $\tau_{droop} = 1.034$ ms por lo que la señal en 600 μ s decaerá:

$$V_{out} = V_{in} \cdot e^{-\frac{600 \cdot 10^{-6}}{1.034 \cdot 10^{-3}}} \Rightarrow V_{in} \cdot 0.56$$

Para nuestra simulación $V_{in} = 0.779$ V y el valor final sin compensación $V_{out} = 0.441$ donde $V_{out}/V_{in} = 0.56$. Para el caso compensado el valor final (trazo azul) es de $V_{out} = 0.775$ V, teniendo $V_{out}/V_{in} = 0.994$.

5.4 Simulación de la respuesta temporal para cumplimiento de especificaciones a diferentes patrones de haz

Debido a las especificaciones de diseño comentadas en la sección 3.3, es necesario analizar la respuesta temporal del filtro y verificar el cumplimiento de las mismas. Se debe verificar que, para los casos extremos en el patrón de troceado, se cumple:

- Existen suficientes muestras de ADC con patrón de troceado de 17 buckets (50 ns) para asegurar un error menor de 1% en el muestreo.
- En el caso de 222 buckets (630 ns) se debe asegurar que no existe solapamiento entre los usuarios o en la multi inyección, la señal con la información debe retornar a la línea de base en menos de 1 μ s.

Se observa en la Ilustración 90 como en la simulación de un haz de Linac 4, para el caso de 17 buckets (50 ns) rellenos, la respuesta temporal del filtro LC integra la señal, pero su duración está en torno a los 111 ns.

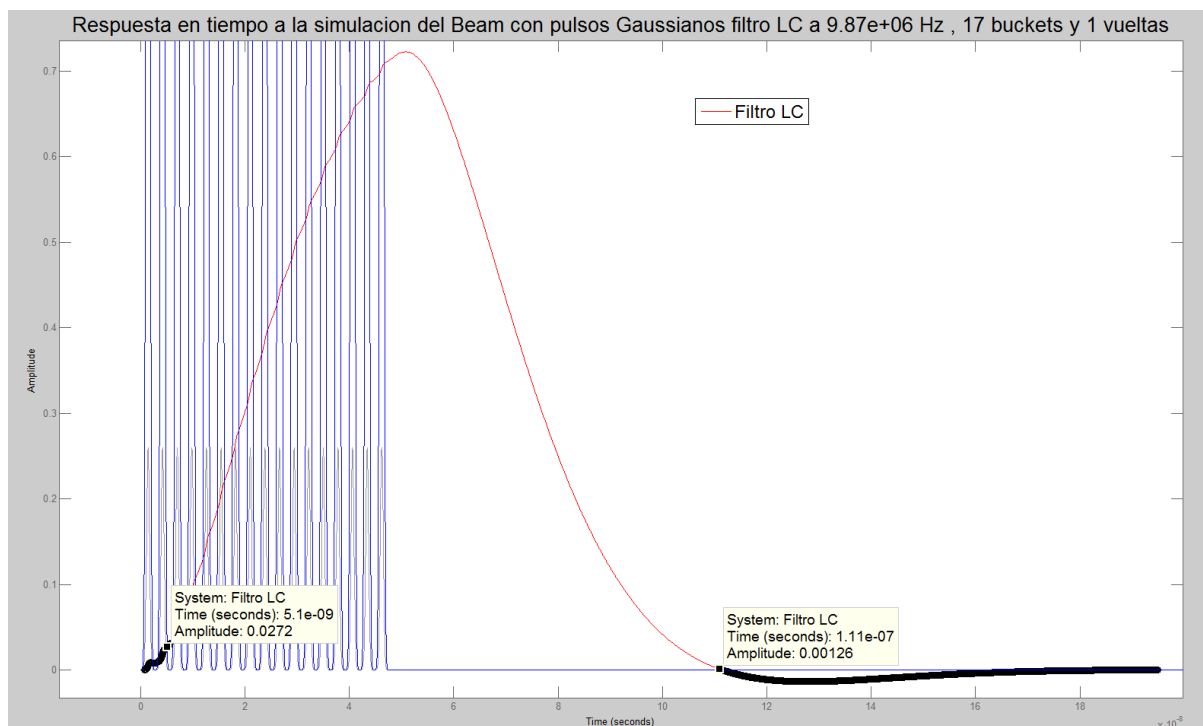


Ilustración 90 Simulación de la respuesta a el haz pulsado con el filtro LC de 10 MHz

El sistema de adquisición, que se explicará en la sección 8, tiene una frecuencia de 212 Ms/s o una adquisición cada 4.7 ns y por tanto 23 muestras en este caso. En el peor caso el muestreo podría empezar una adquisición más tarde y perderíamos el valor de la integración de los primeros 4.7 ns (primer trazo negro) de la señal en Ilustración 90. Se ha calculado mediante Matlab el error porcentual que supondría perder la primera muestra sobre el valor total de la integración obteniendo como resultado un 1.1 %, que está por encima de la especificación para el sistema completo de medida del 1% (sección 8). También se observa un sobre impulso negativo (segundo trazo negro) en la señal al retornar a la línea de base que debe ser minimizado.

El filtro a la entrada del amplificador tiene como misión evitar las altas frecuencias a la entrada del amplificador, pero la señal obtenida no es suficientemente duradera en tiempo y existe sobre impulso. Es necesario un acondicionamiento extra en la señal con la información de interés para poder mandarla

al sistema de adquisición. Aprovechando que la señal a la salida del amplificador que se ha diseñado ya está adaptada a 50Ω se puede usar un filtro adaptado que cubra las necesidades de alargar la señal y evitar sobre impulso. Para solucionar los problemas planteados se utilizará un filtro gaussiano que tiene la propiedad de minimizar los sobre impulsos, para elegir la frecuencia de corte del filtro se realiza una simulación evaluando varios filtros para el caso de 17 buckets (50ns), Ilustración 91. De la simulación se obtiene el filtro gaussiano de frecuencia de corte 6 MHz como candidato al obtenerse aproximadamente 200 ns de longitud para 17 buckets.

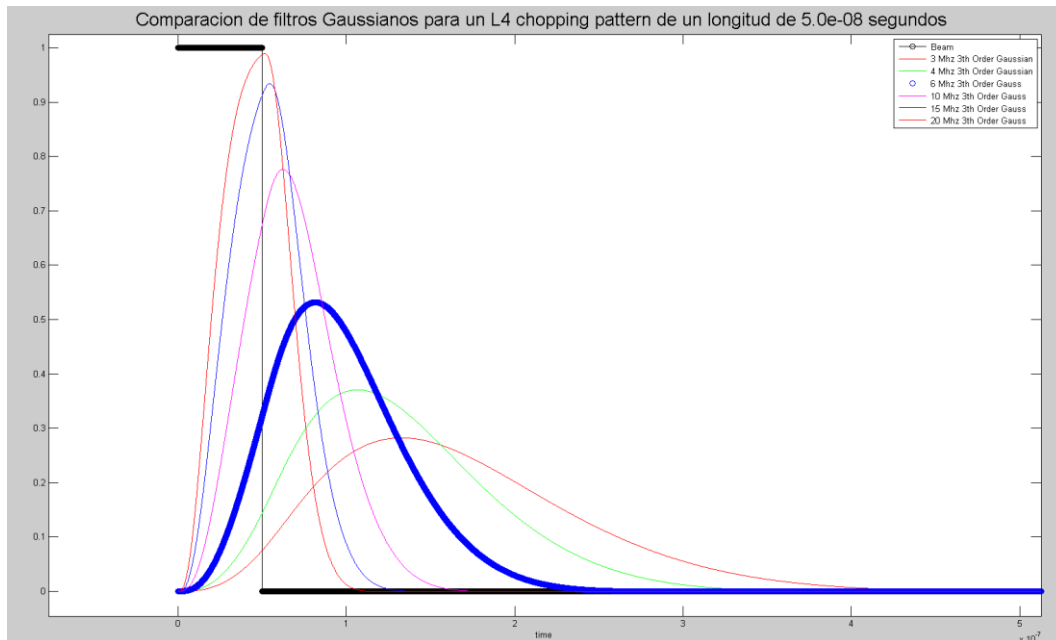


Ilustración 91 Comparación filtros Gaussianos para 17 buckets (50ns)

Se debe verificar que el caso de 222 buckets (630 ns) no existe solapamiento entre usuarios, Ilustración 92, y su retorno a la línea de base es produce en menos de $1 \mu s$.

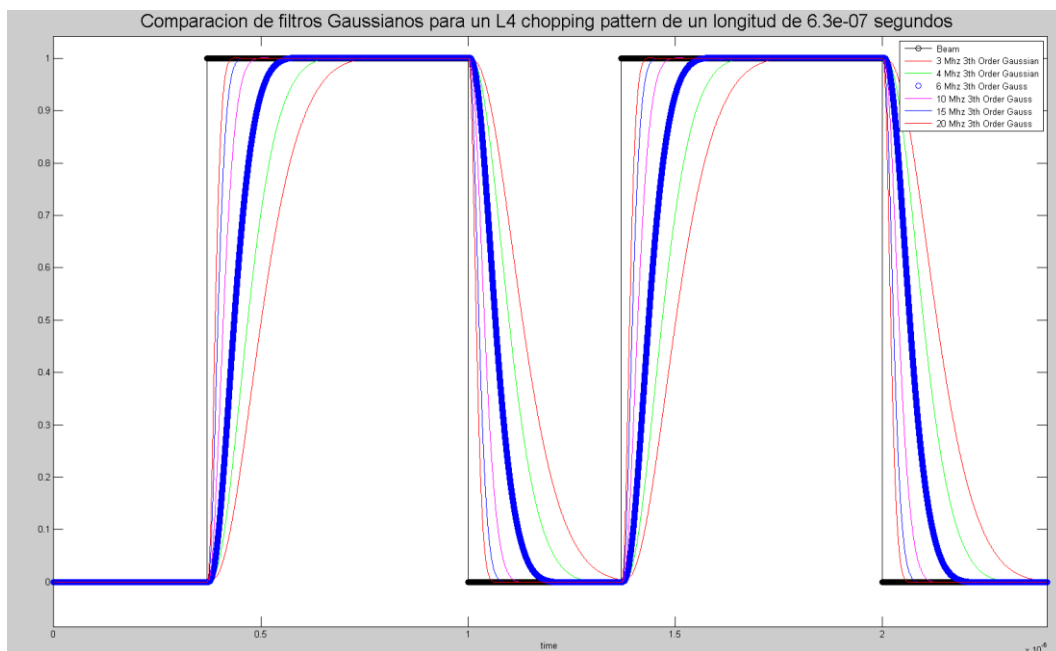


Ilustración 92 Comparación filtros Gaussianos para 222 buckets (630ns)

Una vez decidida la frecuencia de corte del filtro en 6 MHz se volverá a simular con el haz de Linac 4, Ilustración 93. Se verifica que el filtro a 6 MHz estira la señal obteniendo 256 ns de longitud y elimina el sobre impulso. Se calcula el error porcentual y en este caso obtenemos un valor 0.099% el cual está muy por debajo del 1% necesario.

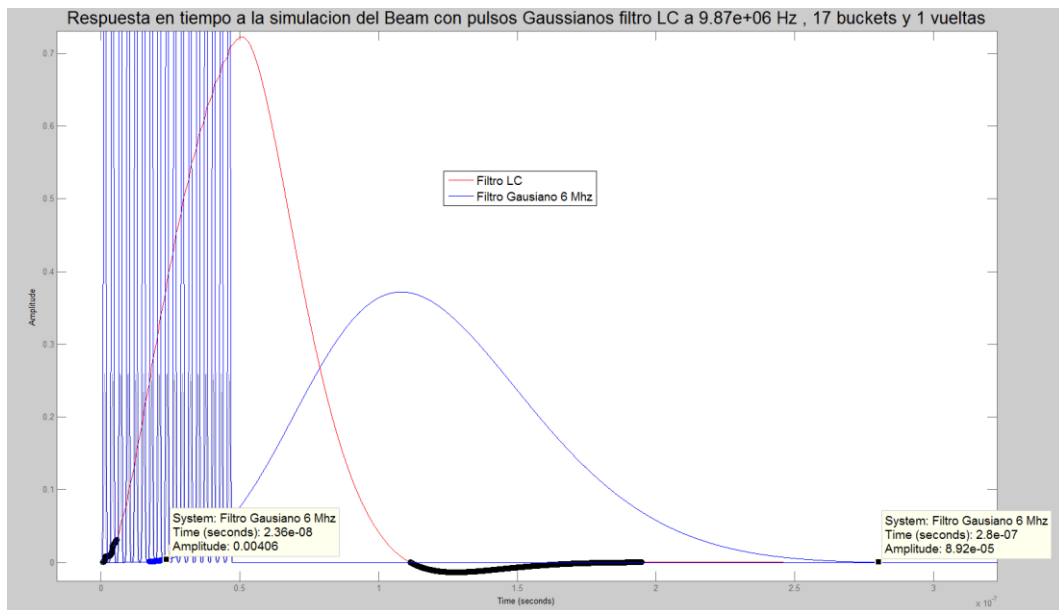


Ilustración 93 Simulación respuesta temporal para 17 buckets, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz

Se verifica en la Ilustración 94, que para el caso de 222 buckets (630ns) la señal no se solapa con el siguiente usuario.

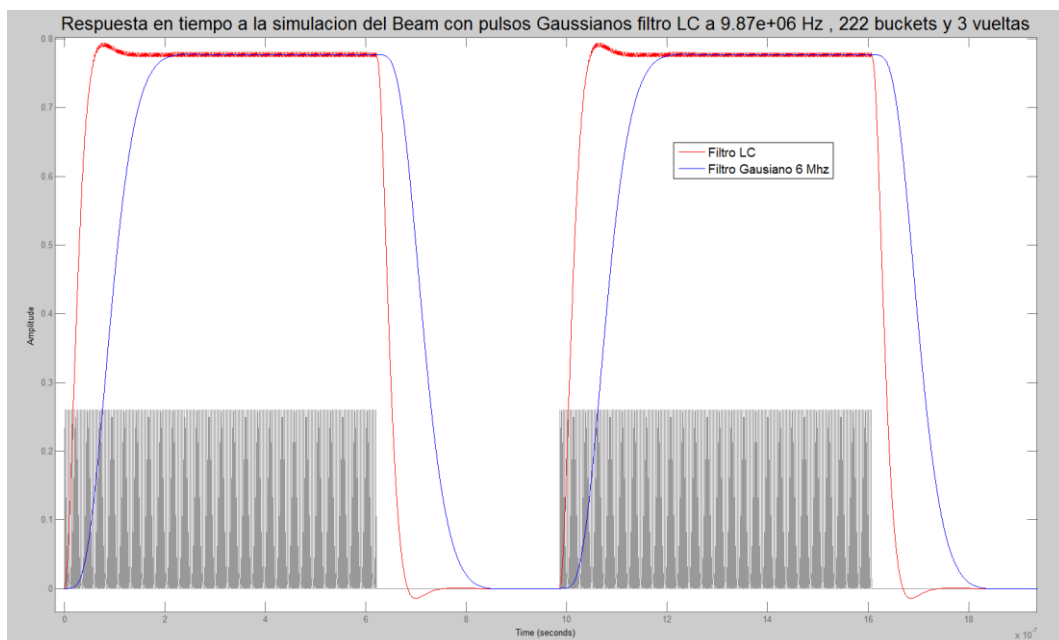


Ilustración 94 Simulación respuesta temporal 222 buckets, filtro LC y LC en serie con filtro Gaussiano @6 MHz

Por tanto, el sistema se modifica añadiendo el filtro adicional de 6 MHz. En la Ilustración 95 se muestra la configuración final con el amplificador de cabecera en el túnel junto al FBCT, la salida del amplificador se enviará a la superficie mediante cableado de señal con impedancia característica de 50 Ω , para en la superficie conectar el filtro gaussiano de 6 MHz previamente a la adquisición digital.

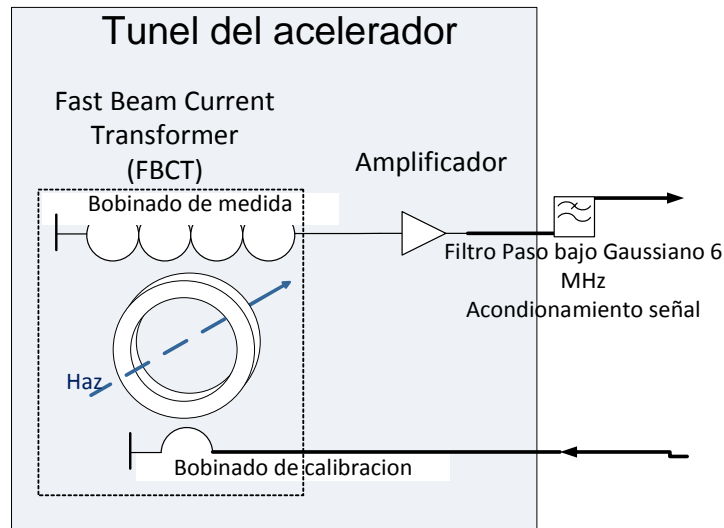


Ilustración 95 Configuración para el acondicionamiento de Señal

6. Simulación del amplificador en Spice

Con todos los componentes definidos se pasará a simular el circuito en SPICE utilizando modelos de amplificadores operacionales que nos generaran una nueva restricción al incluir su respuesta en frecuencia. El primer amplificador operacional OPA 211 es un amplificador con bajo ruido y actúa como preamplificador, su ancho de banda es de 45 MHz, al establecer una ganancia de 2.2 su producto ganancia ancho es de 20 MHz y será suficiente para dejar pasar las frecuencias de hasta 10 MHz requeridas.

En la etapa siguiente, para poder obtener la ganancia total de $A_{\text{compensador}} = 20$ requerida por diseño, se debe dividir la ganancia en dos etapas, la primera etapa implementa el compensador y la segunda añade una ganancia extra. La razón por la que se divide en dos etapas es debida de nuevo a la restricción del producto ganancia por ancho de banda de los amplificadores operacionales. En el caso de los amplificadores operacionales THS4631, el ancho de banda es mucho mayor, 210 MHz, pero no es posible implementar una ganancia de 20 al tener 10.5 MHz de ancho de banda.

Para solucionar el problema, el amplificador se divide en dos etapas con una ganancia de 4.5, lo que resulta en un ancho de banda de 46.67 MHz. La variación en ganancia no modifica el comportamiento en frecuencia del compensador, por lo que cambiando la resistencia $R_{in} = 50$ del circuito del compensador, Ilustración 85, por $R_{in} = 220$, se obtiene la ganancia $1000/220 = 4.5$, para la ganancia extra se utilizan los mismo valores de resistencias

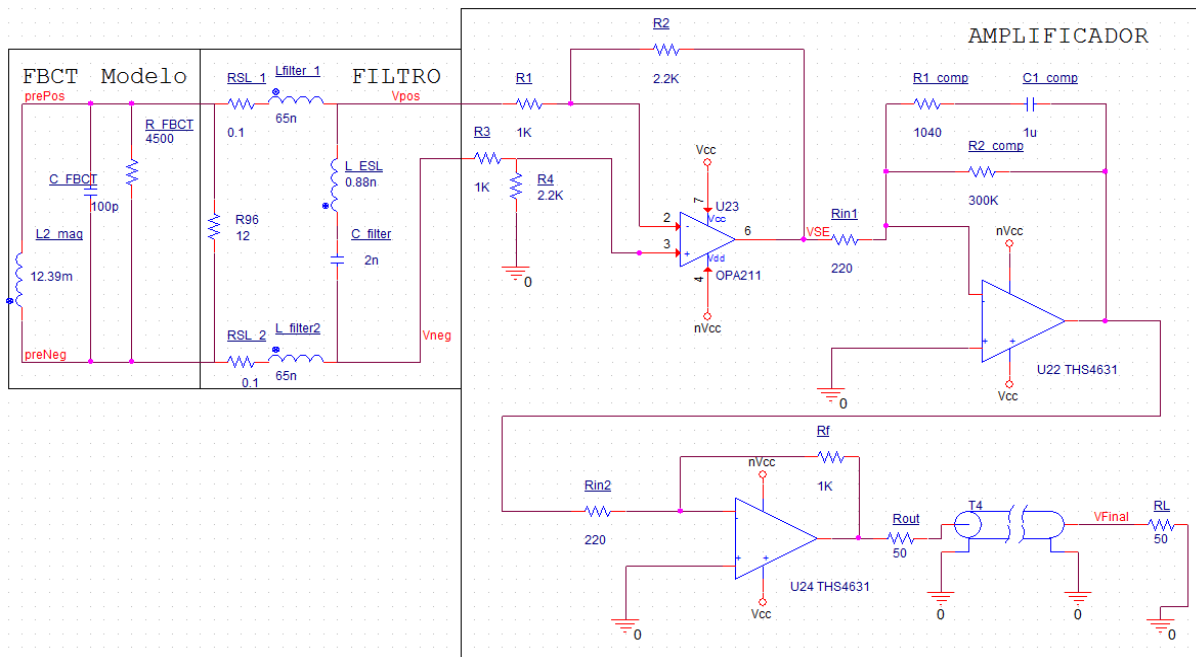


Ilustración 96 Esquema del amplificador para SPICE

En la Ilustración 97 se pueden apreciar los resultados de la simulación, la salida del amplificador V_{final} (trazo rojo) muestra la simulación de un haz de 50 mA sobre 50Ω en el primario simulando las mismas condiciones del VNA. La frecuencia de corte inferior es de aproximadamente 1 Hz y la superior de 10 MHz con una atenuación de 40 dB por década. La atenuación pasa a 20 dB/década a la frecuencia de 120 MHz debido a la inductancia L_{ESL} de la capacidad en el filtro, obteniendo el mismo resultado que en la Ilustración 71. La atenuación a 352 MHz es de -146 dB (45 nV), esta atenuación es mayor que la calculada solo para el filtro debido a las atenuaciones a altas frecuencias de los amplificadores operacionales.

