



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EXPERIMENTO DE ELECTRÓNICA FUERA
DEL EQUILIBRIO A BORDO DE UN NANOSATÉLITE DE BAJA ÓRBITA

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

JOSÉ ALBERTO OGALDE ORTIZ

PROFESOR GUÍA:
MARCOS DÍAZ QUEZADA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
CLAUDIO FALCÓN BEAS
MARCOS ORCHARD CONCHA

SANTIAGO DE CHILE
2019

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR
AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO Y AL GRADO DE
MAGÍSTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA, MENCIÓN ELÉCTRICA
POR: JOSÉ ALBERTO OGALDE ORTIZ
FECHA: 2019
PROF. GUÍA: MARCOS DÍAZ QUEZADA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EXPERIMENTO DE ELECTRÓNICA FUERA DEL EQUILIBRIO A BORDO DE UN NANOSATÉLITE DE BAJA ÓRBITA

Históricamente, la mecánica estadística ha creado herramientas para describir la evolución de sistemas y procesos en equilibrio termodinámico. Sin embargo, los procesos del mundo real no siempre ocurren en condiciones de equilibrio. La turbulencia en fluidos, la materia granular y las máquinas moleculares son sistemas que tienen que lidiar constantemente con esta condición. En base a esto, se han desarrollado herramientas ampliamente utilizadas por la comunidad científica, conocidas como los Teoremas de Fluctuación. No obstante, se ha demostrado -mediante experimentos y simulaciones- que dichos teoremas no son válidos incluso en sistemas de primer orden. Específicamente en [1], se demostró que para un circuito RC fuera del equilibrio, las fluctuaciones de potencia inyectada se atañen a los teoremas de fluctuación solamente si la magnitud de las fluctuaciones son acotadas a un rango específico, lo cual rápidamente deja de ser cierto al aumentar la magnitud del forzante.

En vista de esta problemática, este trabajo de tesis busca ampliar la investigación anterior mediante la exposición de un circuito RC a un ambiente espacial. El objetivo principal es desarrollar un experimento que se inserta como carga útil o payload para el nanosatélite SUCHAI. Y además se busca medir los cambios en las fluctuaciones de potencia inyectada con respecto al ambiente espacial. Este payload forma parte de la misión de SUCHAI y conforma la primera iteración de una familia de experimentos electrónicos que permiten acceder al espacio a tiempo real y a costos accesibles.

Los resultados obtenidos muestran que es posible forzar un circuito RC a un estado fuera del equilibrio bajo las restricciones del Cubesat. Sin embargo, los datos satelitales no muestran diferencias sustanciales con respecto a las fluctuaciones en tierra. Con respecto al escenario descrito, se realizaron pruebas en ambientes controlados de presión ($5 \cdot 10^{-6}$ y 760 [Torr]) y temperatura (-30°C a 45°C); donde simultáneamente se comparó la decisión de utilizar un generador de señales y un osciloscopio para excitar y medir el circuito. Estos datos tampoco muestran una diferencia en las fluctuaciones generada por los cambios de presión y temperatura. En una prueba final, se propuso medir un RC equivalente independiente al satélite y además filtrar la respuesta del generador de señales desde 20 MHz a 1.8 KHz, donde se logró percibir cambios considerables en las fluctuaciones debido al cambio de presión atmosférica.

En conclusión, se establece la posibilidad de forzar un circuito RC a un estado fuera del equilibrio de forma controlada dentro de un Cubesat. Además, se demuestra la resiliencia de los componentes RC comerciales de tecnología SMD a los cambios de presión y temperatura. Por otra parte, la elección de instrumentos de excitación (generador de números aleatorios y DAC), junto los instrumentos de medición (ADC) y el espectro del forzante para el experimento deben ser probados anteriormente en ambientes controlados como una cámara de termovaciación, para así validar la factibilidad de medir el ambiente mediante este enfoque.

Con mucho cariño para mi familia, amigos y todos quienes estuvieron ...

Agradecimientos

No existen páginas para mencionar a todas las personas que han participado en este proceso. Han sido 9 largos años, donde dudo haber podido terminar de la misma manera sin el apoyo y compañía de cada uno de ustedes. Muchas gracias.

Primero quiero agradecer a mi familia por haberse sacrificado tanto para darnos una buena educación desde el pequeño rincón en que vivíamos. Mi mamá con una sonrisa fácil y rápida, siempre dispuesta a dejar todo lo que estuviera haciendo para ayudarme. Mi papá me trajo la disciplina y metodología que necesité después, pero también me enseñó lo valioso que es el cariño. Al Carlitos, mi hermano y amigo, te agradezco un montón por estar ahí cuidandome como el hermano responsable y por compartir tantos momentos.

En segundo lugar quiero agradecer a mis amigos de la U. Desde mis amigos de mechón, los amigos de la carrera, los amigos del laboratorio, los amigos de entrenamiento y los amigos a secas: todos ustedes tienen un lugar especial en mi corazón, gracias por sacarme risas en los momentos buenos y malos. Cronológicamente no estuvieron todos en las mismas etapas, pero sin duda a todos los quiero y extrañaré mucho, me ayudan un montón.

Le agradezco a Punitaqui y mis amistades de allá: gracias por permitirme compartir su tierra y su vida conmigo. Cada vez que vuelvo siento como si los años no hubiesen pasado.

Finalmente quiero agradecer al lector, por tomar e invertir tiempo en leer el resultado de muchas sesiones de trabajo.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación y Antecedentes	1
1.2. Hipótesis	3
1.3. Objetivo General	3
1.4. Objetivos Específicos	4
1.5. Estructura de tesis	4
2. Antecedentes	6
2.1. Cadenas de Markov y Ecuación Maestra	6
2.2. Estado de Equilibrio versus Estado Estacionario	7
2.2.1. Distancia fuera del Equilibrio (α)	8
2.3. Ecuación de Langevin y Movimiento Browniano	9
2.3.1. Caso Forzante no-correlacionado y Equilibrio termodinámico	10
2.3.2. Ecuación de Langevin No Lineal	11
2.3.3. Propiedad Markoviana	11
2.3.4. Medición del la PSD de un forzante no-correlacionado	12
2.3.5. Caso Forzante correlacionado y Estado NESS	13
2.3.6. Caso de estudio: Circuito RC	15
2.4. Forzantes para sistemas NESS	16
2.4.1. Forzante Determinísticos	16
2.4.2. Forzante Aleatorio	17
2.5. Satélites tipo Cubesat	18
2.6. Arquitectura satelital	19
2.7. Ambiente Espacial en órbita LEO	20
3. Diseño del payload y Metodología de pruebas	23
3.1. Modelos de las Distribuciones	24
3.1.1. Voltaje de entrada V_{in}	24
3.1.2. Voltaje de salida V_{out}	24
3.1.3. Potencia Inyectada: Distribución de Craig	24
3.1.4. Cálculo de bins para histogramas	25
3.2. Diseño del Payload	27
3.2.1. Instrumentos a bordo	27
3.2.2. Arquitectura de software	28
3.2.3. Diseño del forzante	30
3.2.4. Diseño de los comandos	33

3.2.5. Diseño del driver	38
3.3. Metodología de pruebas	39
3.3.1. Prueba de Termo-vacío: circuito RC adhoc	39
3.3.2. Prueba de Termo-vacío: Payload RC	40
3.4. Resumen conjuntos de datos a utilizar	41
4. Resultados y discusión	44
4.1. Implementación	44
4.2. Resultados de Datos satelitales	47
4.3. Resultados del payload en Cámara de Termovacío	48
4.3.1. A Presión ambiental	49
4.3.2. En vacío	50
4.4. Comparación de instrumentos	50
4.4.1. Tipos de forzantes: RIGOL DG1022 y RNG del PIC	50
4.4.2. Generación: PIC - Medición: Osciloscopio y ADC del PIC	53
4.4.3. Generación: Generador de Señales - Medición: Osciloscopio y ADC del PIC	54
4.5. Prueba de concepto: RC-adhoc	55
4.5.1. Efecto de la Presión	57
5. Conclusiones	59
Bibliografía	63
A. Teoremas de Fluctuación (FT)	66
A.1. Teorema Fluctuación-Disipación (FDT)	66
A.2. Función de Simetría	67
A.3. Teorema de Fluctuacion Transiente (TFT)	67
A.4. Teorema de Fluctuacion Estado Estacionario (SSFT)	67