El voltaje de salida a 1 MHz (trazo amarillo) en Ilustración 98 es de 652.7 mV, muy próximo a los 660 mV calculados. Se observa que existe una sobre compensación a bajas frecuencias que podría ser ajustada mediante un potenciómetro en la resistencia de realimentación del compensador y obtener así una respuesta totalmente plana en la banda de trabajo.

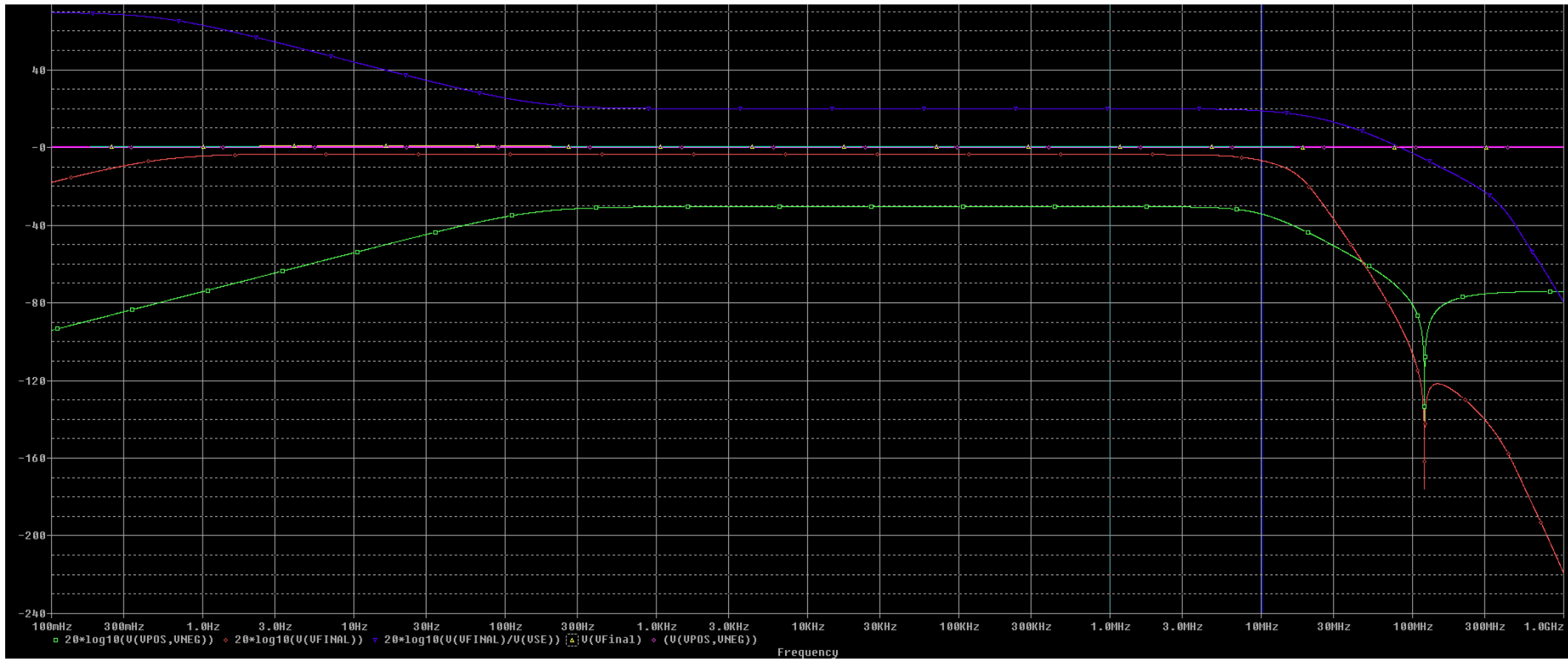


Ilustración 97 Resultados simulación Spice escala vertical logarítmica

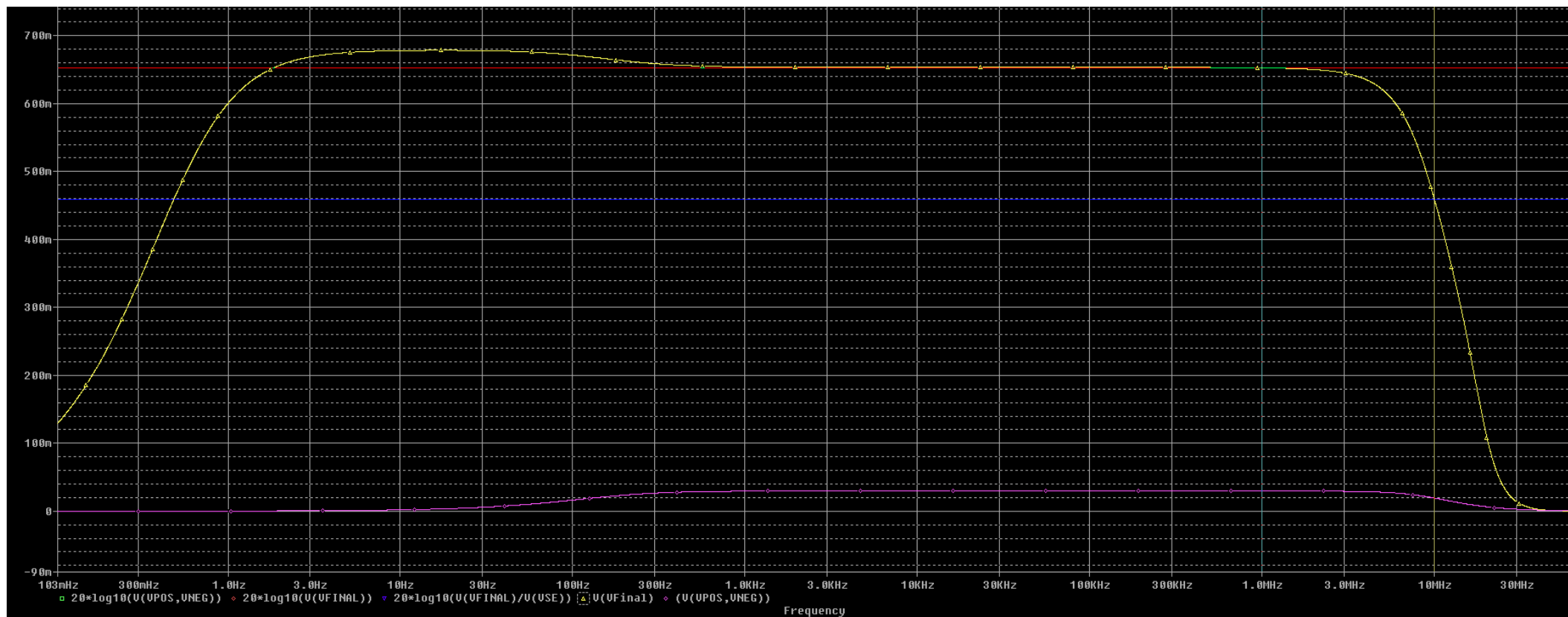


Ilustración 98 Resultados simulación Spice escala lineal

7. Resultados prácticos en un PCB prototipo

Una vez finalizado el estudio teórico y las simulaciones se procede a fabricar un prototipo en una PCB para la verificación de los resultados. El prototipo se diseña mediante el software de CAD (Computer Aided Design) electrónico Altium Designer.

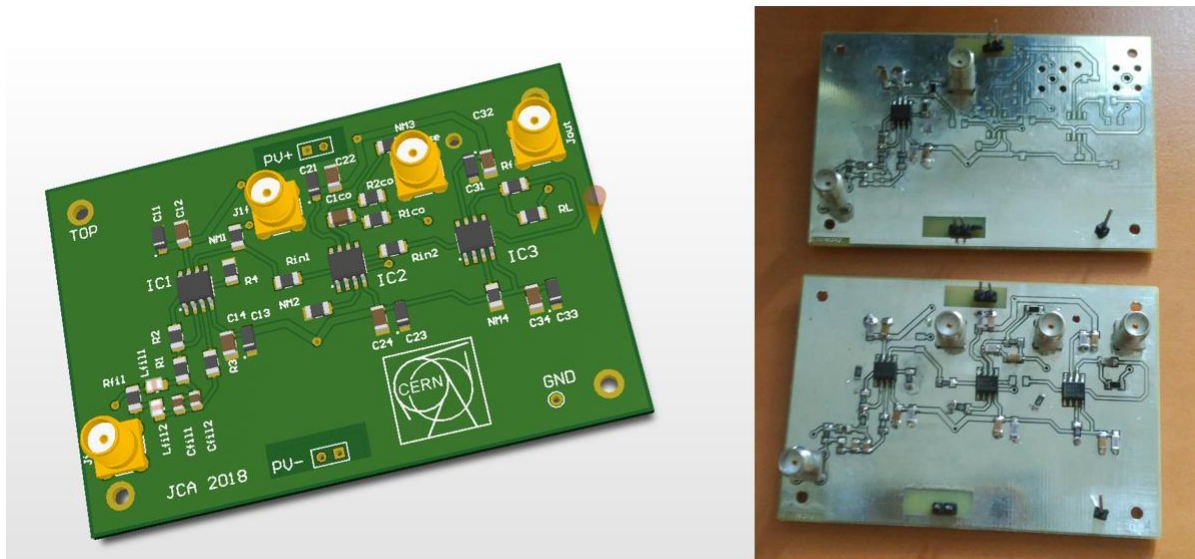


Ilustración 99 Modelo 3D y fotos del PCB fabricado

7.1 Prototipo

Con objeto de medir las diferentes etapas en las que se divide el amplificador se introducen conectores SMA de medida para cada etapa. El amplificador se divide en 3 etapas; una primera etapa de filtrado equipada con el conector (J1f), una segunda etapa de compensación equipada con el conector (J2c) y la última etapa, donde se añade una amplificación extra y que proporciona la salida completa del amplificador (Jout), como puede verse en la Ilustración 100.

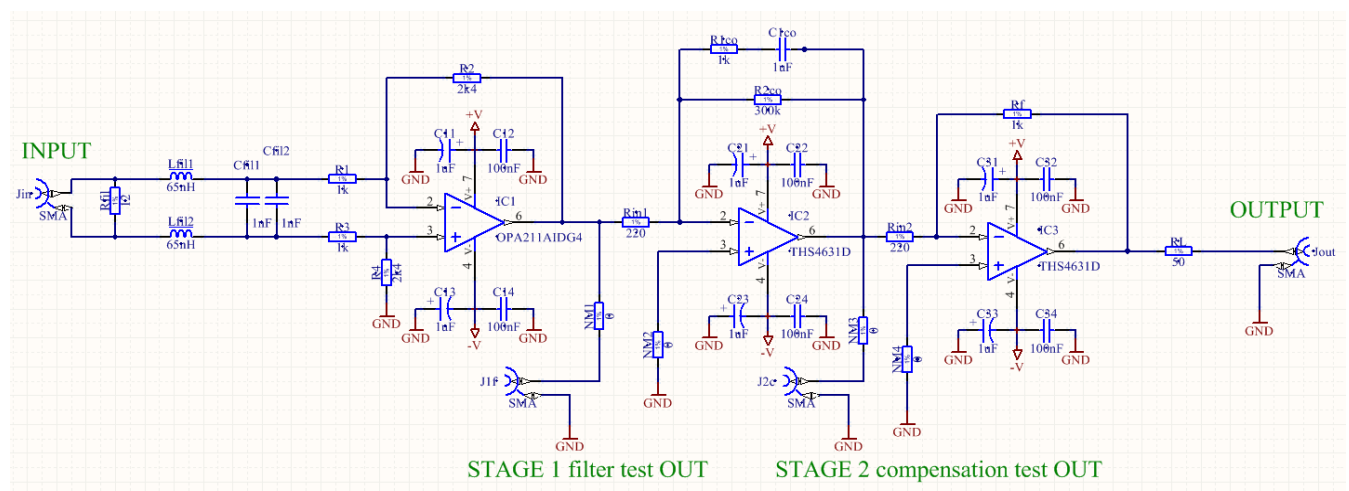


Ilustración 100 Esquemático en Altium con las etapas del PCB amplificador prototipo

7.2 Medidas

7.2.1 Respuesta en frecuencia del amplificador

Como se ha comentado anteriormente, la PCB está compuesta de distintas etapas que mediremos individualmente para verificar el diseño. Para las medidas se simulará la configuración nominal en el túnel, emulando el haz con la línea de transmisión como ya se hizo previamente. Para el caso de la primera etapa, la configuración es la que se muestra en la Ilustración 101.

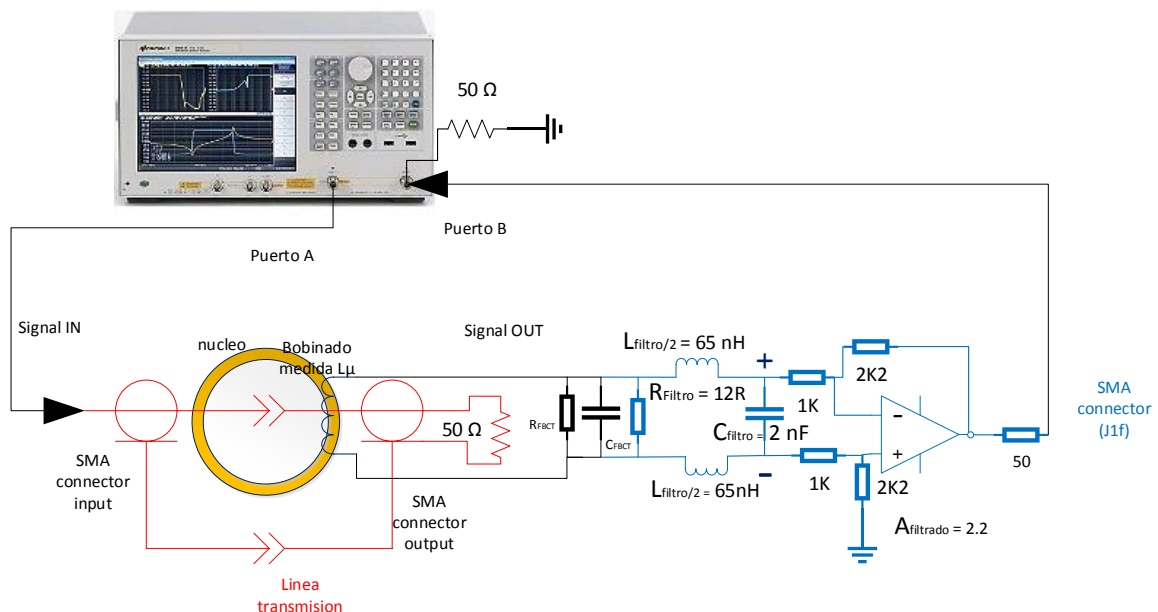


Ilustración 101 Configuración de medida de la primera etapa del amplificador

En la primera etapa se convertirá la señal diferencial proveniente del FBCT a señal referenciada a tierra, por lo que se podrá utilizar directamente el VNA como instrumento de medida. Mediante la configuración mostrada en la Ilustración 101, se medirá la respuesta del filtro y la ganancia del amplificador diferencial. Para verificar el efecto del filtro, la respuesta se compara con una medida anterior del amplificador sin el filtro en la entrada. El resultado de la medida se puede observar en la Ilustración 102, en la que se aprecia como la frecuencia de filtrado comienza sobre los 13 MHz (marcador 3). En la medida se verifica como la frecuencia de corte con filtro es inferior a la del amplificador operacional, que sería la mostrada en la señal de salida sin filtro (trazo más tenue), de esta manera se constata que la señal será atenuada por el filtro antes de entrar en el amplificador.

La ganancia del FBCT se obtiene de la ecuación [2] donde:

$V_{out_{max}} = \frac{I_{b_{max}}}{N} \cdot Z_{max}$ si $I_{b_{max}} = 50 \text{ mA}$ el generador en el VNA con carga de 50Ω será 2.5 V como $V_{out_{max}} = 30 \text{ mV}$, la ganancia (S21) del FBCT en dB será;

$$S_{21} = 20 \log_{10} \frac{30 \cdot 10^{-3} \text{ V}}{2.5 \text{ V}} = -38.42 \text{ dB} \quad [3]$$

Se observa un pequeño pico de amplitud a 2 MHz entre los marcadores 2 y 3, este pico posiblemente se debe al layout de la PCB ya que se aprecia en los dos trazos con y sin filtro.

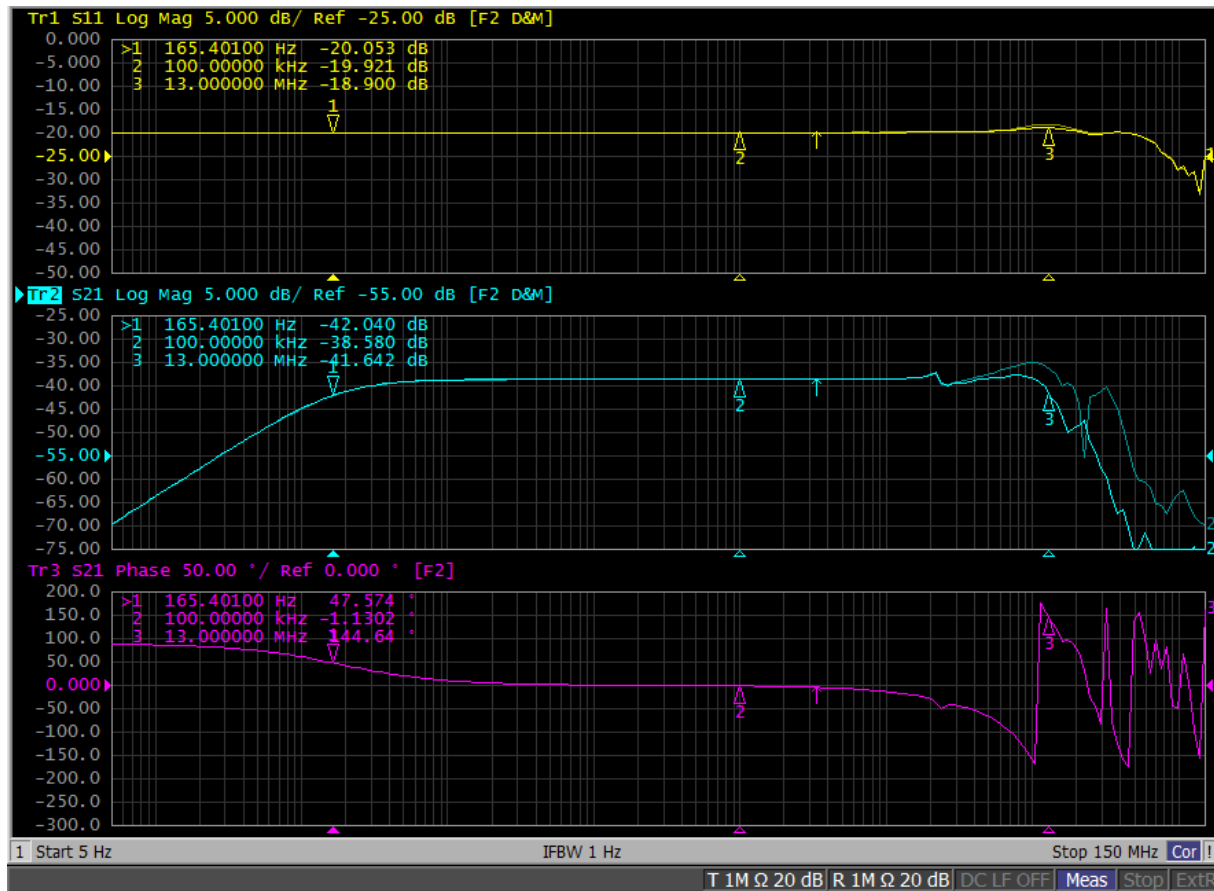


Ilustración 102 Medida de la primera etapa de filtrado comparando con la medida sin filtro

A continuación, se mide la segunda etapa de compensación, para este caso primero se obtendrá la respuesta del amplificador sin la inductancia de magnetización del FBCT y así podremos observar la función de transferencia del compensador. Para esta medida se conectará directamente el VNA a la entrada del amplificador como se muestra en la Ilustración 103.