Índice de Tablas

2.1. Fluctuaciones en el campo magnético para índice K (NOAA)	22
2.2. Niveles de Tormentas Geomagnéticas según índice planetario Kp (NOAA) . .	22
3.1. Resumen de características de interés del forzante.	31
3.2. Características de interés del forzante implementado en el PIC24.	33
4.1. Valores RC medidos y sus errores asociados	46
4.2. Temperatura promedio en la PCB de payloads.	49

Índice de Ilustraciones

2.1.	Distancia fuera del equilibrio α versus la desviación estándar del forzante (tomada de [2])	9
2.2.	PDF del trabajo para un circuito RC paralelo termalizado con distintos tiempos de integración τ (tomada de [3]).	14
2.3.	Esquemático de un circuito RC en serie genérico.	15
2.4.	PDFs para la potencia inyectada de un circuito RC en serie no termalizado (tomada de [1])	16
2.5.	PDFs para el Trabajo y Calor de un péndulo torsional en NESS (tomada de [2])	17
2.6.	PDFs para un sistema coloidal dentro de una trampa óptica en estado NESS (tomada de [2])	18
2.7.	Familia de Cubesats SUCHAI desarrollados por la Universidad de Chile. . .	19
2.8.	Stack de subsistemas de SUCHAI 1.	21
3.1.	Distribución de Craig's esperada para la potencia inyectada (tomada de [4]) .	25
3.2.	Diagrama de bloques del payload RC con sus instrumentos expuestos. . . .	28
3.3.	Arquitectura de software de SUCHAI 1 basada en el patrón <i>Procesador de Comandos</i> (imagen tomada de [5])	29
3.4.	Modelo de capas de programación de SUCHAI 1	29
3.5.	Diagrama de bloques de la implementación de la medición del voltajes para el payload RC a bordo de SUCHAI 1.	33
3.6.	Diagrama de secuencias para la operación de un comando al payload RC desde tierra.	37
3.7.	Setup experimental utilizado en cada prueba del circuito RC adhoc en termovació.	40
3.8.	Disposición de los equipos en pruebas de termovació para el circuito RC adhoc.	41
3.9.	Disposición de componentes en pruebas de termovació para réplica de payload RC. Nota: Se añade aislante eléctrico bajo la PCB, para evitar fugas de corriente por medio de la mesa metálica de la cámara de termovació.	42
4.1.	Esquemático de conexión payload RC con bus PC104	45
4.2.	Construcción PCB de payload RC.	45
4.3.	Construcción de la pcb para el experimento RC-adhoc.	46
4.4.	Histograma promedio de las telemetrías descargadas de SUCHAI 1 para cada frecuencia de operación	47
4.5.	Histogramas de potencia inyectada a presión ambiental para distintas temperaturas.	49

4.6. Histogramas de potencia inyectada en vacío para distintas temperaturas. . .	50
4.7. Densidad de potencia espectral del forzante para los instrumentos empleados. . .	51
4.8. Autocorrelación del forzante del PIC para el telecomando 0x602d 4029. . . .	52
4.9. Autocorrelacion del generador de señales RIGOL DG1022 en modo Noise . . .	52
4.10. Comparación de ADC a bordo de SUCHAI versus Osciloscopio a un presión de vacío ($P = 5 \cdot 10^{-6}$ Torr).	53
4.11. Histogramas en vacío para diferentes temperaturas usando el Generador de señales como forzante	54
4.12. Amplitud medida del forzante del generador de señales.	55
4.13. Periodograma del generador de señales para $V_{pp}=16V$	56
4.14. Histograma y desviación estándar del generador de señales.	56
4.15. Histograma y desviación estándar del voltaje en el capacitor.	57
4.16. Histograma de la potencia inyectada normalizada para pruebas de vacío del circuito RC adhoc.	58
4.17. Efecto de la presión atmosférica en el circuito RC-adhoc para distintas ampli- tudes del forzante.	58

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación y Antecedentes

La mecánica ha desarrollado herramientas para describir completamente la evolución microscópica de los sistemas. Cuando estas herramientas son combinadas con condiciones iniciales y de borde, la evolución de un sistema puede ser predicha de forma precisa. Sin embargo, cuando el sistema bajo observación incrementa en unos pocos grados de libertad se vuelve poco práctica o imposible de resolver mediante este camino. Por ejemplo, no hay manera de medir el microestado inicial de cada una de las partículas de un vaso de agua y en caso de que fuera teóricamente posible, la cantidad de grados de libertad es proporcional al número de avogadro $N_A \approx 6,022 \cdot 10^{23}$ lo cual tornaría imposible resolver las ecuaciones para cada partícula.