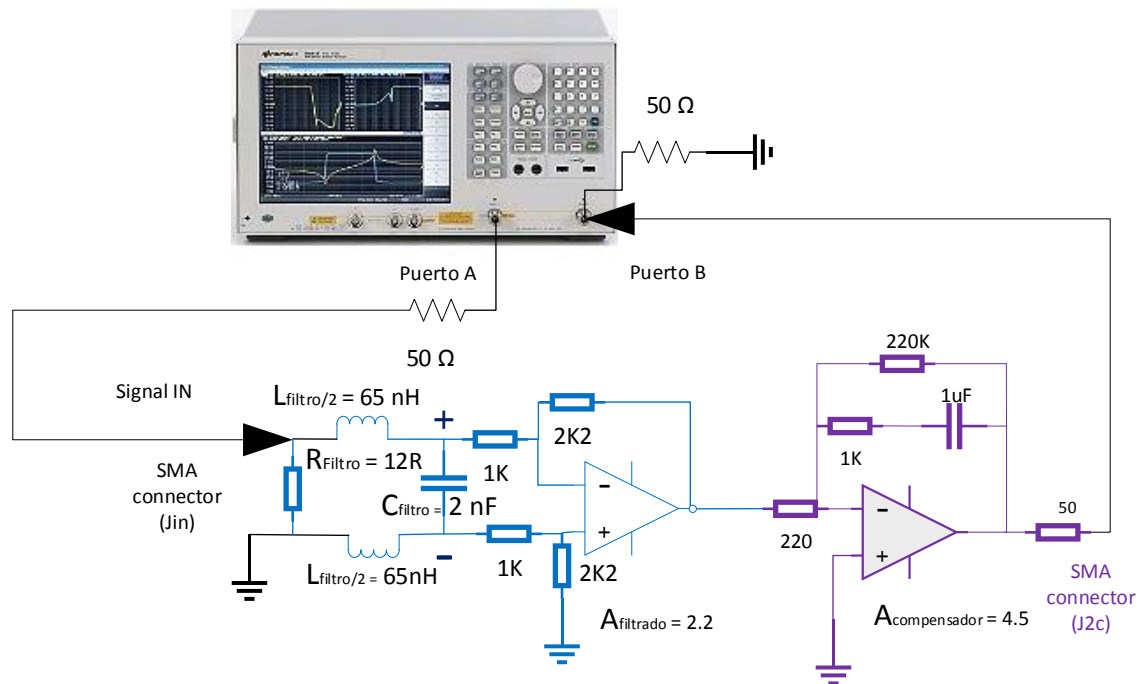


Ilustración 103 Configuración de la medida de la función de transferencia del compensador

En la medida, Ilustración 104, se puede observar como la respuesta del compensador cumple con las simulaciones, la ganancia en bajas frecuencias (marcador 1) compensa la ganancia en bajas frecuencias de la respuesta del FBCT. La frecuencia de corte con la ganancia de referencia es 155 Hz (marcador 3), que coincide con la esperada, y la pendiente de la ganancia es negativa -20 dB/dec (marcadores 1 y 2).

La ganancia de 5 dB (marcador 4) proviene de las ganancias de los amplificadores y de la mala adaptación del VNA, debida a los 12 Ω de impedancia de entrada del circuito:

$$A = A_{desadaptacion_{VNA}} + A_{filtrado} + A_{compensador} + A_{adaptacion_{VNA}}$$

$$5.669 \text{ dB} = -8.24 \text{ dB} + 6.48 \text{ dB} + 13.06 \text{ dB} - 6 \text{ dB}$$

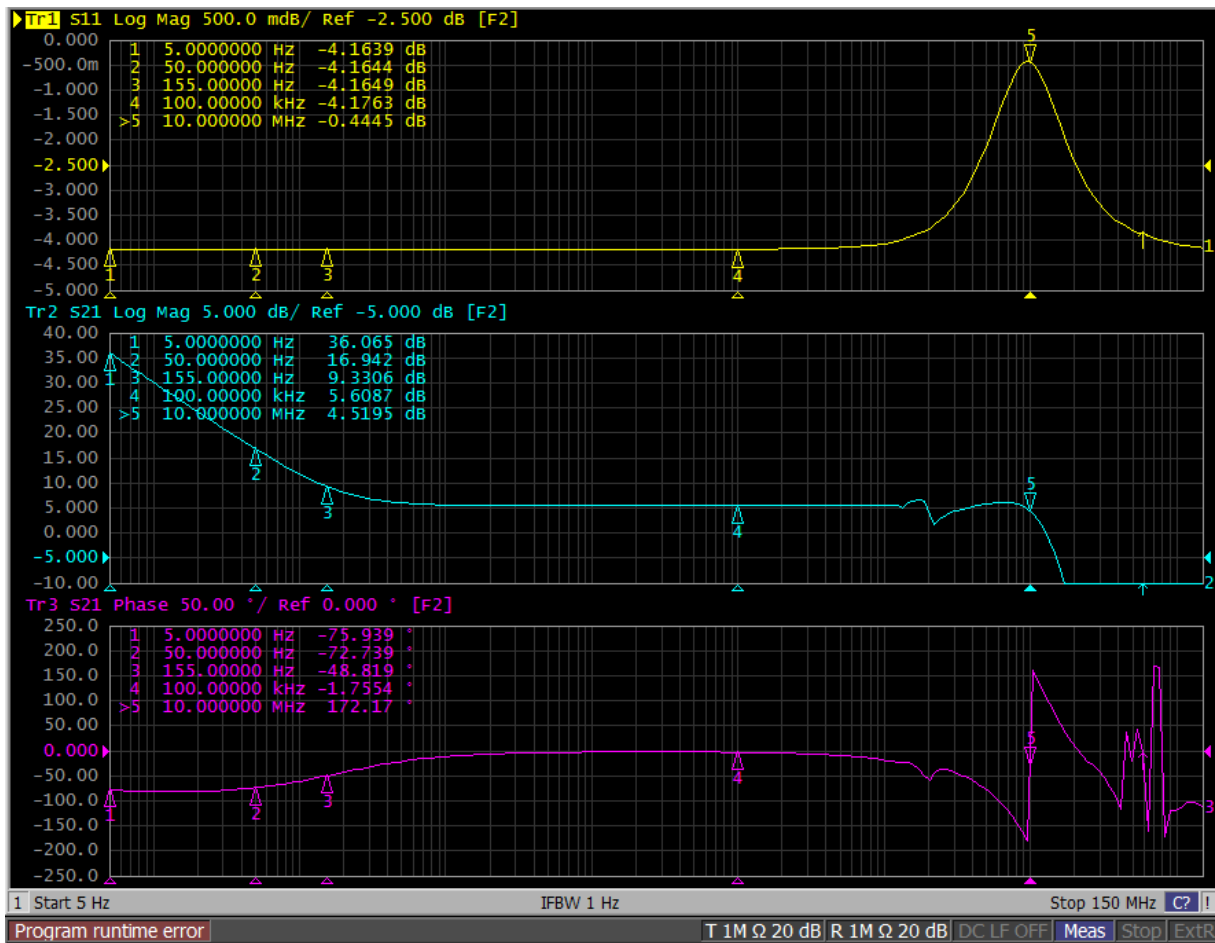


Ilustración 104 Medida de la función de transferencia del compensador

En la siguiente medida se obtendrá la respuesta del circuito a la salida de la segunda etapa de compensación, incluyendo el FBCT. La configuración de la medida se muestra en la Ilustración 105.

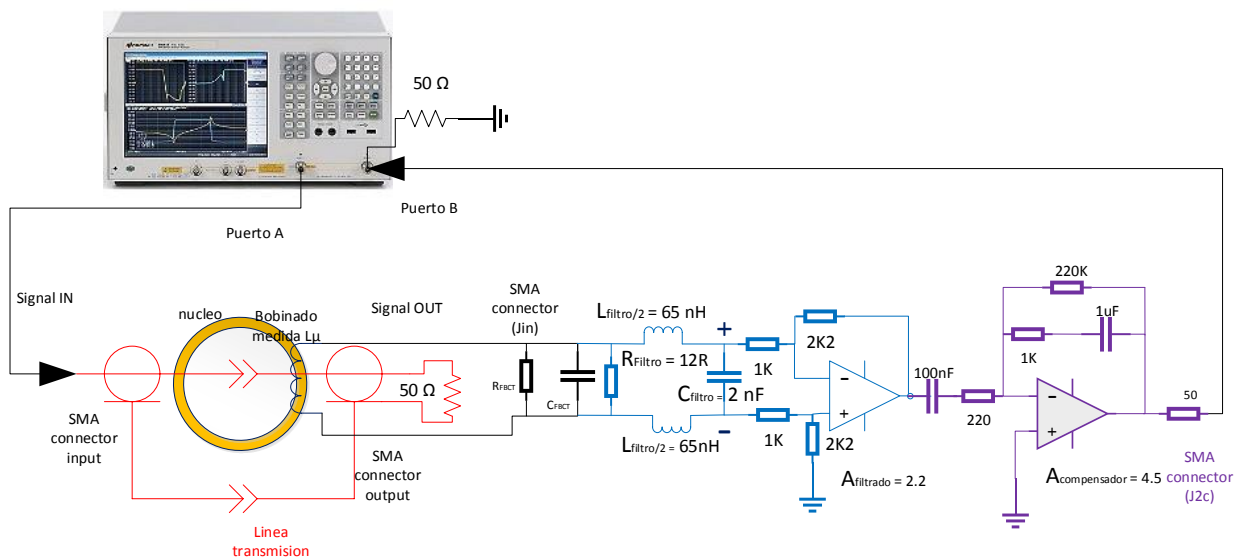


Ilustración 105 Configuración de la medida del amplificador con FBCT en la etapa de compensación

En la medida, Ilustración 106, se observa como la compensación actúa sobre las bajas frecuencias, reduciendo la frecuencia de corte y obteniendo una respuesta totalmente plana. La ganancia de -25 dB (marcador 3) se obtiene de la ganancia del FBCT, ecuación [3], y de las ganancias de los amplificadores:

$$A = A_{FBCT} + A_{filtrado} + A_{compensador} + A_{adaptacion_{VNA}}$$

$$-24.88 \text{ dB} = -38.42 \text{ dB} + 6.48 \text{ dB} + 13.06 \text{ dB} - 6 \text{ dB}$$

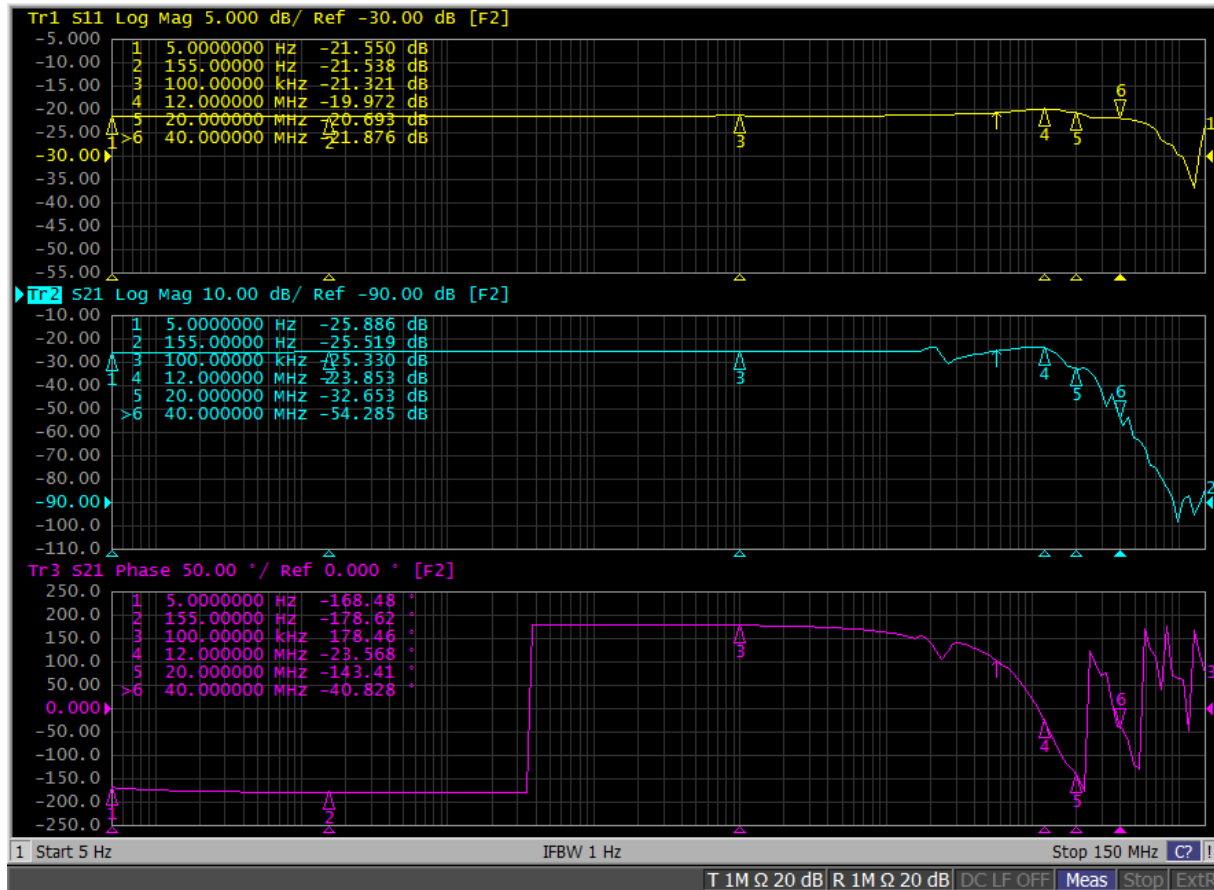


Ilustración 106 Medida del amplificador con FBCT en la etapa de compensación

Por último, se medirá la respuesta del circuito total incluyendo la ganancia extra en la última etapa, en la Ilustración 107 se muestra la configuración de la medida.

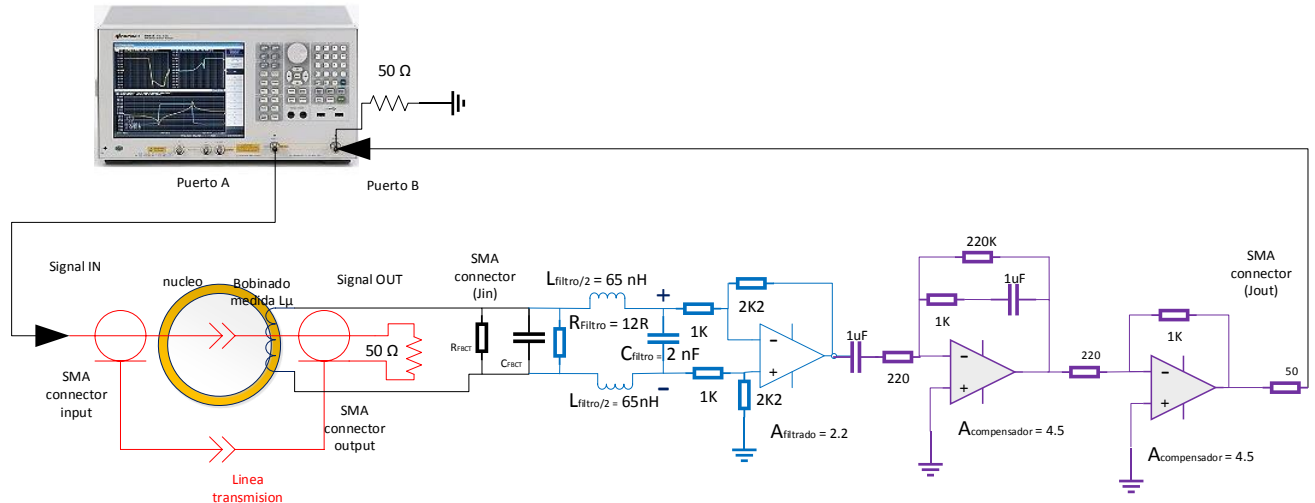


Ilustración 107 Configuración de la medida del amplificador completo

En la medida a la salida del amplificador, Ilustración 108, se observa como la ganancia extra añade 13.06 dB obteniéndose la ganancia final de:

$$A = A_{FBCT} + A_{filtrado} + A_{compensador} + A_{extra} + A_{adaptacion_{VNA}}$$

$$-11.82 \text{ dB} = -38.42 \text{ dB} + 6.48 \text{ dB} + 13.06 \text{ dB} + 13.06 \text{ dB} - 6 \text{ dB}$$

Donde $A_{filtrado} + A_{compensador} + A_{extra} = 32.6 \text{ dB}$ (ganancia lineal de $42.65 \approx 44.55$)

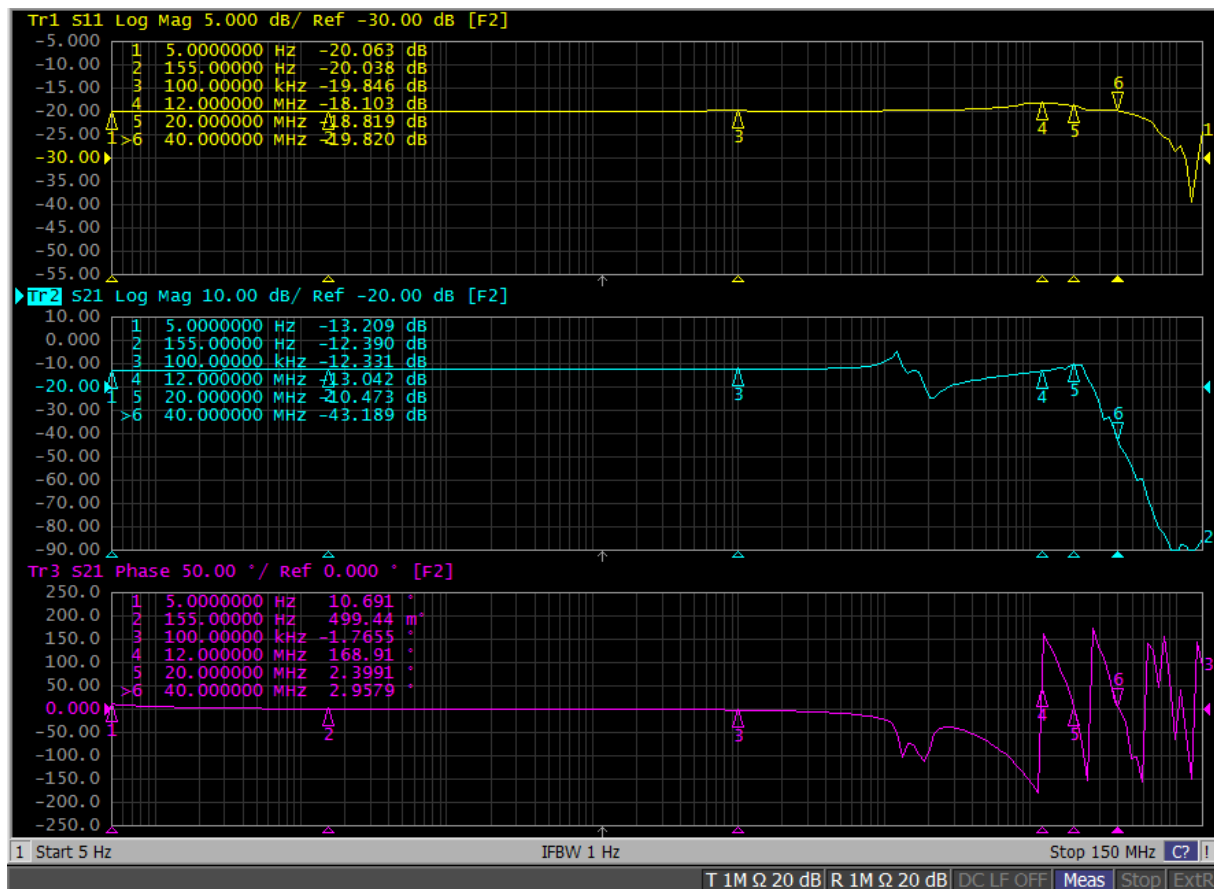


Ilustración 108 Medida amplificador completo de 5 Hz hasta 150 MHz

En la medida, Ilustración 108, se aprecia como la frecuencia de corte superior se ha desplazado hacia los 20 MHz (marcador 5), en la Ilustración 109 también se aprecia el efecto del desplazamiento de la frecuencia de corte superior hacia los 20MHz (marcador 2).

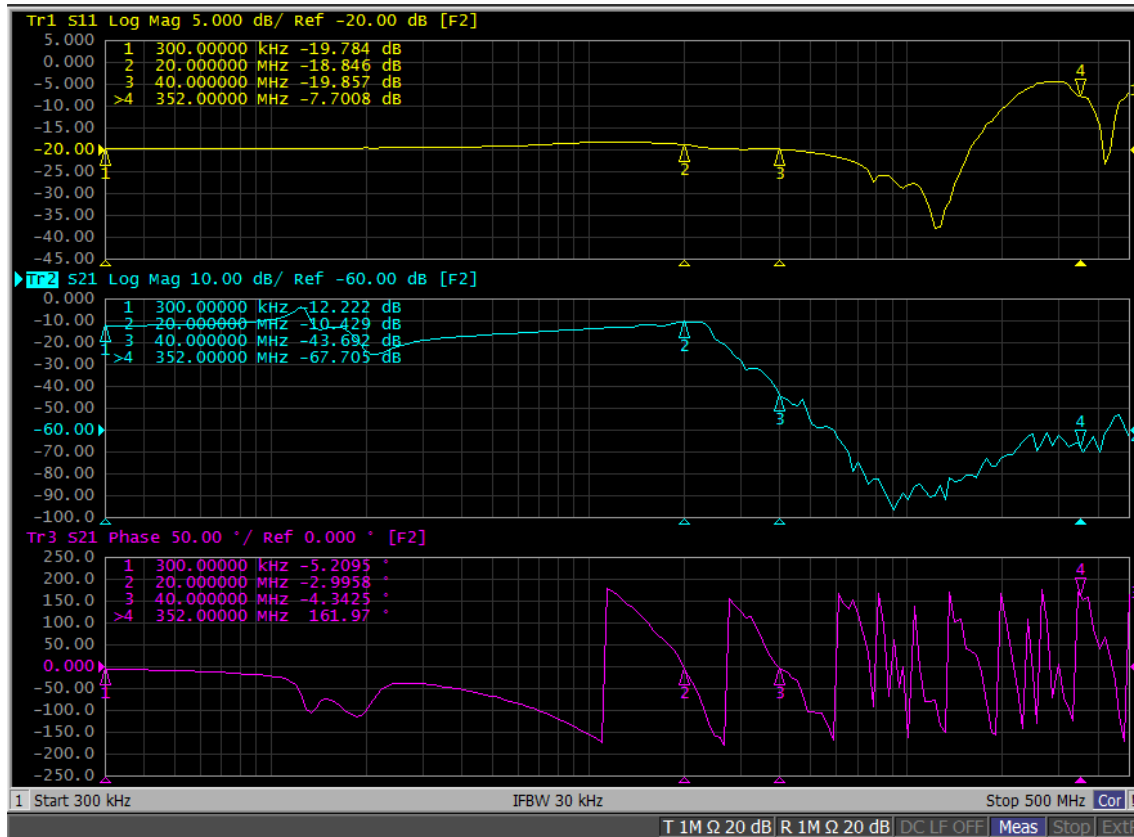


Ilustración 109 Medida amplificador completo de 300 KHz hasta 500 MHz

El efecto de desplazamiento de la frecuencia de corte se debe a la respuesta del amplificador operacional THS 4631. El amplificador añade una ganancia adicional en el codo de su respuesta en frecuencia a menos que se añada una capacidad de 8.2 pF en la resistencia de realimentación como indica su hoja de características incluida en el Anexo 12.6.

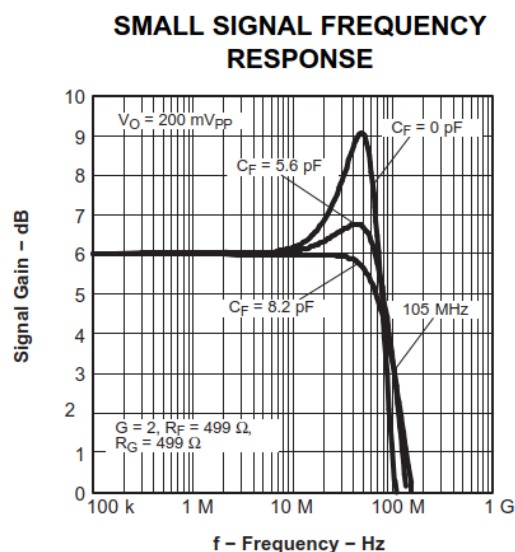


Ilustración 110 Amortiguamiento de la respuesta en frecuencia del THS4631

Se añaden las capacidades de realimentación a los amplificadores operacionales como se indica en la Ilustración 111.

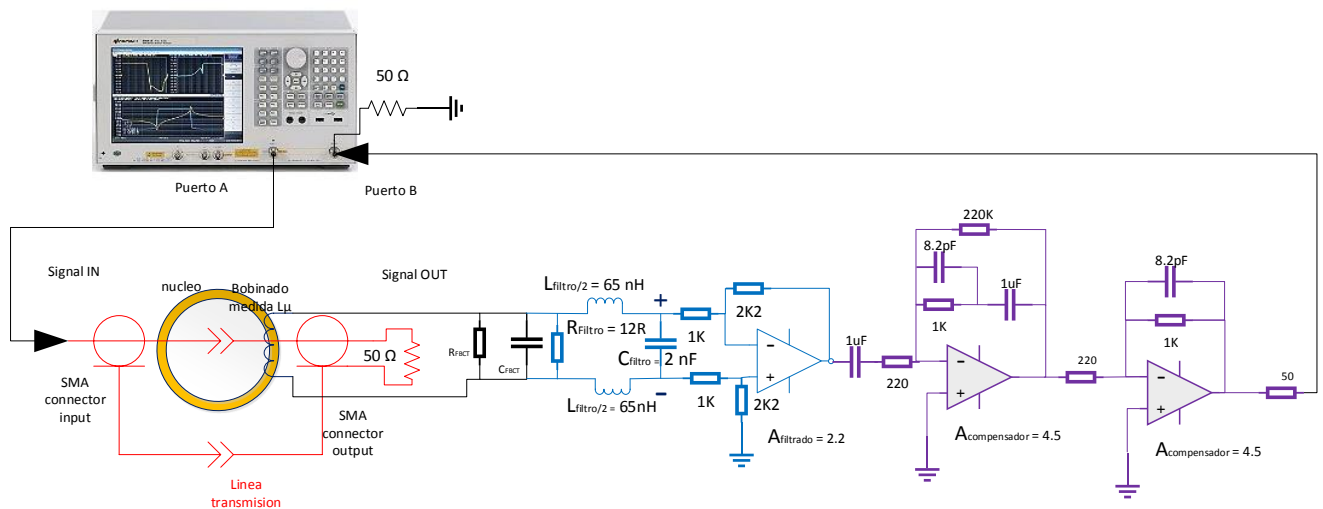


Ilustración 111 Configuración de la medida del amplificador completo con $C_f = 8.2 \text{ pF}$

Se procede a medir la respuesta y se verifica que la frecuencia de corte vuelve a ser de aproximadamente 10 MHz (marcador 2) en la Ilustración 112. Se verifica la atenuación en altas frecuencias y especialmente la atenuación conseguida a los 352 MHz, se observa que la atenuación respecto a la referencia es de -58 dB (marcador 5), que es mayor de lo calculado para el filtro que se trata en la sección 5.1 (-53.45 dB). Esto se debe a las atenuaciones de los amplificadores, aunque este efecto no es muy visible al estar el valor muy cerca del suelo de medida de -75 dB@352MHz, Ilustración 74.

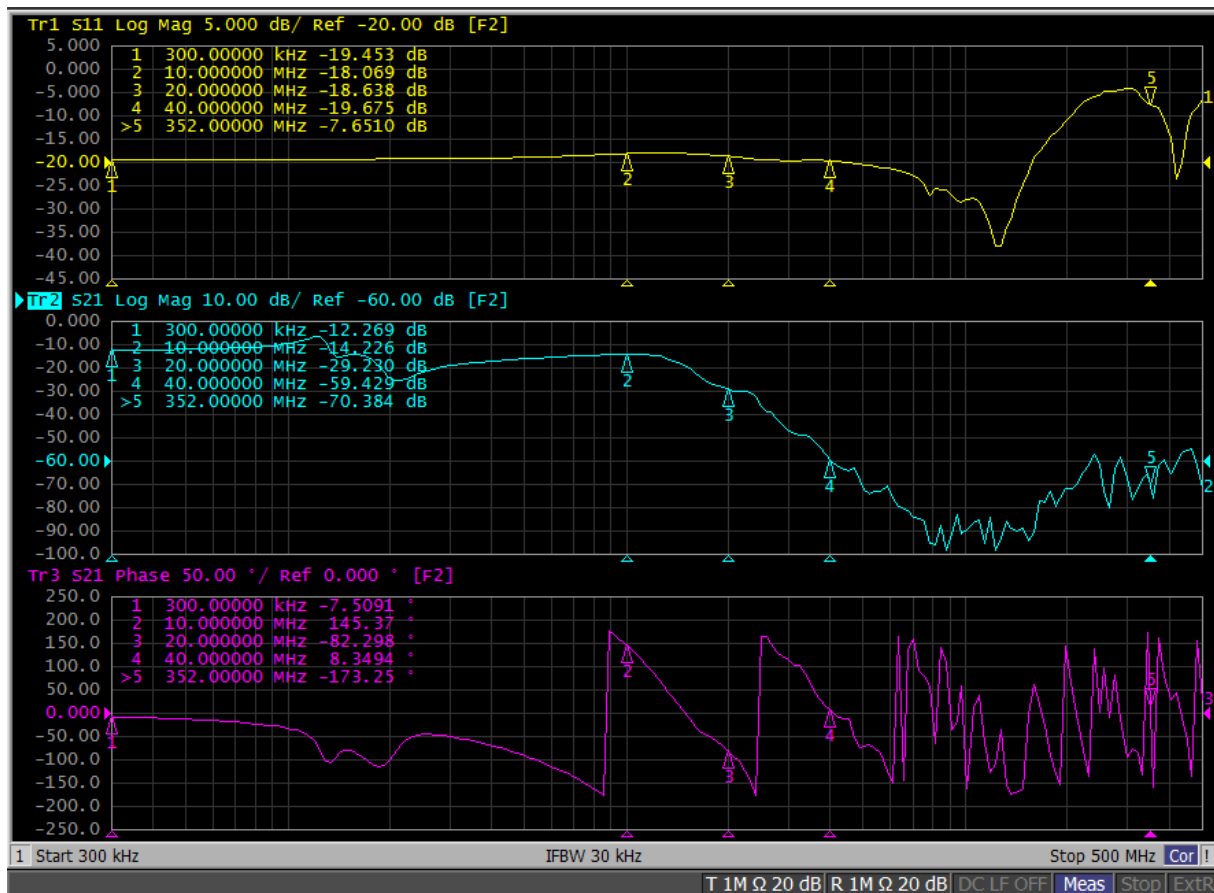


Ilustración 112 Medida del amplificador completo de 300 KHz hasta 500 MHz con $C_f = 8.2$ pF

Respecto a las bajas frecuencias, se ha conseguido obtener una respuesta plana, Ilustración 113, y anular el efecto de la inductancia de magnetización en las bajas frecuencias, elevando así la constante de tiempo y minimizando la caída “*droop*”, por tanto se puede decir que se ha dado una solución al problema de altas frecuencias y se cumplen perfectamente las especificaciones en bajas frecuencias.

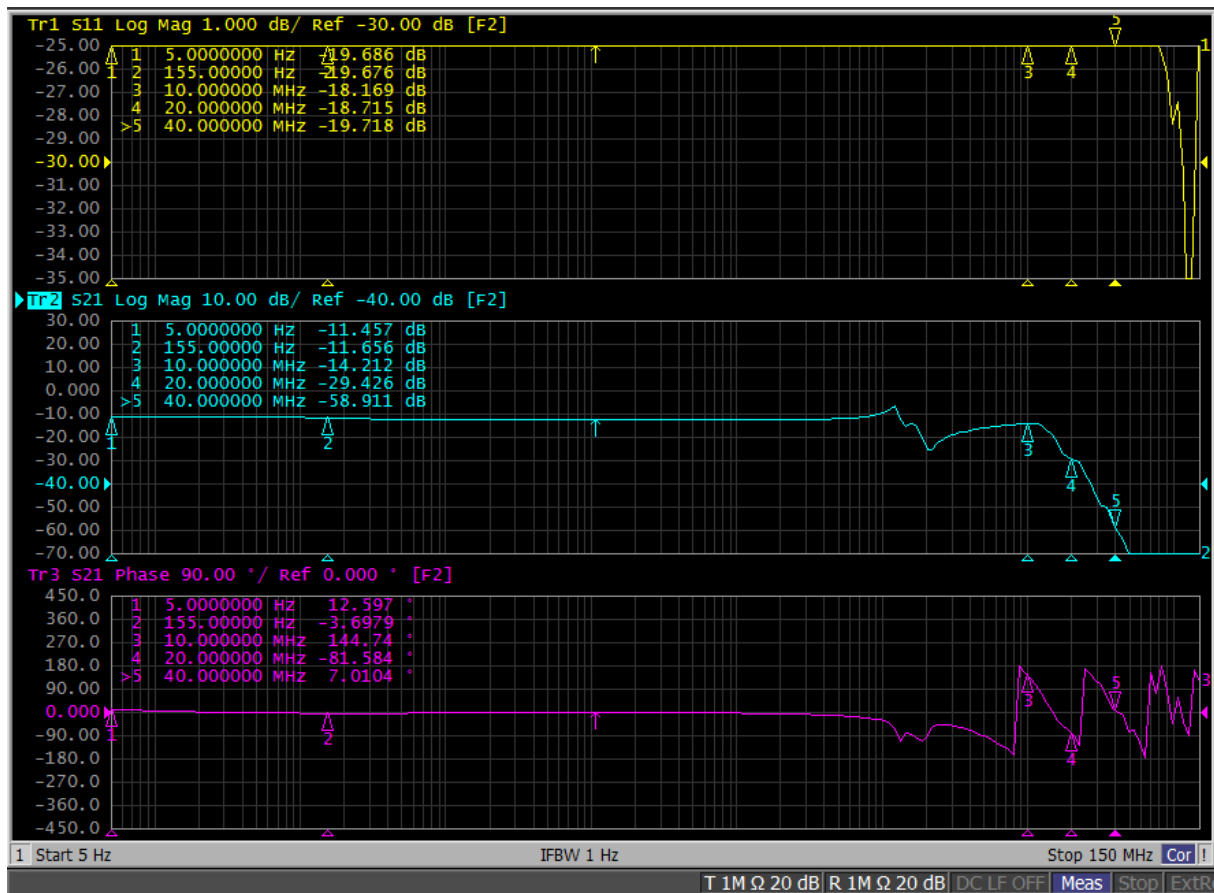


Ilustración 113 Medida del amplificador completo de 5 Hz hasta 150 MHz con $C_f = 8.2 \text{ pF}$

7.2.2 Respuesta temporal

A continuación se pasa a verificar lo simulado en las secciones 5.3 y 5.4 con los resultados obtenidos con el PCB prototipo. Para la simulación del haz troceado a 352.2 MHz se ha utilizado el generador de pulsos de hasta 600 MHz, referencia bibliográfica (3), y para la medida de la señal el osciloscopio, referencia bibliográfica (2). La configuración de medida será la misma que muestra la Ilustración 114.

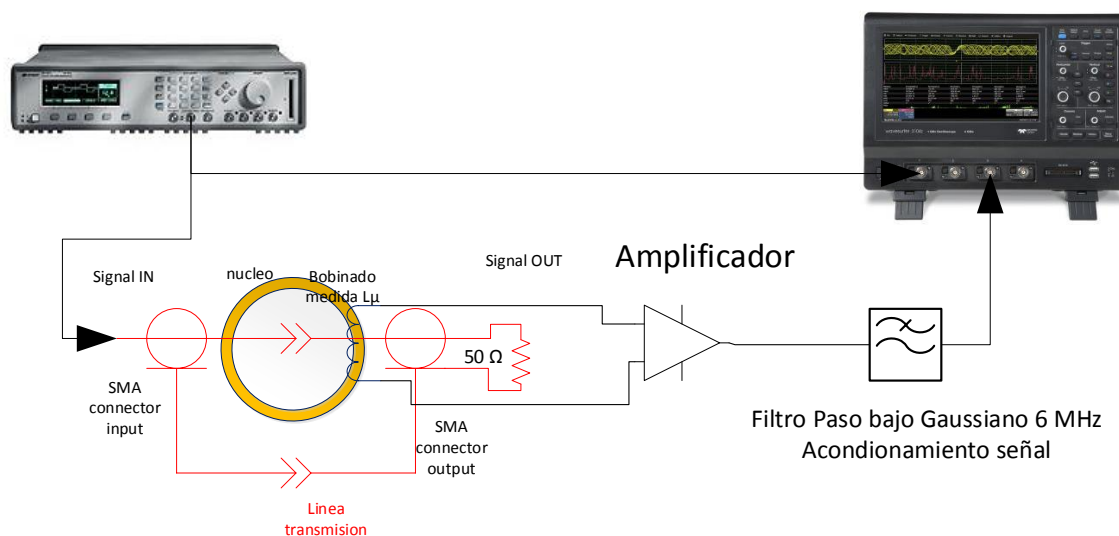


Ilustración 114 Configuración de la medida del amplificador prototipo

adicional gaussiano de 6 MHz para estirar la señal hasta 164.2 ns y poder obtener así más puntos de muestreo. Se observa como añadiendo el filtro adicional se disminuye el sobre amortiguamiento, pero aún es notable respecto a las simulaciones, Ilustración 93. Se observa que existe reflexión en la señal de entrada a la línea de transmisión que simula el haz, trazo amarillo C1, esta desadaptación podría ser la fuente del sobre impulso adicional.

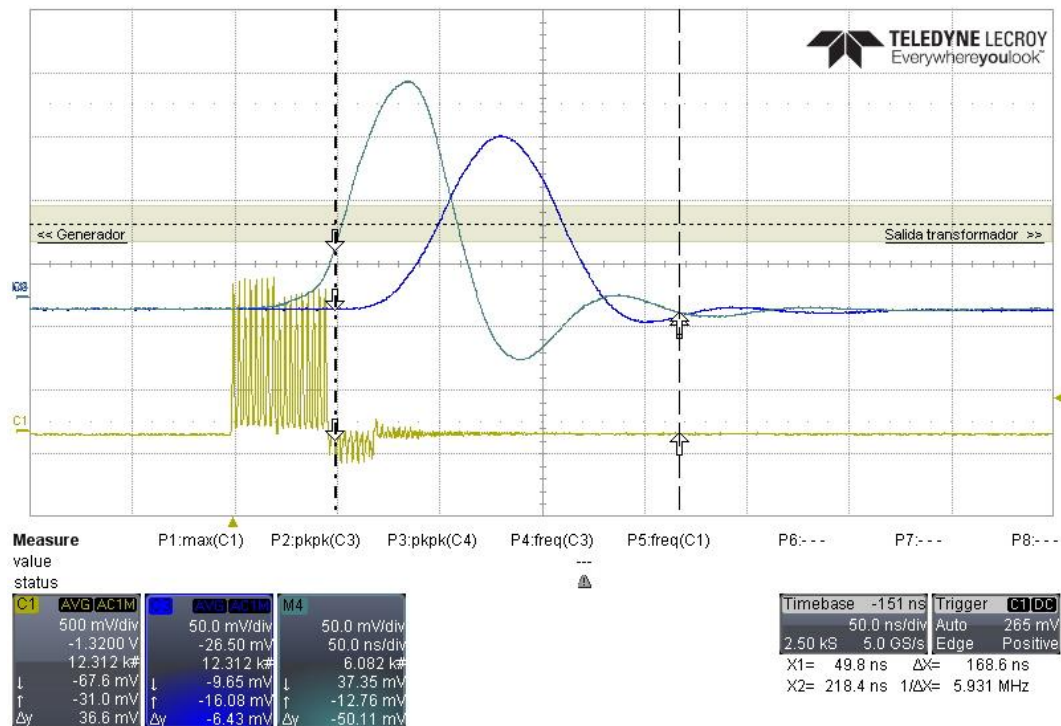


Ilustración 116 Respuesta temporal para 17 buckets generados, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz

Para descartar la mala adaptación en altas frecuencias del haz se repite la medida, pero empleando un pulso cuadrado de 50 ns, Ilustración 117, se observa cómo se repite el sobre impulso, por lo que se deduce que el sobre impulso proviene de la respuesta temporal del amplificador. Se deberá evaluar si el error cometido en la medida tanto por muestreo como por sobre impulso estaría dentro de lo permitido por las especificaciones (error < 1%), **cumpliendo parcialmente con la especificación.**

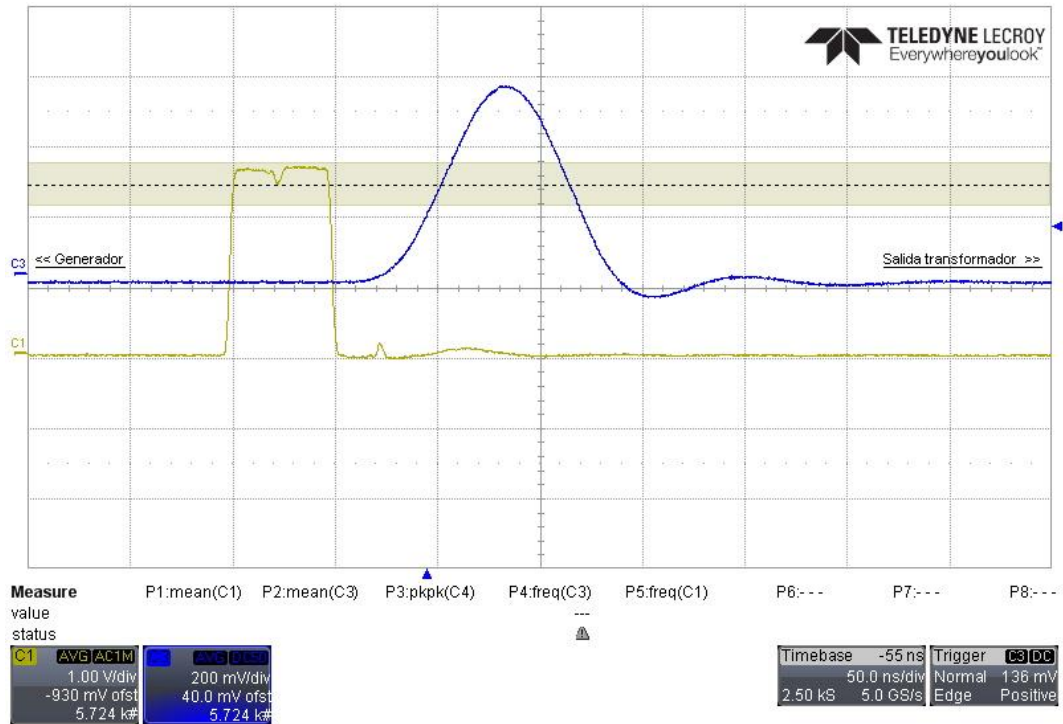


Ilustración 117 Respuesta temporal a un pulso de 50 ns, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz

En el caso de 222 buckets se realiza la misma comparación, Ilustración 118, de la salida del amplificador con y sin filtro gaussiano de 6 MHz. Se aprecia como el filtro disminuye el sobre impulso y no se solapa con el siguiente usuario **cumpliendo con la especificación**.