Debido a esta inhabilidad para describir el microestado de sistemas tan sencillos, se han desarrollado herramientas macroscópicas para describir estos sistemas. Efectivamente, la termodinámica provee una estructura teórica para correlacionar condiciones de equilibrio termodinámico con las propiedades del sistema. Sin embargo cuando el sistema se aleja del equilibrio termodinámico no existe un camino canónico o estándar para determinar la evolución del estado microscópico y macroscópico del sistema. Es un desafío actual encontrar nuevas metodologías para describir la física que se esconde bajo estas condiciones, más aún cuando el avance actual de áreas como la nanotecnología, máquinas moleculares, turbulencia en fluidos, fluidos granulares, microbiología, micromanipulación, etc. fuerzan cada vez más para explicar las interacciones fuera del equilibrio entre sus partes [6].

Un subconjunto de estos sistemas son los sistemas NESS (NonEquilibrium Steady State)[7], que corresponden a tener una función de estado fuera del equilibrio de forma estacionaria en el tiempo. Un enfoque hacia los sistemas NESS es esforzarse en caracterizar los mecanismos de inyección de energía de un sistema, ya que es una variable estrictamente necesaria para mantener el régimen estacionario. Para ilustrar este concepto, debe pensarse que en muchas situaciones existe un canal para la inyección de energía, usualmente localizado en los contornos del sistema, junto a un canal de disipación, a menudo es mecanismo global como viscosidad o colisiones inelásticas de las partes. Esta dualidad puede ser expresada como un

balance energético del tipo $\dot{U} = I - D$. Cuando el sistema es cerrado y se encuentra en equilibrio, se tiene que la inyección es igual que la disipación $\langle I \rangle = \langle D \rangle$, sin embargo en cualquier experimento realista las cantidades (U, I, D) fluctúan en el tiempo, y no necesariamente lo hacen de la misma forma [8].

En esta línea, la termodinámica estocástica es una rama que ha desarrollado herramientas ampliamente utilizadas para los sistemas NESS conocidas como los Teoremas de Fluctuación [7]. No obstante, se ha demostrado mediante experimentos y simulaciones que dichos teoremas no son válidos incluso en sistemas de primer orden [1, 9]. En particular una investigación [1] logró encontrar el límite experimental para estos teoremas, donde se utilizó un circuito RC fuera del equilibrio como arquetipo de estudio de la ecuación de Langevin. En dicha investigación se estudiaron las propiedades estadísticas de las fluctuaciones de potencia inyectada al circuito bajo diferentes condiciones y se demostró que los teoremas de fluctuación dejan de cumplirse cuando el trabajo W_τ realizado por el circuito es superior a 3 veces el promedio $\frac{W_\tau}{\langle W_\tau \rangle} \geq 3$. Esto indica de que la teoría aún no logra explicar completamente los sistemas más elementales, lo cual genera una presión en la comunidad científica de realizar más experimentos que testeen las herramientas desarrolladas y que expongan a los sistemas bajo diferentes condiciones.