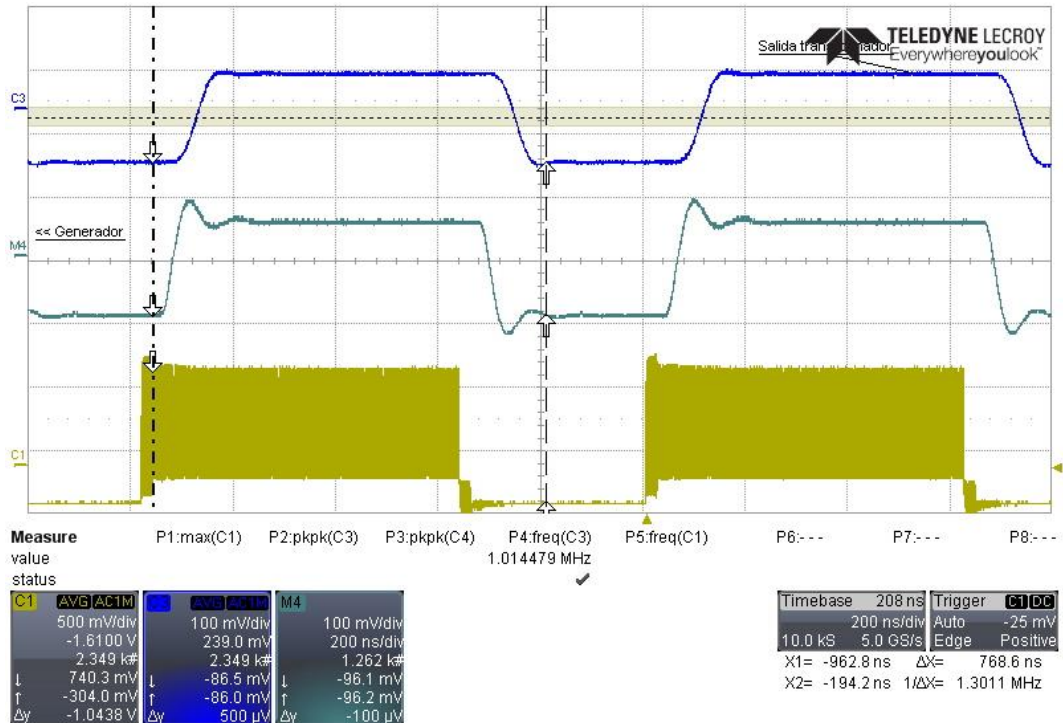


Ilustración 118 Respuesta temporal para 222 buckets generados, filtro LC y LC en serie Gaussiano @6 MHz

En la Ilustración 119 se muestra la respuesta con el filtro adicional gaussiano en una escala ampliada.

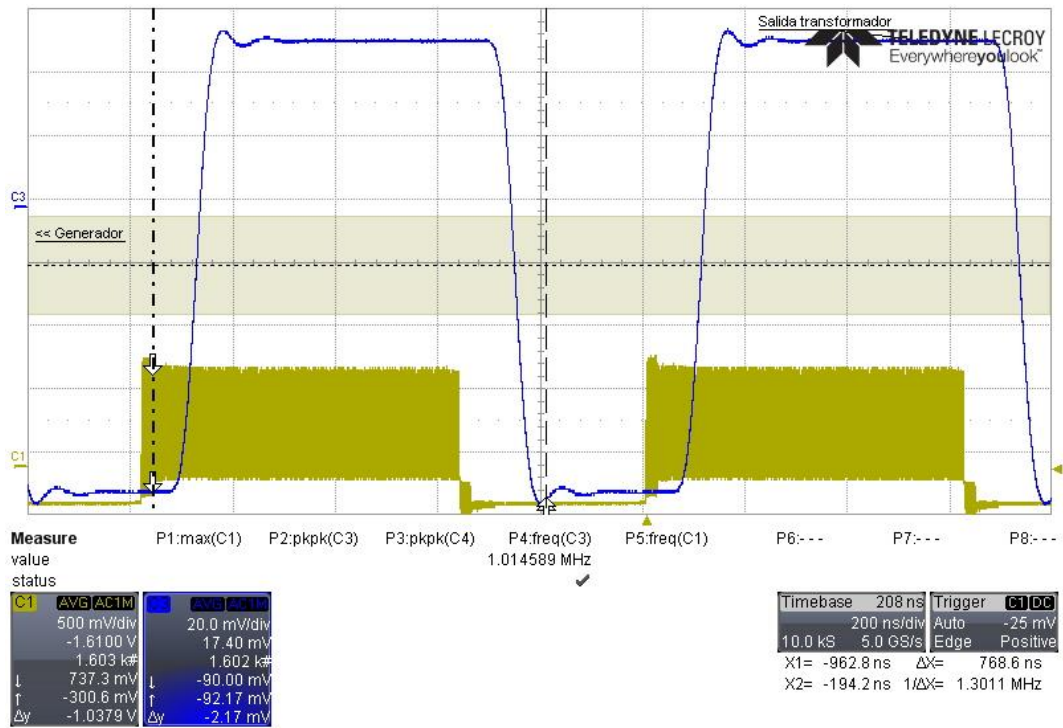


Ilustración 119 Respuesta temporal ampliada para 222 buckets generados, solo filtro LC en serie Gaussiano @6 MHz

8. Sistema de adquisición y medida

Hasta ahora se ha descrito el acondicionamiento de la señal mediante el modelado del FBCT, el filtrado, la amplificación y la compensación con el diseño del amplificador de cabecera que se encontrará instalado en el túnel. En la siguiente sección se abordará el proceso de medida de la intensidad a partir de la señal analógica acondicionada.

La señal analógica procedente de la salida del amplificador será conectada mediante cableado de señal hacia la superficie y allí será digitalizada utilizando una tarjeta de adquisición diseñada especialmente para la medida de intensidad con FBCTs.

Esta tarjeta de adquisición llamada TRIC (TRansformer Integrator Card), es una tarjeta conectada a un crate modular equipado con el bus de comunicaciones VMEbus (Versa Module Europa bus) que a su vez está conectado a la red técnica ⁶ del CERN.

Dispone de dos canales de adquisición ADC de 212 MS/s, ancho de banda analógico de 30 MHz y un convertidor DC-DC que es capaz de enviar una corriente estable que actuará de calibrador y, como veremos, es una pieza básica en la medida de la intensidad del haz.

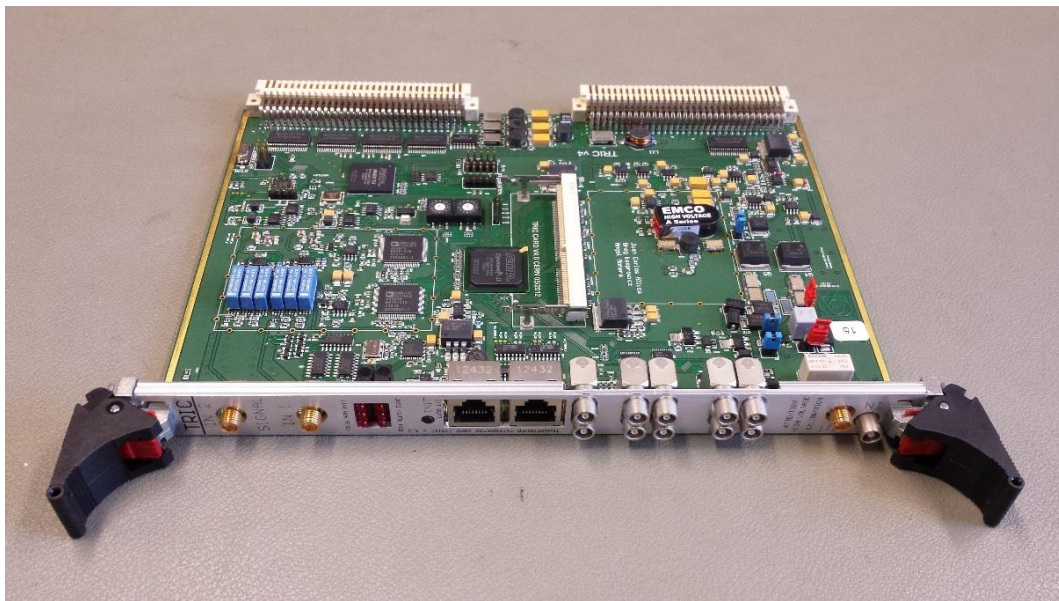


Ilustración 120 TRIC Transformer Integrator Card

La tarjeta TRIC se instalará sobre un sistema modular de instrumentación VMEbus el cual estará conectado mediante ethernet a la red técnica del CERN. La red técnica conectará los diferentes módulos, en este caso TRIC, a los sistemas de timing, control y bases de datos.

⁶ Intranet destinada a equipos



Ilustración 121 Módulos TRIC instalados en crate VMEbus

8.1 Medida de intensidad con TRIC

Debido a la diversidad de tipos diferentes de haz y diferentes tipos de FBCTs, la utilización de un sistema de medida flexible es necesario. El sistema mediante TRIC es totalmente integral ya que calibra y digitaliza la señal de salida en los FBCTs. Utiliza un calibrador o señal de referencia hacia el FBCT para poder realizar una medida independiente del dispositivo. El sistema además es totalmente reconfigurable y controlable remotamente, lo cual es una gran ventaja ya que existen grandes distancias entre los diferentes FBCTs instalados a lo largo del complejo.

8.1.1 Concepto de medida

El objetivo de la medida es la intensidad o número de partículas, recordemos “siempre cargadas” que contiene el haz, para su medida utilizamos el concepto de corriente eléctrica:

$$I = \frac{Q}{\Delta t} \text{ o } I = \frac{N \cdot q}{\Delta t} \quad [4]$$

Q = Carga total ; N = numero partículas; q = carga del electron

Si aplicamos una corriente constante conocida durante un tiempo al FBCT conoceremos el número de cargas y podremos calibrar su respuesta $N_{cal} = \frac{I \cdot t}{q}$. Con este objetivo se incluye en el FBCT un bobinado de calibración, Ilustración 20, en el cual introduciremos una corriente constante y conocida por medio de la tarjeta TRIC. Para el cálculo, Ilustración 122, integraremos la respuesta del FBCT a la entrada de la fuente de corriente constante y conocida del calibrador ($Area_{calibrador}$) y restaremos el offset de la base line ($Area_{cal_offset}$), el área resultante será proporcional al número de partículas en esa área de calibración,

esa proporcionalidad también es seguida por el haz, de esta forma podremos calcular el número de cargas del haz mediante la fórmula:

$$N_{cal} = \frac{I \cdot t}{q} \text{ y } A_{calibrador} - A_{cal_{offset}} \propto N_{cal}$$

$$N_{haz} = \frac{A_{haz} - A_{haz_{offset}}}{A_{calibrador} - A_{cal_{offset}}} \cdot N_{cal}$$

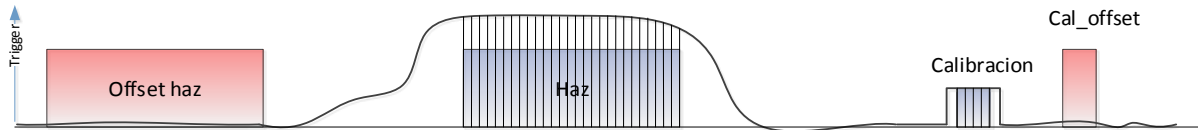


Ilustración 122 Concepto de medida de la intensidad

8.1.2 Descripción de la tarjeta TRIC

El sistema de medida TRIC está basado en una arquitectura FPGA (Altera Cyclone EP2C20) que contiene todo el control y el procesamiento de señal, la comunicación VME esta implementada en un CPLD (Complex Programmable Logic Device), auxiliar que actúa de interfaz de comunicaciones. Por medio de dos canales ADC a 12 bits se obtendrá la señal analógica a digitalizar 212 MS/s y mediante un convertidor DC-DC 250 V/1.5 se podrá enviar un pulso de corriente constante que actuara de calibrador, en la Ilustración 123, podemos observar los distintos bloques que componen la tarjeta TRIC:

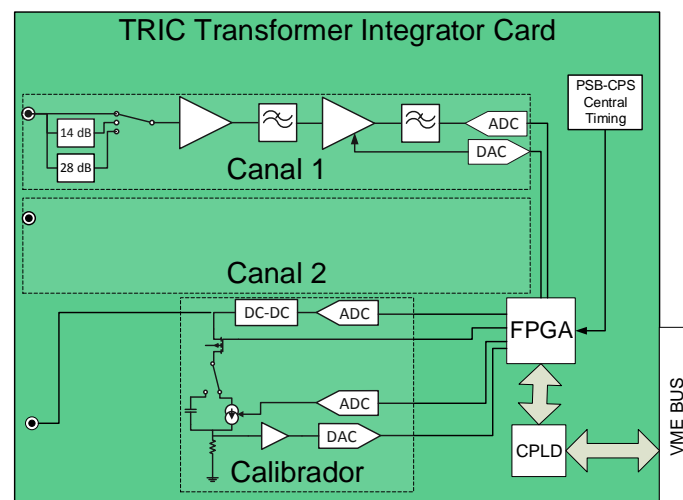


Ilustración 123 Diagrama de bloques TRIC

El ADC de la tarjeta (Analog Devices AD9430) está configurado en modo diferencial y el voltaje máximo de entrada según su hoja de características (Anexo 12.8) es de 0.766 V. Para ampliar el rango de voltajes a la entrada del sistema existe una red de atenuadores configurables digitalmente con atenuaciones de 0dB (1), 14dB (1/5) y 28dB (1/25).

El calibrador necesita una gran exactitud y repetitividad en el pulso de corriente para obtener una medida fiable y con un error menor del 1% (especificación estándar en CERN para sistemas de medida), en la siguiente, Ilustración 124, se observa que la desviación para un total de 1000 medidas es del 0.0154 % sobre la media.

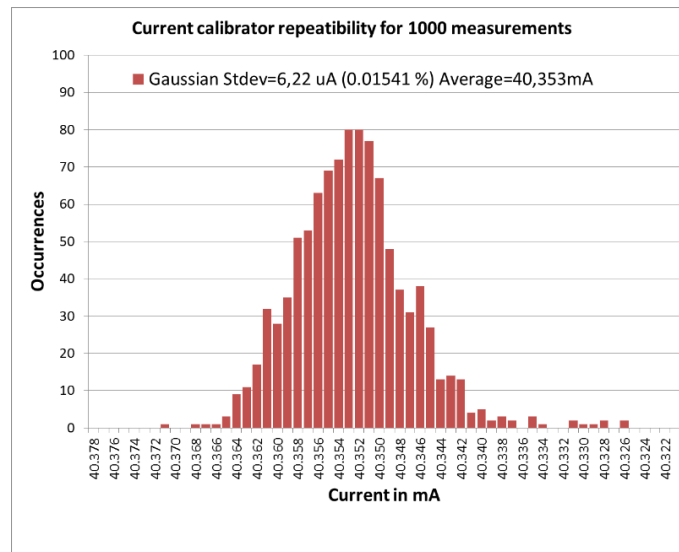


Ilustración 124 Repetitividad del pulso de calibración

A continuación, se muestra el esquema general del sistema incluyendo el FBCT, el amplificador y la tarjeta TRIC.

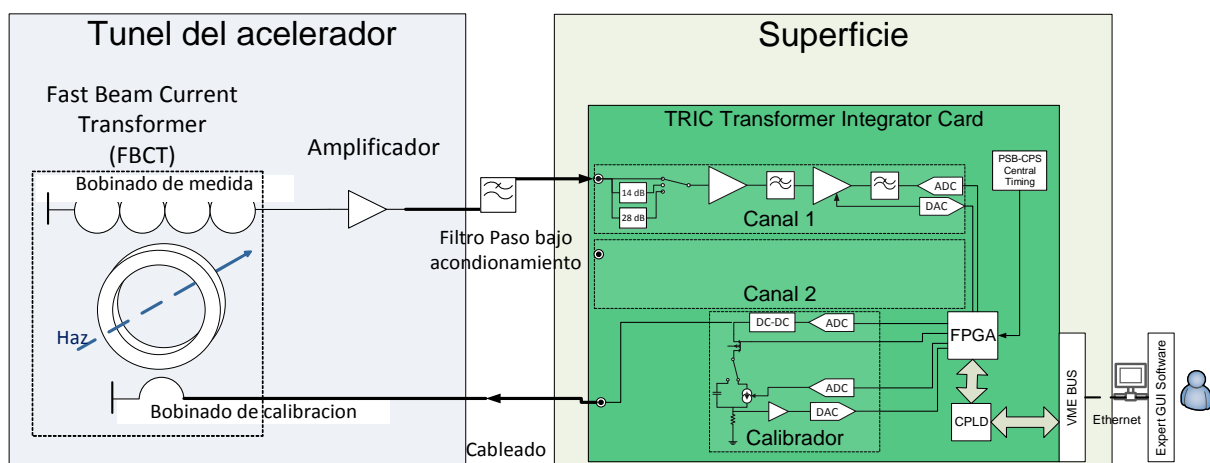


Ilustración 125 Esquema general sistema de medida

8.2 Aplicación software de medida y configuración

El sistema de medida se controla y configura remotamente vía VMEbus utilizando un software específico. En la Ilustración 126 se aprecia una medida de LINAC 2, las unidades de medida son partículas* 10^{10} para la intensidad y mA para la corriente media.

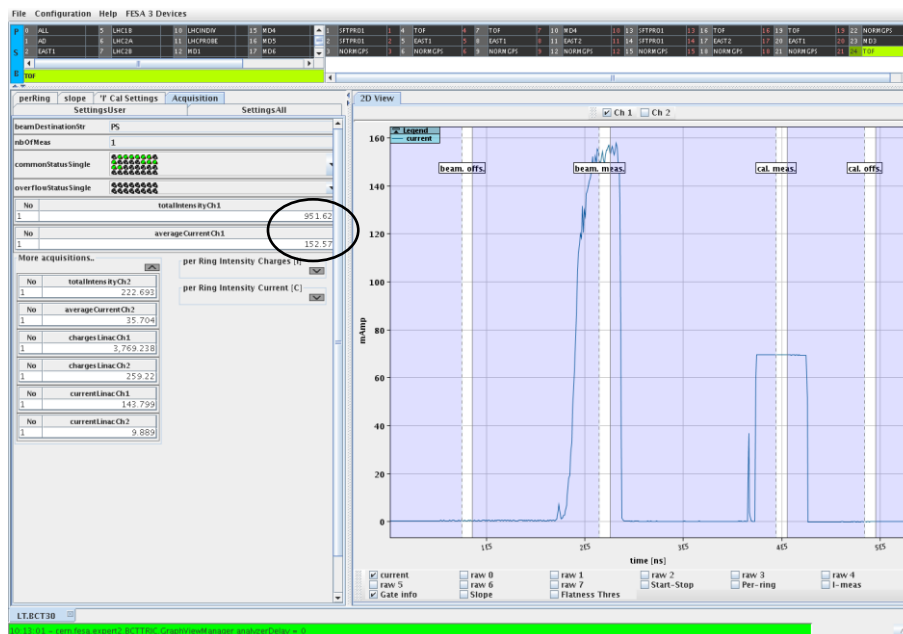


Ilustración 126 Panel de adquisición en la aplicación software para medida en FBCT Linac 2

El software permite ver las señales en tiempo procedentes del FBCT en modo gráfico con 1000 puntos de resolución en tiempo variable. Con la ayuda de la captura de las señales en tiempo se configuran las ventanas de integración del haz y el calibrador, para la medida de intensidad del haz, Ilustración 127.

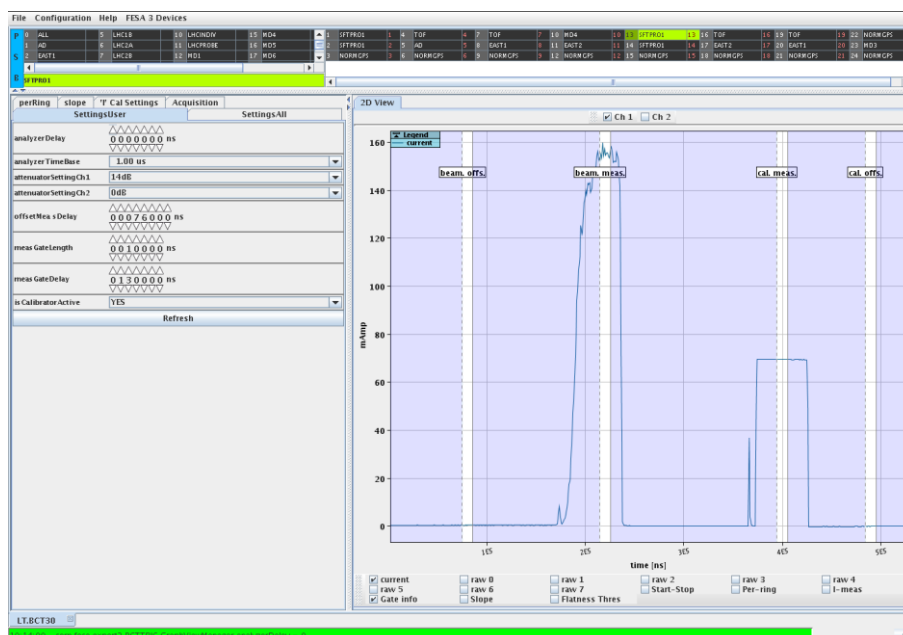


Ilustración 127 Panel de configuración en la aplicación software para medida en FBCT Linac 2

9. Test de medida con el sistema completo

Por último, se realiza un test de medida con el prototipo del amplificador y el filtro gaussiano conectados a la tarjeta de adquisición y medida TRIC, verificando todo el sistema de medida.

Para este test mediante la configuración que se muestra en la Ilustración 128 se generará un pulso de 50 ns con una amplitud de 2.5 V, de esta forma se simulará un haz de 50 mA sobre la carga de la línea de transmisión de 50 Ω. De la ecuación [4] de la sección 8.1.1 se obtiene el número teórico de cargas que contiene el pulso:

$$N_{cargas} = \frac{I \cdot t}{q} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{1.602 \cdot 10^{-19}} = 1.56 \cdot 10^{10}$$

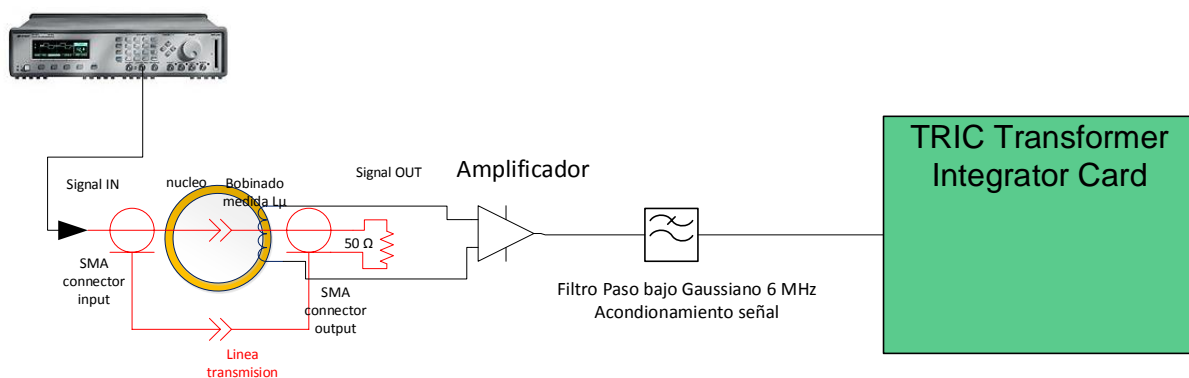


Ilustración 128 Configuración del sistema de medida completo

Mediante el sistema de medida completo se procederá a medir el pulso, para la verificación del valor, en la Ilustración 129, se resalta con negro el valor medido de $1.55 \cdot 10^{10}$ que verifica la medida del sistema completo, aunque se debe de evaluar el error cometido. La medida se muestra en el analizador temporal con una resolución de 98 ns por punto.

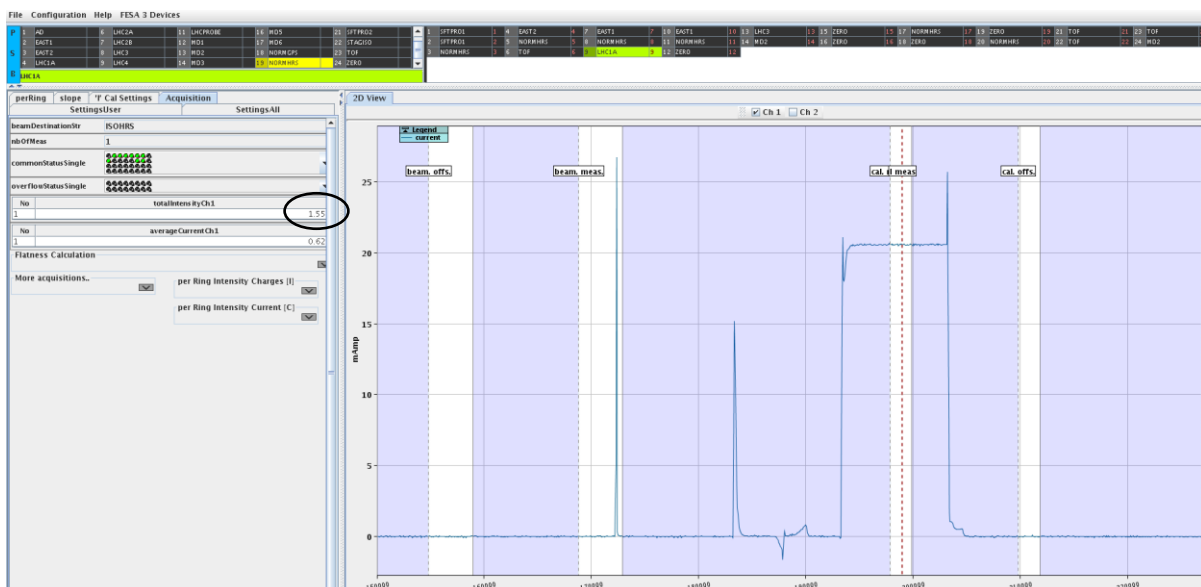


Ilustración 129 Medida de un pulso de 50 ns (primer pulso en área blanca) con sistema de medida completo

La señal con la información ha sido estirada con un filtro Gaussiano, pero aun así es difícil de ver a la máxima resolución (9.8 ns) por punto de la aplicación software, se resalta en negro el valor de 0 dB de atenuación a la entrada a la tarjeta indicando que el voltaje de entrada al ADC es menor de 0.7 V.

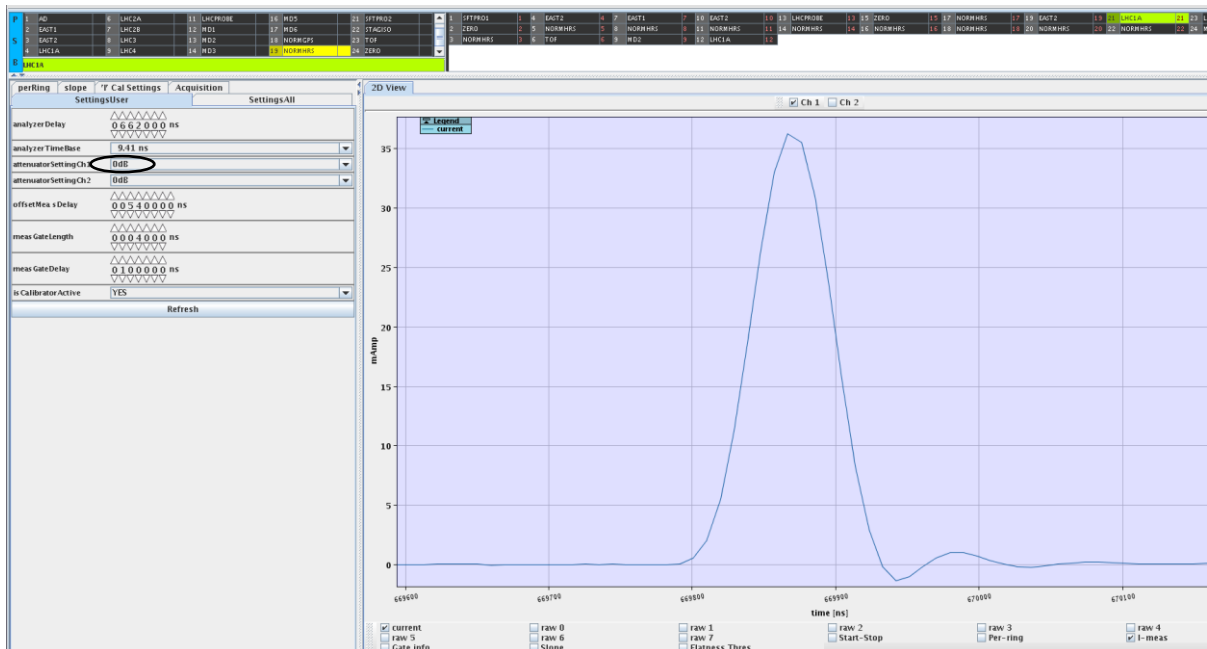


Ilustración 130 Medida ampliada en resolución temporal de un pulso de 50 ns con sistema de medida completo

Para la verificación de la compensación se generara un pulso de 600 μ s, el resultado se aprecia en la Ilustración 131, en ella se observa como la respuesta contiene una caída “droop” como ya se comentó en la sección 7.2.2.1 y debería ser sintonizada con un potenciómetro en la siguiente versión del amplificador.

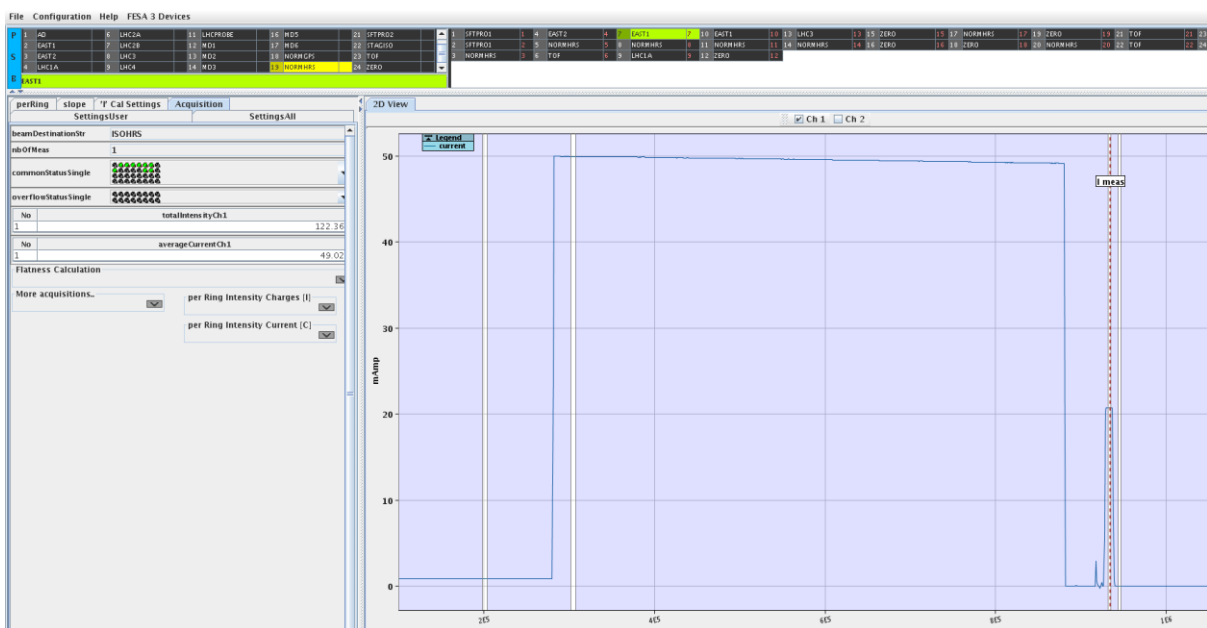


Ilustración 131 Medida de un pulso de 600 μ s con sistema de medida completo

10. Conclusiones y trabajos futuros

Mediante este trabajo se ha conseguido modelar y caracterizar el transformador de corriente FBCT, se ha obtenido un modelo matemático muy útil para la simulación de entradas arbitrarias y de gran ayuda para predecir el comportamiento del transformador ante nuevos haces de partículas, así como herramienta de diagnóstico en potenciales problemas futuros. Así mismo, se ha conseguido medir el transformador mediante el analizador de redes y la fabricación de un setup de medida, estas medidas son muy útiles para la detección de la degradación en las características del transformador por potenciales causas, como por ejemplo radiación o envejecimiento. El concepto de amplificador ha sido verificado, el problema detectado en el antiguo amplificador ha sido resuelto y se cumplen casi por completo las especificaciones de diseño del amplificador. Tras unas pequeñas modificaciones, el amplificador podrá ser utilizado para la siguiente fase de verificación en el túnel bajo condiciones nominales con el haz como entrada.

Como trabajo futuro se debe diseñar una mecánica de aislamiento para evitar perturbaciones electromagnéticas en la futura instalación nominal del amplificador. Como consecuencia de esta mecánica, posiblemente habrá que modificar ligeramente el diseño de la PCB. El rutado de la PCB también tendrá que ser revisado para tratar de evitar el sobre impulso de amplitud en 2 MHz y añadir un potenciómetro de sintonización para el “*droop*”. Una vez realizadas estas modificaciones, se deberá evaluar el error cometido en la medida. A partir de la instalación del amplificador en el túnel se tendrán que probar las diversas configuraciones de haz y niveles de corriente para la validación del nuevo amplificador.

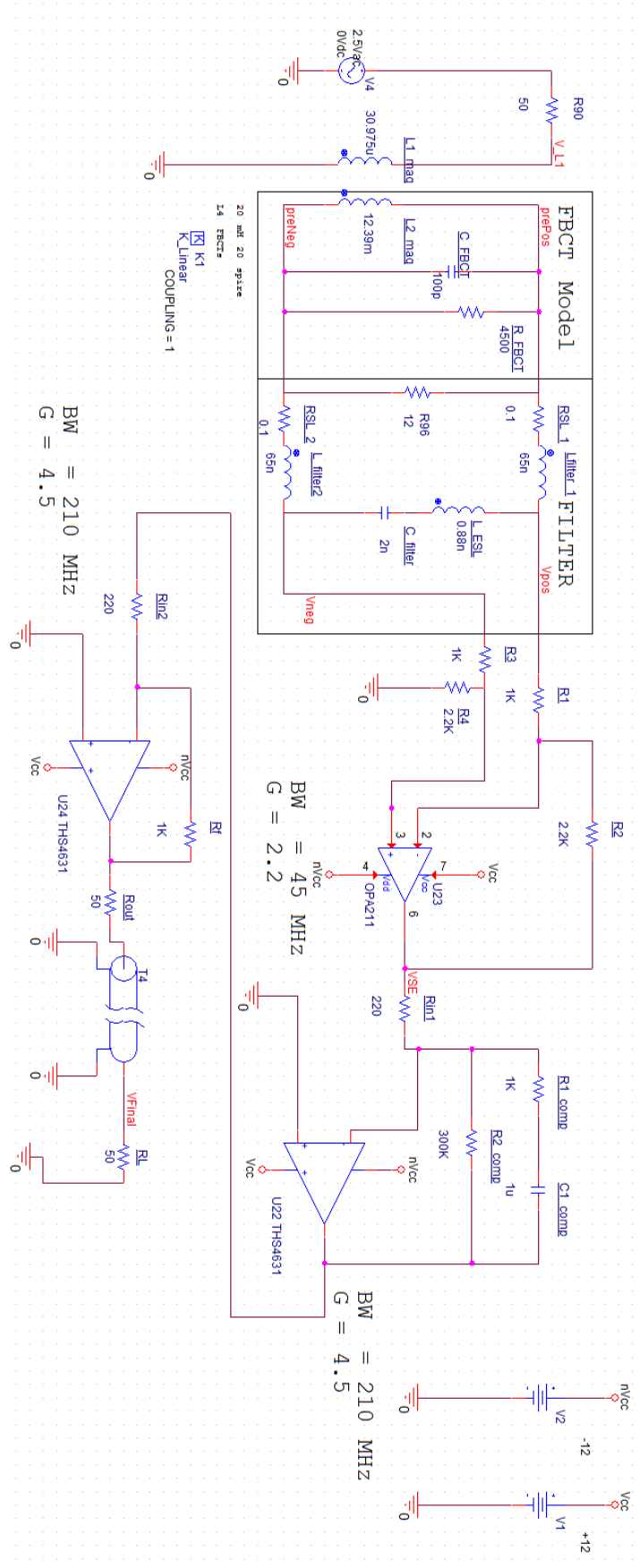
11. Bibliografía

1. **VNA, E5061B ENA LF-RF Vector Network Analyzer and Impedance.** [W1] VNA, E5061B ENA LF-RF Vector Network Analyzer and Impedance. <https://www.keysight.com/en/pd-1944859/lf-rf-network-analyzer-option-005-impedance-analysis-option?cc=FR&lc=fre>. [En línea]
2. **Wave_Surfer Oscilloscope, WaveSurfer 10.** [W2] <http://teledynelecroy.com/oscilloscope/wavesurfer-10-oscilloscopes>. [En línea]
3. **Pulse Generator 81130A, 600Mhz.** [W3] <https://www.keysight.com/en/pd-1000001734%3Aeps%3Apro-pn-81130A/pulse-data-generator-400-660-mhz-and-132-gbs?cc=US&lc=eng>. [En línea] 2018.
4. **Adli, Erik.** [1] *Introduction to Particle Accelerators*. 2001.
5. **Agilent.** [2] *Impedance Handbook*. 2016.
6. [3] *FBCT fast intensity measurement using TRIC cards*. **Andersen, M., y otros.** 2015.
7. **Erickson, Robert W y Maksimovic, Dragan.** [4] *Fundamentals of Power Electronics*. 2006.
8. **Franco, Sergio.** [5] *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*. 1998.
9. **Valkenburg, M.E. Van.** [6] *Analog Filter Design*. 1987.
10. **Thomas C. Hayes y Paul Horowitz.** [7] *The Art of Electronics*. 1980.

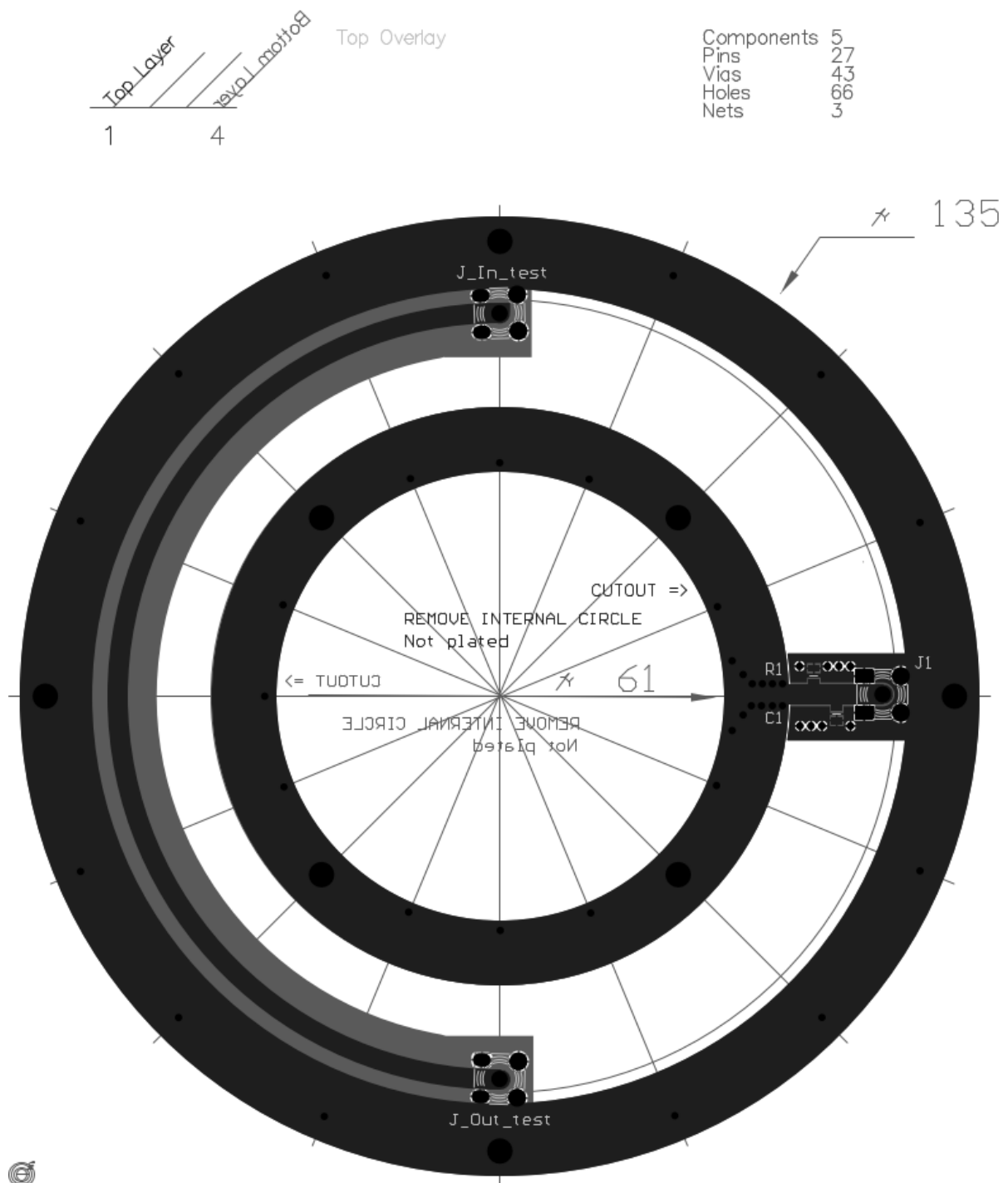
12. Anexos

- Circuito completo para la simulación en SPICE.
- PCB, línea transmisión para la emulación del haz.
- PCB, amplificador prototipo.
- Código fuente para la simulación en Matlab.
- Primera página y link de la hoja de características amplificador operacional OPA 211.
- Primera página y link de la hoja de características amplificador operacional THS4631.
- Página que muestra sobre impulso de la respuesta en frecuencia para el amplificador operacional THS 4631.
- Primera página y link de la hoja de características del ADC AD 9430.
- Página que muestra los rangos de entrada máximos en el ADC AD 9430.
- Hoja nomográfica para el cálculo de impedancias.