El presente trabajo de tesis se enfoca en el desarrollo del experimento de electrónica fuera del equilibrio que va como carga útil para el cubesat SUCHAI 1, Satellite of the University of Chile for Aerospace Investigation [10], comprendiendo una descripción analítica que concierne desde su diseño, obtención de los datos durante la operación de la misión y pruebas de presión y temperatura en tierra. El objetivo de este experimento ampliar la investigación de [1] al exponer el circuito RC al ambiente espacial. Principalmente se quiere medir las fluctuaciones de potencia inyectada cuando este circuito es forzado a un estado fuera del equilibrio mientras es expuesto a un ambiente hostil. A partir de la investigación de [1] y la arquitectura de software de SUCHAI [11] se construye un payload a bordo de SUCHAI que implementa el experimento, forzando al circuito RC a un estado estacionario fuera del equilibrio mediante telecomandos. A la vez se desea medir los cambios generados en las fluctuaciones de potencia inyectada debido al ambiente espacial. Este payload conforma la primera iteración de una familia de experimentos electrónicos que utilizando los modelos y las herramientas desarrolladas por [4, 12] que permitirían dar información en tiempo real y a bajo costo sobre el ambiente espacial.

El espacio exterior es un ejemplo de ambiente hostil para la electrónica, pues no hay transferencia convectiva de calor, existen fuertes fluctuaciones de radiación electromagnética y hay altos gradientes de temperaturas a lo largo de la órbita. Por esta razón, es que históricamente los grandes proyectos satelitales desarrollados por instituciones como NASA siguen el denominado *método clásico* para el diseño de las misiones espaciales [13], en donde el costo promedio ¹ de un satélite es de \$97 millones USD y el costo de lanzamiento promedio de \$51 millones USD [14]. El origen de estos costos proviene de que los componentes son diseñados de forma especial para el espacio y además se les realiza una gran cantidad de pruebas con el objetivo de minimizar la probabilidad de fallo de la misión.

El Cubesat es un tipo de satélite correspondiente a la categoría de nanosatélites debido

¹Promedio tomado entre los años 1999 y 2009.

a que tienen una masa neta de entre 1kg hasta 10kg. Estos tipos de satélites han tenido un crecimiento exponencial desde mediados de los 2000s [15]. A la fecha se han registrado un total 958 nanosatélites lanzados, de los cuales 875 de ellos son Cubesats, y se espera que en 5 años más esa cifra aumente en un 324 % [16]. La filosofía Cubesat se caracteriza por ser de bajo costo y rápida velocidad de construcción comparada con el método clásico [17]. Los primeros Cubesats fueron construidos con un presupuesto cercano a los \$250 mil USD [17]. El costo de fallo es mucho menor que en misiones clásicas, por lo que los requerimientos y la cantidad total de pruebas se relajan. Este menor costo y mayor velocidad permiten una mayor tasa de recambio tecnológico, junto a un aumento en el uso de componentes *Commercial-Off-The-Shelf* (COTS) para la construcción del satélite.

Dentro de la filosofía Cubesat, las protecciones que aseguren el funcionamiento dentro estas condiciones extremas no son de carácter obligatorio, pues encarecen de forma excesiva el desarrollo del mismo. Esta exposición directa de los componentes con el ambiente espacial transforma al Cubesat una plataforma atractiva para la investigación de la interacción del ambiente espacial con sus componentes internos, convirtiéndose en un vehículo idóneo para esta familia de experimentos electrónicos.

1.2. Hipótesis

Ya ha sido probado que un circuito RC permite estudiar las propiedades de un sistema disipativo llevado a un régimen fuera del equilibrio NESS mediante el estudio de las PDFs de su potencia inyectada [1, 3]. Las restricciones del estándar Cubesat conducen a que generalmente los instrumentos y los experimentos a bordo sean reducidos en peso, consumo y capacidad de cómputo. Es en este contexto que se propone construir un payload a bordo del Cubesat que permita llevar a un circuito RC a un régimen NESS controlando la excitación y midiendo las fluctuaciones de potencia mediante telecomandos.

La hipótesis se basa en dos problemáticas centrales, las cuales se describen a continuación:

- Es posible llevar un circuito RC hacia un régimen fuera del equilibrio con los instrumentos y bajo las restricciones del Cubesat.
- Los instrumentos a bordo del Cubesat permiten cuantificar diferencias en las fluctuaciones de potencia inyectada entre espacio y tierra.

1.3. Objetivo General

El objetivo general es desarrollar un payload a bordo de un nanosatélite Cubesat que permita forzar a un circuito RC a un estado fuera del equilibrio controlando el forzaje mediante telecomandos y se permita descargar los datos hacia tierra.