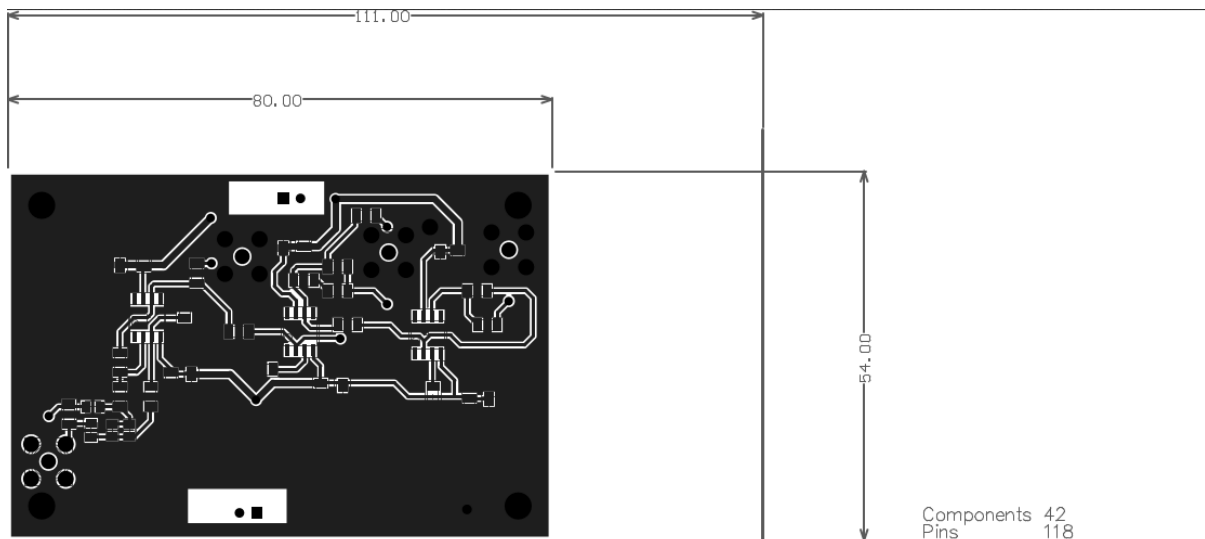
12.1 Circuito completo para la simulación en SPICE




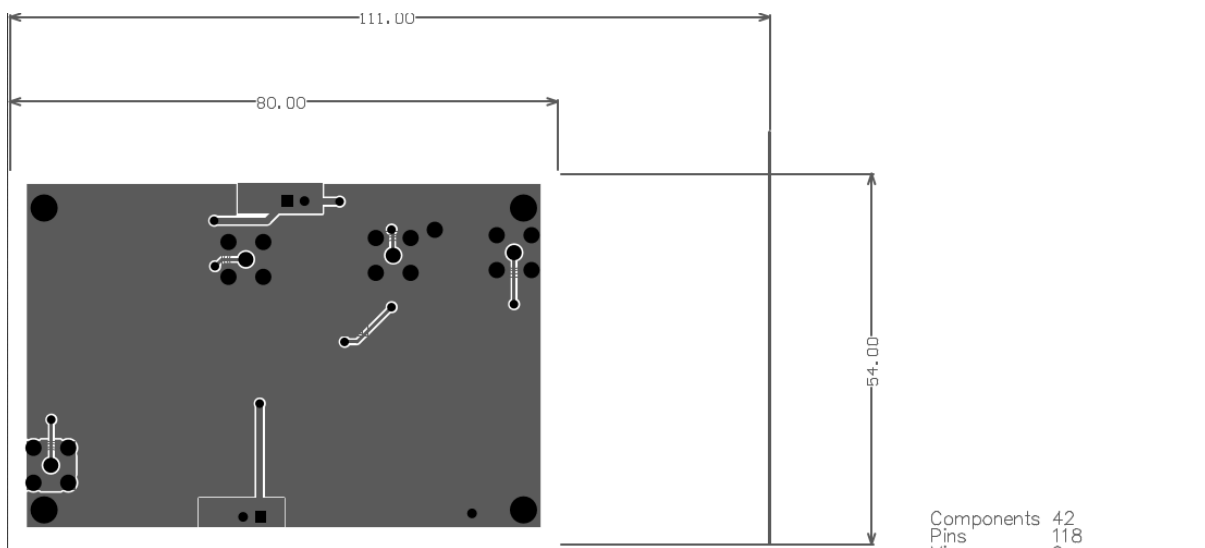
12.2 PCB, línea transmisión para la emulación del haz




12.3 PCB, amplificador prototipo

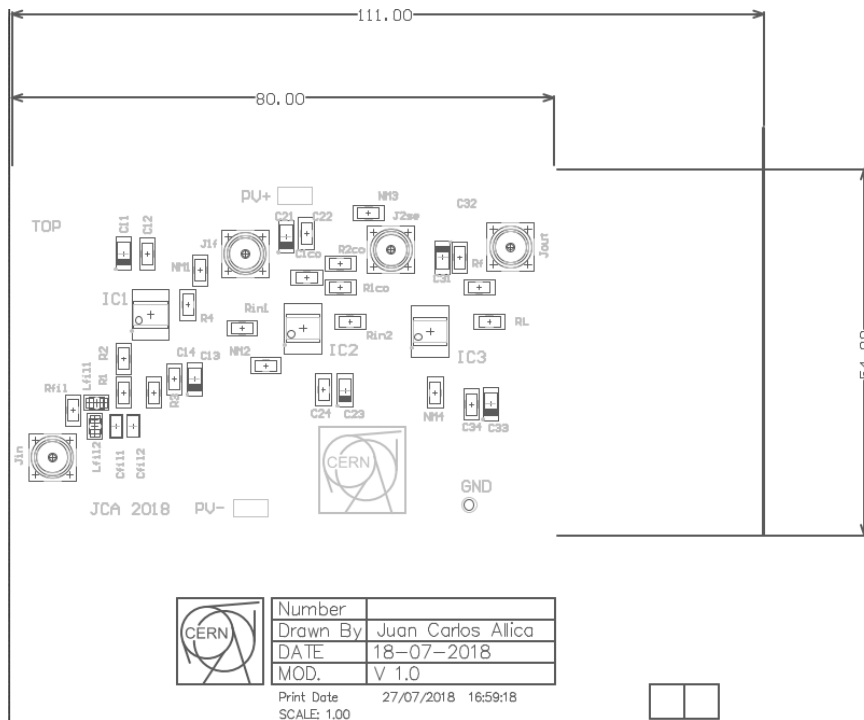


	Number	
	Drawn By	Juan Carlos Alica
	DATE	18-07-2018
	MOD.	V 1.0
Print Date		27/07/2018 16:59:17
SCALE:		1.00




	Number	
	Drawn By	Juan Carlos Alica
	DATE	18-07-2018
	MOD.	V 1.0
Print Date		27/07/2018 16:59:18
SCALE:		1.00





Components 42
Pins 118
Vias 9
Holes 39
Nets 20

	Number	
	Drawn By	Juan Carlos Allica
	DATE	18-07-2018
	MOD.	V 1.0

Print Date 27/07/2018 16:59:18
SCALE: 1.00



12.4 Código fuente para la simulación en Matlab

```

% EL FBCT es una inductancia ( secundario ) de un transformador el primario
seria la inductancia de una vuelta que es la que forma el haz de particulas
% la fuente de corriente en paralelo ( el haz), tiene un factor de relacion
N que es el numero de espiras en este caso 20
% Asi que podemos modelar el FBCT como una inductacia de valor medido
experimentalmente con una fuente de corriente en paralelo
% el voltaje en bornes del FBCT sera la Z_fbct que presente mutltiplicado
la corriente Vout = Z_fbct * Ibeam/N
% Asi la TF Vout/Iin = Ib*Z/N
% Si colocamos una capacidad paralela a la inductancia del FBCT tendremos
un circuito resonante paralelo
% asi filtramos altas frecuencias pero tenemos que atenuar la
% resonancia para tener un valor fijo de ganancia en la banda de trabajo y
para eso utilizamos una R
% asi llegamos a un modelo de FBCT RLC paralelo.
% donde jugando con la R podemos cambiar la Vout en la banda de trabajo
% cambiando la C podemos elegir donde filtrar las altas frecuencias.

%-----
% Simulacion en el Dominio de la frecuencia
%-----

FreqUnitsString = 'Hz';

N = 20
Ibeam = 50E-3
IPeak = 4

w = logspace(0,10,1000);

S = tf([1 0],1);

R = 1/((1/12)+(1/4420))
L = 12.39E-3
C = 1100E-12 % 1327E-12

R_fbct_model = 4420
C_fbct_model = 100E-12

%100.74E-12 %
%C12 = 70E-12 capa del modelo del Transformador entre primario y secundario
%medida

Cf = 2E-9
Lf = 130E-9

LESR = 0.88E-9
%RP = 4.48E3
%CP = 100E-12

```

```

L_fbct_model_tf = L*S
C_fbct_model_tf = 1/(C_fbct_model*S)
R_fbct_model_tf = tf(R_fbct_model,1)

ComponentsFBCTString1 = sprintf('Componentes R=%d L=%0.2e C=%0.2e', R, L, C
)
ComponentsFBCTString2 = sprintf('Componentes R=%d L=%0.2e C=%0.2e',
R_fbct_model, L ,C_fbct_model )

L_tf = L*S
C_tf = 1/(C*S)
R_tf = tf(R,1)

Lf_tf = Lf*S
LESR_tf = LESR*S
Cf_tf = 1/(Cf*S)

Zfbct_model = 1/(( 1/L_fbct_model_tf) + (1/R_fbct_model_tf) +
(1/C_fbct_model_tf))
Zfbct_modelR12 = 1/(( 1/L_fbct_model_tf) + (1/R_tf) +
(1/C_fbct_model_tf))

Zfbct_cap = 1/(( 1/L_tf) + (1/R_tf) + (1/(C_tf+LESR_tf))))

Zfbct = 1/( (1/L_tf) + (1/R_tf ))

%Z = (Zfbct * Cf_tf)/(Zfbct + Cf_tf + Lf_tf)
%Z = (Zfbct_model * Cf_tf)/(Zfbct_model + Cf_tf + Lf_tf)
Zfilter = Cf_tf+Lf_tf+LESR_tf

Zparalelo_FBCT_Filter = 1/((1/Zfbct_modelR12)+ (1/Zfilter))
Z = ((Cf_tf +LESR_tf ) * Zparalelo_FBCT_Filter)/ Zfilter

% divisor de corriente Ibeam *Zfbct * Zc / ( Zfbct + ZCf + ZLf )
% o mejor
% Ic = I * (Zfbct || Zfilter)/Zfilter
% Vc = Ic * Zc
%

opts = bodeoptions('cstprefs');

opts.PhaseVisible = 'off';
opts.FreqUnits = FreqUnitsString;

opts.ylim = [1/10000,R_fbct_model*10];
opts.xlim = [0,500E6];

```

```

opts.Grid = 'on'
opts.FreqScale = 'log'
opts.MagUnits = 'abs'
%opts.MagUnits = 'log'
opts.MagScale = 'log'
opts.YLabel.FontSize = 20

flow_FBCT = R_fbct_model/(L*2*pi)
fhigh_FBCT = 1/(R_fbct_model*C_fbct_model*2*pi)

flow = R/(L*2*pi)
fhigh = 1/(R*C*2*pi)

fc_filter = 1/(sqrt(Lf*Cf)*2*pi)

C_filterString= sprintf(' C filter = %0.2e ',Cf )
L_filterString= sprintf(' L filter = %0.2e ',Lf )

flowString = sprintf(' FBCT fci = %0.2e ' ,flow_FBCT )
fhighString = sprintf(' FBCT fcs = %0.2e' ,fhigh_FBCT )

%p11= bodeplot(Z,'k',L_tf,'r--',R_tf,'b--',opts,w)
bodeplot(Zfbct_model,'c--o',L_fbct_model_tf,'r--',R_fbct_model_tf,'g--
',C_fbct_model_tf,'b--', opts,w)
%bodeplot(Z,'k--o',Zfbct_cap,'r--o',Zfbct_model,'c--o',L_tf,'r--',R_tf,'g--
',C_tf,'b--', opts,w)

% bodeplot(Zfbct_cap,'c--o',L_tf,'r--',R_tf,'g--',C_tf,'b--',opts,w)
frsp = freqresp(Z,w)

pie11= strcat(ComponentsFBCTString2,C_filterString,L_filterString);
pie12= strcat(ComponentsFBCTString2,flowString , fhighString);

title('Impedancia FBCT Vs frecuencia','fontsize',24)
xlabel ( pie12,'fontsize',24);

%leyenda 1
lg = legend('FBCT Impedance','L asintota','R ','C
asintota','Location','best')
%leyenda 2
%lg = legend('FBCT filter','FBCT C paralelo','FBCT modelo','L asintota','R
= 12R','C asintota', 'Location','best')
%leyenda 3

% lg = legend('FBCT filter LC','FBCT R y C paralelo','FBCT modelo','L
asintota','R = 12R','C asintota', 'Location','best')

% legend('show')

```

```

pause

%-----
% --- Design compensador

% el compensador necesita ganancia finita en bajas frecuencias y compensar
% la pendiente producida por la inductancia del FBCT hasta su frec de
corte
% Si utilizamos un Op amp y el feedback es mediante la Zcomp la TF seria
%  $V_{out} = -V_{in} (Z_{comp} / R_{in})$ 
% por lo tanto  $V_{out} = (I_{beam}) * (A * Z_{fbct} * Z_{comp} / N * R_{in})$  A=1 en este
% caso

% construimos un circuito RC serie con una R en paralelo
%
%      |---- C1c ---- R1c ----|_____
%      |----- R2c -----|_____
% en el Bode impedancias en serie se impone la mayor
% impedancias en paralelo se impone la menor, a esta impedancia la llamamos
Zcompensador

R2c = 300E3
C1c = 1E-6

R1c = 1/(flow *2*pi*C1c)
RinOA = R1c/20

R1c_tf = tf(R1c,1)
R2c_tf = tf(R2c,1)
C1c_tf = 1/(C1c*S)

Zserie = R1c_tf + C1c_tf
Zcomp = 1/((1/Zserie)+(1/R2c_tf))

flowcomp = 1/(R2c*C1c*2*pi)
fhighcomp = 1/(R1c*C1c*2*pi)

opts2 = bodeoptions('cstprefs');

opts2.PhaseVisible = 'off';
opts2.FreqUnits = FreqUnitsString;
opts2.ylim = [1, (R2c)*10];
opts2.Grid = 'on';
opts2.FreqScale = 'log';
opts2.MagUnits = 'dB'
opts2.MagUnits = 'abs'
opts2.MagScale = 'log'
opts2.YLabel.FontSize = 20

p2 = bodeplot(Zcomp, 'k--o', R2c_tf, 'g--', C1c_tf, 'b--', R1c_tf, 'r--', opts2, w)
legend('Z Compensador', 'R2 paralelo', 'C1 serie', 'R1
serie', 'Location', 'best')

```



```

flowcompString = sprintf('  Compensador fci = %0.2e ',flowcomp )
fhighcompString = sprintf('  Compensador fcs = %0.2e ',fhighcomp )
ComponentsCompString = sprintf('Componentes R2=%0.2e R1=%0.2e C1=%0.2e',
R2c, R1c , C1c )

pie2= strcat(ComponentsCompString,flowcompString,fhighcompString);

title('Impedancia Compensador Vs frecuencia','fontsize',20)
xlabel ( pie2,'fontsize',20);

pause

%--- Respuesta Final = Filtro * A1 * Compensador * A2
% por lo tanto Vout = (Ibeam) * (Z_fbct * Zcomp /N*Rin)
% o mejor Vout = (Ibeam) * Zfinal /N*Rin) donde N es fijo por la
% construccion del FBCT

Zfinal = Z * Zcomp;

opts3 = bodeoptions('cstprefs');

opts3.PhaseVisible = 'off';
opts3.FreqUnits = FreqUnitsString;
opts3.ylim = [0,1000E3];
opts3.Grid = 'on';
opts3.FreqScale = 'log';
opts3.MagUnits = 'abs'
opts3.MagScale = 'log'
opts3.YLabel.FontSize = 20
opts3.XLabel.FontSize = 20

p3 = bodeplot(Zfinal/RinOA,'k--o',Zcomp,'r',Z,'b',opts3,w)

legend('Z Final','Z Compensador','Z FBCT con filtro LC','Location','best')
title('Impedancias-TF Vs frecuencia','fontsize',20)

pause

opts4 = bodeoptions('cstprefs');

opts4.PhaseVisible = 'off';
opts4.FreqUnits = FreqUnitsString;

opts4.Grid = 'on';
opts4.FreqScale = 'log';

```

```

%opts4.MagUnits = 'abs';
opts4.MagUnits = 'dB'
%opts4.ylim = [0,10];
opts4.MagScale = 'log'

VoutFBCT = Ibeam * (Z/N)
Voutcomp = Ibeam * ( Zfinal / (N*RinOA))

p4 = bodeplot(Voutcomp, 'k', VoutFBCT, 'b', opts4, w)

legend('Vout compensada', 'Vout FBCT con filtro LC', 'Location', 'best')

GainString = sprintf('Ibeam = %0.2e, N = %d, R_FBCT = %d ,Ganancia = %d,
frecuencia en ', Ibeam, N, R, Rlc/RinOA);
xlabel(GainString);
title('voltaje de Salida en (V)');

pause

%-----
% Dominio del Tiempo
%-----

%{
step( (Ibeam * Zfinal / (N*RinOA)), ((Ibeam * Z* Rlc ) / (N*RinOA)));
grid('on');
legend('Step compensado', 'Step sin compensar', 'Location', 'best');
title('Respuesta en tiempo a un Step');
pause
%}

% Definiciones iniciales

fs =20E9; % 5 Giga sampling
Ts= 1/fs;
f_Linac = 352E6; % frecuencia del LINAC 4
Tmax = (1/f_Linac)*3E3 ; % tiempo max de simulacion
bunches = Tmax*f_Linac/2; % numero de bunches a 352 Mhz en el Tmax
t = 0:Ts:(Tmax); % 100 us definiciion base de tiempos

% repeticiones en Tmax
d1 = 0:Tmax/bunches:Tmax; % matriz donde se define el principio y fin de
cada bunch

y = pulstran(t,d1, 'rectpuls', 1/f_Linac); % definicio tren de bunches d1
es la posicion y 1/fLinac la bunch length
y1 = y(200:end); % primeros 200 samples sin senyal
z = zeros(1,199); % reemplazamos por zeros
sum_all = [z,y1]; % senal completa para evaluar

lsim(Z * Rlc / (N*RinOA), Zfinal / (N*RinOA), Ibeam*sum_all, t); % TF, senal
entrada, tiempo

```

```

lsim1String = sprintf('Respuesta en tiempo a la simulacion del Beam con
pulsos cuadrados FBCT fhigh = %0.2e',fhigh)
title(lsim1String,'fontsize',20);

grid('on');
pause

% simulacion con Real Beam

charges = 1.14E9;
BunchLen = 0.28E-9;
q = 1.6E-19; % area de la gaussiana es 1 asi que para tener la amplitud lo
multiplicas por las Carga total
nu = 1.4E-9;

max_bunches = 352;
bunches = 222;
no_bunches = max_bunches - bunches
Turns = 3
x = 0:Ts:(2* nu) - Ts;

xt = 0:Ts:(2*nu*max_bunches*Turns)-Ts;

Beam = normpdf(x,nu,BunchLen)*q*charges;
plot(x,Beam);
size_Beam = size(Beam)
no_Beam = zeros(1,no_bunches*size_Beam(2)) ;
title('Pulso Gaussiano');
grid('on');
pause
Beam_Bunch = Beam ;

for i=1:bunches-1
    Beam_Bunch = [Beam_Bunch,Beam];
end

Beam_Turn = horzcat(Beam_Bunch, no_Beam ) ;
Beam_All = Beam_Turn ;
for i=1:Turns-1
    Beam_All = [Beam_All,Beam_Turn];
end
size_Beam_All = size(Beam_All);

% -- filtro Auxiliar

num_filter_6MG3 = 5.358e22;
den_filter_6MG3 = S^3+9.96e7*S^2+3.787e15*S+5.358e22; % den
f6MG3_S = num_filter_6MG3/den_filter_6MG3;

%lsim(Zfinal / (N*RinOA),Ibeam*Beam_Cycle,xt); % TF,senal entrada,tiemp
lsim(Zfinal / (N*RinOA),'r',Zfinal*f6MG3_S / (N*RinOA) , Beam_All,xt); %
TF,senal entrada,tiemp

```

```

% ,R_tf
[y1,t1,x1] = lsim(f6MG3_S*Zfinal / (N*RinOA),Beam_All,xt); % TF,senal
entrada,tiemp,f6MG3_S*Z*R1c / (N*RinOA),Beam_All,xt); % TF,senal
entrada,tiemp
[y2,t2,x2] = lsim(Zfinal / (N*RinOA),Beam_All,xt); % TF,senal
entrada,tiemp,f6MG3_S*Z*R1c / (N*RinOA),Beam_All,xt); % TF,senal
entrada,tiemp
% (Zfinal*f6MG3_S / (N*RinOA), con filtro 6 MHz

lsim2String = sprintf('Respuesta en tiempo a la simulacion del Beam con
pulsos Gaussianos filtro LC a %0.2e Hz , %d buckets y %d
vueltas',fc_filter, bunches,Turns)
title(lsim2String,'fontsize',20);
legend('Filtro LC','Filtro Gaussiano 6 Mhz','Location','best');
pause

flow = R/(L*2*pi);
fhigh = 1/(R*C*2*pi);

%{
lsim(f6MG3_S*Zfinal / (N*RinOA),f6MG3_S*Z*R1c / (N*RinOA),Beam_All*R,xt); %
TF,senal entrada,tiemp

% filtro 6 Mhz f6MG3_S*
% sin compensar

grid('on');
lsim3String = sprintf('Respuesta en tiempo a la simulacion del Beam con
pulsos Gaussianos FBCT fhigh = %0.2e, %d buckets y %d
vueltas',fhigh,bunches,Turns)

legend('Compensado','Sin compensar','Location','best');

title(lsim3String,'fontsize',20);

pause

%}
%{
Medida de droop con un pulso largo

xFactor = 1
NOFF1 = 1
NOFF2 = 2
NON1 = 1
tFactor = 0:(Ts*xFactor):( (NOFF1+NON1+NOFF2)*Tpulse) - (Ts*xFactor)

pulseOFF1 = zeros(1,(int32(NOFF1*Tpulse/(Ts*xFactor))))
pulseON = ones(1,(int32(NON1*Tpulse/(Ts*xFactor))))
pulseOFF2 = zeros(1,(int32(NOFF2*Tpulse/(Ts*xFactor))))
pulse = [pulseOFF1,pulseON,pulseOFF2]

att = 100
lsim(Zfinal/(N*RinOA*att),Ibeam*pulse,tFactor); % para comparar las senales
atenuo 10

```

```

Linresp1String = sprintf('Respuesta del sistema dividido por %d y
compensado a la simulacion de un pulso de %0.2e
segundos',att,(NON1*Tpulse));
title(Linresp1String);
legend('Respuesta a un pulso cuadrado','Location','best')
pause
lsim(Z/(N),Ibeam*pulse,tFactor)
Linresp2String = sprintf('Respuesta del FBCT sin compensar a la simulacion
de un pulso de %0.2e segundos',(NON1*Tpulse));
title(Linresp2String);
legend('Respuesta a un pulso cuadrado','Location','best')

pause
-----
%}

hold on;

% Calculo del Error para una muestra

Beam_All_I_sum = sum(Beam_All)
Beam_All_V_sum = Beam_All_I_sum * R
y1_sum = sum(y1)

y1s = sum(y1(350:550))
y1_percentage = 100*(y1s/y1_sum )
plot(t1(350:450),y1(350:450),'b--o');

y2_sum = sum(y2)
y2s = sum(y2(15:215))
y2neg = sum(y2(2230:3900))
y2_percentage = 100*(y2s/y2_sum )

y2_percentage_neg = 100*((abs(y2neg))/y2_sum )

plot(t2(15:115),y2(15:115),'k--o');
hold on
plot(t2(2230:3900),y2(2230:3900),'k--o');

y1_sum/Beam_All_V_sum
y2_sum/Beam_All_V_sum

plot(y2(2230:3900))
plot(xt,Beam_All*R)
hold off

```

```
function [ bunched_beam ] = chopGen( fs,D,n_bunches,bucket)
%test Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here

t = 0:1/fs:bucket; %

size_t = size(t)
beam = zeros(1,size_t(2));

for i = 1:1:size_t(2)
    if i < size_t(2)* (D)
        beam(i) = 1 ;
    else
        beam(i) = 0 ;
    end
end

bunched_beam = beam;

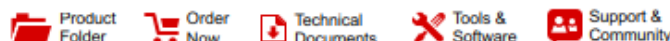
for i = 1:1:n_bunches-1

    bunched_beam = horzcat(beam,bunched_beam);
end

%plot(bunched_beam)
% pause

end
```

12.5 Primera página y link hoja de características amplificador operacional OPA 211



OPA211, OPA2211

SBOS377J – OCTOBER 2008 – REVISED FEBRUARY 2018

OPA2x11 1.1-nV/√Hz Noise, Low Power, Precision Operational Amplifier

1 Features

- Low Voltage Noise: 1.1 nV/√Hz at 1 kHz
- Input Voltage Noise: 80 nV_{pp} (0.1 to 10 Hz)
- THD + N: -136 dB (G = 1, f = 1 kHz)
- Offset Voltage: 125 μV (Maximum)
- Offset Voltage Drift: 0.35 μV/°C (Typical)
- Low Supply Current: 3.6 mA/Ch (Typical)
- Unity-Gain Stable
- Gain Bandwidth Product:
 - 80 MHz (G = 100)
 - 45 MHz (G = 1)
- Slew Rate: 27 V/μs
- 16-Bit Settling: 700 ns
- Wide Supply Range:
 - ±2.25 to ±18 V, 4.5 V to 36 V
- Rail-to-Rail Output
- Output Current: 30 mA
- SON-8 (3 mm × 3 mm), VSSOP-8, and SOIC-8

2 Applications

- PLL Loop Filters
- Low-Noise, Low-Power Signal Processing
- 16-Bit ADC Drivers
- DAC Output Amplifiers
- Active Filters
- Low-Noise Instrumentation Amps
- Ultrasound Amplifiers
- Professional Audio Preamplifiers
- Low-Noise Frequency Synthesizers
- Infrared Detector Amplifiers
- Hydrophone Amplifiers
- Geophone Amplifiers
- Medical Instrumentation

3 Description

The OPA2x11 series of precision operational amplifiers achieves very low 1.1-nV/√Hz noise density with a supply current of only 3.6 mA. This series also offers rail-to-rail output swing, which maximizes dynamic range.

The extremely low voltage and low current noise, high-speed, and wide output swing of the OPA2x11 series make these devices an excellent choice as a loop filter amplifier in PLL applications.

In precision data acquisition applications, the OPA2x11 series of operational amplifiers provides 700-ns settling time to 16-bit accuracy throughout 10-V output swings. This ac performance, combined with only 125 μV of offset and 0.35 μV/°C of drift over temperature, makes the OPA2x11 series suitable for driving high-precision 16-bit analog-to-digital converters (ADCs) or buffering the output of high-resolution digital-to-analog converters (DACs).

The OPA2x11 series is specified over a wide dual-power supply range of ±2.25 to ±18 V, or for single-supply operation from 4.5 to 36 V.

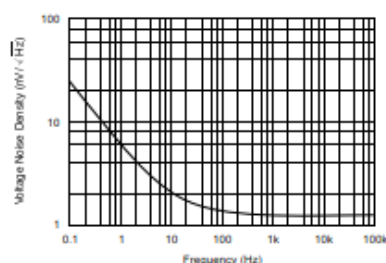
The OPA211 is available in the small SON-8 (3 mm × 3 mm), VSSOP-8, and SOIC-8 packages. A dual version (OPA2211) is available in a SON-8 (3 mm × 3 mm) or an SO-8 PowerPAD™ package. This series of operational amplifiers is specified from T_A = -40°C to +125°C.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
OPA211	SOIC (8)	4.90 mm × 3.90 mm
	SON (8)	3.00 mm × 3.00 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm × 3.00 mm
OPA2211	SON (8)	3.00 mm × 3.00 mm
	SO PowerPAD (8)	4.90 mm × 3.90 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Input Voltage Noise Density vs Frequency



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.


THS4631
www.ti.com

SLOS451B – DECEMBER 2004 – REVISED AUGUST 2011

HIGH-VOLTAGE, HIGH SLEW RATE, WIDEBAND FET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

 Check for Samples: [THS4631](#)

FEATURES

- **High Bandwidth:**
 - 325 MHz in Unity Gain
 - 210 MHz Gain Bandwidth Product
- **High Slew Rate:**
 - 900 V/μs (G = 2)
 - 1000 V/μs (G = 5)
- **Low Distortion of –76 dB, SFDR at 5 MHz**
- **Maximum Input Bias Current: 100 pA**
- **Input Voltage Noise: 7 nV/√Hz**
- **Maximum Input Offset Voltage: 500 μV at 25°C**
- **Low Offset Drift: 2.5 μV/°C**
- **Input Impedance: 10⁹ || 3.9 pF**
- **Wide Supply Range: ± 5 V to ± 15 V**
- **High Output Current: 95 mA**

APPLICATIONS

- Wideband Photodiode Amplifier
- High-Speed Transimpedance Gain Stage
- Test and Measurement Systems
- Current-DAC Output Buffer
- Active Filtering
- High-Speed Signal Integrator
- High-Impedance Buffer

DESCRIPTION

The THS4631 is a high-speed, FET-input operational amplifier designed for applications requiring wideband operation, high-input impedance, and high-power supply voltages. By providing a 210-MHz gain bandwidth product, ±15-V supply operation, and 100-pA input bias current, the THS4631 is capable of simultaneous wideband transimpedance gain and large output signal swing. The fast 1000 V/μs slew rate allows for fast settling times and good harmonic distortion at high frequencies. Low current and voltage noise allow amplification of extremely low-level input signals while still maintaining a large signal-to-noise ratio.

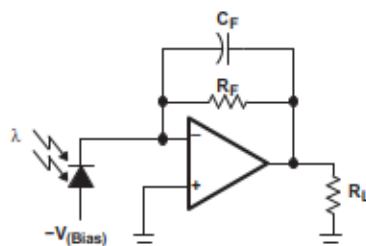
The characteristics of the THS4631 make it ideally suited for use as a wideband photodiode amplifier. Photodiode output current is a prime candidate for transimpedance amplification as shown below. Other potential applications include test and measurement systems requiring high-input impedance, ADC and DAC buffering, high-speed integration, and active filtering.

The THS4631 is offered in an 8-pin SOIC (D), and the 8-pin SOIC (DDA) and MSOP (DGN) with PowerPAD™ package.

Related FET Input Amplifier Products

DEVICE	V _S (V)	GBWP (MHz)	SLEW RATE (V/μS)	VOLTAGE NOISE (nV/√Hz)	MINIMUM GAIN
OPA656	±5	230	290	7	1
OPA657	±5	1600	700	4.8	7
OPA627	±15	16	55	4.5	1
THS4601	±15	180	100	5.4	1

Photodiode Circuit



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PowerPad is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2004–2011, Texas Instruments Incorporated

12.6 Sobre impulso de la respuesta en frecuencia para el amplificador THS 4631



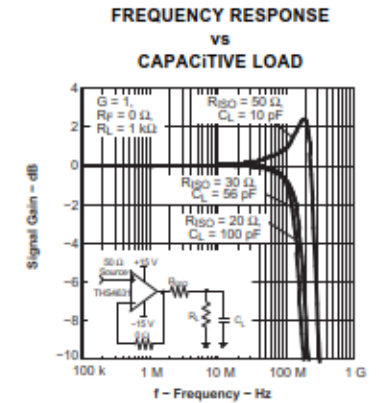
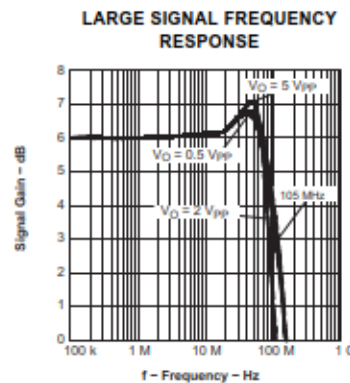
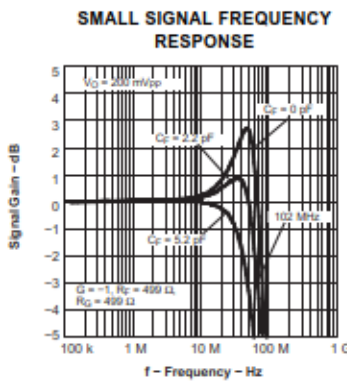
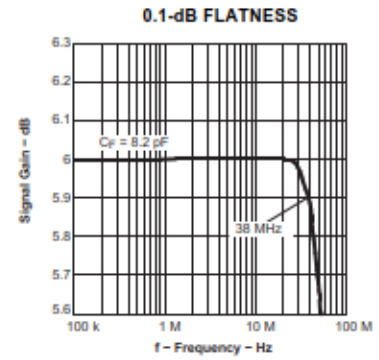
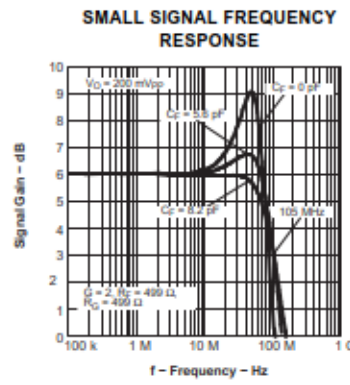
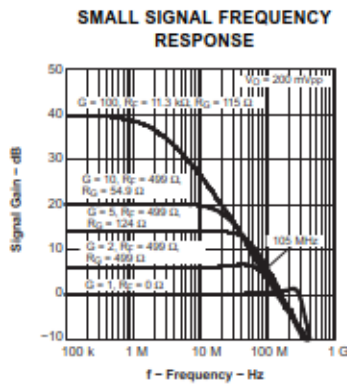
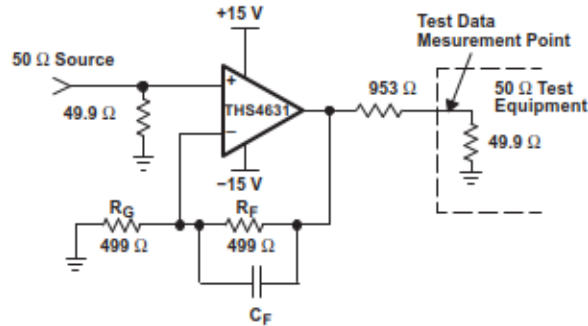
THS4631

www.ti.com

SLOS451B – DECEMBER 2004 – REVISED AUGUST 2011

TYPICAL CHARACTERISTICS (± 15 V GRAPHS)

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $G = 2$, $R_F = 499 \Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, Unless otherwise noted.



12.7 Primera página y link de la hoja de características del ADC AD 9430



**12-Bit, 170/210 MSPS
3.3 V A/D Converter**

AD9430

FEATURES

- SNR = 65 dB @ $f_{in} = 70$ MHz @ 210 MSPS**
- ENOB of 10.6 @ $f_{in} = 70$ MHz @ 210 MSPS (-0.5 dBFS)**
- SFDR = 80 dBc @ $f_{in} = 70$ MHz @ 210 MSPS (-0.5 dBFS)**
- Excellent linearity:**
 - DNL = ± 0.3 LSB (typical)**
 - INL = ± 0.5 LSB (typical)**
- 2 output data options:**
 - Demultiplexed 3.3 V CMOS outputs each @ 105 MSPS**
 - Interleaved or parallel data output option**
- LVDS at 210 MSPS**
- 700 MHz full-power analog bandwidth**
- On-chip reference and track-and-hold**
- Power dissipation = 1.3 W typical @ 210 MSPS**
- 1.5 V input voltage range**
- 3.3 V supply operation**
- Output data format option**
- Data sync input and data clock output provided**
- Clock duty cycle stabilizer**

GENERAL DESCRIPTION

The AD9430 is a 12-bit, monolithic, sampling analog-to-digital converter (ADC) optimized for high performance, low power, and ease of use. The product operates up to a 210 MSPS conversion rate and is optimized for outstanding dynamic performance in wideband carrier and broadband systems. All necessary functions, including a track-and-hold (T/H) and reference, are included on the chip to provide a complete conversion solution.

The ADC requires a 3.3 V power supply and a differential ENCODE clock for full performance operation. The digital outputs are TTL/CMOS or LVDS compatible and support either twos complement or offset binary format. Separate output power supply pins support interfacing with 3.3 V CMOS logic.

Two output buses support demultiplexed data up to 105 MSPS rates in CMOS mode. A data sync input is supported for proper output data port alignment in CMOS mode, and a data clock output is available for proper output data timing. In LVDS mode, the chip provides data at the ENCODE clock rate.

Fabricated on an advanced BiCMOS process, the AD9430 is available in a 100-lead, surface-mount plastic package (100 e-PAD TQFP) specified over the industrial temperature range (-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$).

Rev. E
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

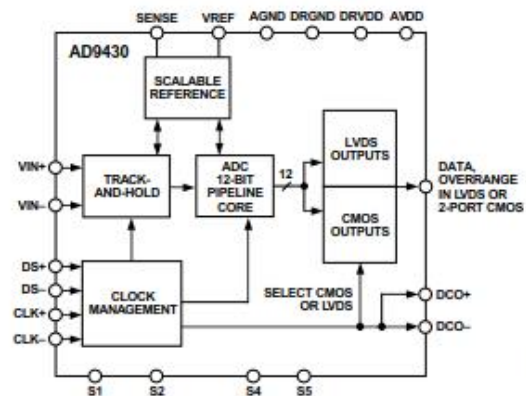


Figure 1.

APPLICATIONS

- Wireless and wired broadband communications**
- Cable reverse path**
- Communications test equipment**
- Radar and satellite subsystems**
- Power amplifier linearization**

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. High performance.
Maintains 65 dB SNR @ 210 MSPS with a 65 MHz input.
2. Low power.
Consumes only 1.3 W @ 210 MSPS.
3. Ease of use.
LVDS output data and output clock signal allow interface to current FPGA technology. The on-chip reference and sample-and-hold provide flexibility in system design. Use of a single 3.3 V supply simplifies system power supply design.
4. Out of range (OR) feature.
The OR output bit indicates when the input signal is beyond the selected input range.
5. Pin compatible with 10-bit AD9411 (LVDS only).

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2005–2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

12.8 Página que muestra los rangos de entrada máximos en el ADC AD 9430

AD9430
DC SPECIFICATIONS

AVDD = 3.3 V, DRVDD = 3.3 V, T_{MIN} = -40°C, T_{MAX} = +85°C, f_{IN} = -0.5 dBFS, internal reference, full scale = 1.536 V, LVDS output mode, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Temp	Test Level	AD9430-170			AD9430-210			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
RESOLUTION				12					Bits
ACCURACY									
No Missing Codes	Full	VI		Guaranteed			Guaranteed		
Offset Error	25°C	I	-3		+3	-3		+3	mV
Gain Error	25°C	I	-5		+5	-5		+5	% FS
Differential Nonlinearity (DNL)	25°C	I	-1	± 0.3	+1	-1	± 0.3	+1	LSB
	Full	VI	-1	± 0.3	+1.5	-1	± 0.3	+1.5	LSB
Integral Nonlinearity (INL)	25°C	I	-1.5	± 0.5	+1.5	-1.75	± 0.3	+1.75	LSB
	Full	VI	-2.25	± 0.5	+2.25	-2.5	± 0.3	+2.5	LSB
TEMPERATURE DRIFT									
Offset Error	Full	V		58			58		μV/°C
Gain Error	Full	V		0.02			0.02		%/°C
Reference Out (VREF)	Full	V		+0.12/-0.24			+0.12/-0.24		mV/°C
REFERENCE									
Reference Out (VREF)	25°C	I	1.15	1.235	1.3	1.15	1.235	1.3	V
Output Current ¹	25°C	IV			3.0			3.0	mA
I _{VREF} Input Current ²	25°C	I			20			20	μA
I _{SENSE} Input Current ²	25°C	I		1.6	5.0		1.6	5.0	mA
ANALOG INPUTS (VIN+, VIN-) ³									
Differential Input Voltage Range (SS = GND)	Full	V		1.536			1.536		V
Differential Input Voltage Range (SS = AVDD)	Full	V		0.766			0.766		V
Input Common-Mode Voltage	Full	VI	2.65	2.8	2.9	2.65	2.8	2.9	V
Input Resistance	Full	VI	2.2	3	3.8	2.2	3	3.8	kΩ
Input Capacitance	25°C	V		5			5		pF
POWER SUPPLY (LVDS Mode)									
AVDD	Full	IV	3.1	3.3	3.6	3.2	3.3	3.6	V
DRVDD	Full	IV	3.0	3.3	3.6	3.0	3.3	3.6	V
Supply Currents									
I _{ANALOG} (AVDD = 3.3 V) ⁴	Full	VI		335	372		390	450	mA
I _{DIGITAL} (DRVDD = 3.3 V) ⁴	Full	VI		55	62		55	62	mA
Power Dissipation ⁴	Full	VI		1.29	1.43		1.5	1.7	W
Power Supply Rejection	25°C	V		-7.5			-7.5		mV/V

12.9 Hoja nomográfica para el cálculo de impedancias

Nomografía se refiere (en aritmética) a una rama correspondiente a las matemáticas que estudia acerca de la hipótesis y aplicación del ábaco o algún nomograma, es decir una representación numérica gráfica para hacer cálculos.