1.4. Objetivos Específicos

1. Estudiar el estado del arte de la física de los sistemas fuera del equilibrio, así como los experimentos desarrollados por la comunidad científica.
2. Desarrollar una PCB dentro del Cubesat con una fuente de voltaje que genere un forzaje estocástico controlado y que lleve un voltímetro para medir las fluctuaciones de potencia inyectada.
3. Programar un driver que permita controlar la forma de excitación y medición del circuito por telecomandos.
4. Desarrollar un software que permita visualizar los histogramas de la potencia inyectada a partir de la telemetría descargada del satélite.
5. Realizar pruebas de vacío y de temperaturas controladas sobre el circuito RC para contrastar resultados satelitales.
6. Determinar cuales son las características críticas de los instrumentos que permiten observar acoples del ambiente en los mecanismos de transferencia energética del circuito.

1.5. Estructura de tesis

En el capítulo 1 se describe la motivación del experimento y los objetivos generales y específicos de esta trabajo de tesis, también se mencionan algunas generalidades del estándar Cubesat.

El capítulo 2 corresponde a los Antecedentes requeridos para la comprensión de este trabajo de tesis. Se describen algunos conceptos relevantes para el entendimiento de este experimento como lo es el esgimen NESS, la dinámica de Langevin, la elección del tipo de forzantes, el estándar Cubesat y características generales de la órbita LEO.

En el capítulo 3 corresponde al Diseño del payload y a la Metodología de las pruebas. Primeramente se describen los supuestos sobre las distribuciones de voltajes y el modelo fenomenológico de la potencia inyectada. Luego se describe el setup experimental a bordo del satélite, el diseño del experimento y su traducción a un código implementable en el microcontrolador del satélite. Finalmente se describe el montaje y ejecución de las pruebas realizadas en la cámara de termovacío disponible en la facultad (NDT-4000). También se añade un resumen sobre las características de los diferentes conjuntos de datos generados.

En el capítulo 4 corresponde a los Resultados y Discusión. Se muestran los datos obtenidos a través de las distintas pruebas previamente descritas: a bordo del satélite, en el laboratorio, dentro de la cámara de termovacío y utilizando diferentes instrumentos. En tierra se realizan pruebas con diferentes ambientes controlando la presión y temperatura; además, se ejecuta el experimento cambiando los instrumentos de excitación y los de medición a bordo de SUCHAI por un generador de señales (RIGOL DG1022) y un osciloscopio de laboratorio (Tektronix MSO2000B). Se comparan los instrumentos a bordo del SUCHAI versus equipos de laboratorio para ver qué característica del instrumento (excitación y/o medición) permite visualizar al ambiente en la transferencia energética del circuito.

En el capítulo 5 se exponen las Conclusiones y Trabajo Futuro. Aquí se discuten los resultados expuestos en los capítulos anteriores contrastándolos con los objetivos propuestos. Se analizan las características del experimento (RC e instrumentos) que dificultan la medición del acople del ambiente al circuito. Finalmente se dan indicaciones para el diseño de experimentos electrónicos futuros en base a los resultados presentados y posibles derivaciones de esta investigación.

Capítulo 2

Antecedentes

2.1. Cadenas de Markov y Ecuación Maestra

Las cadenas de Markov son procesos estocásticos discretos en tiempo y en el espacio de estados, donde el valor que toma cada variable estocástica depende *únicamente* del valor tomado por la misma variable en el instante previo de tiempo.

Supongamos que la variable estocástica es $x(t)$, la cual toma valores en cada instante de tiempo t sobre un conjunto de N estados, $S = \{s_1, s_2, \dots, s_{N-1}, s_N\}$. Sea $p(x(t) = s_i)$ la probabilidad de que la variable $x(t)$ esté en el estado s_i en el tiempo t . Usando la siguiente notación simplificada $p_i(t) \equiv p(x(t) = s_i)$ y definiendo la probabilidad de transición $W_{ji} \equiv p(x(t+1) = s_j | x(t) = s_i)$, como la probabilidad de saltar del estado s_i hacia el estado s_j .

$$p_i(t) \geq 0 \quad \forall i, t \quad (2.1)$$

$$\sum_i p_i(t) = 1 \quad \forall t \quad (2.2)$$

$$W_{ij} \geq 0 \quad \forall i, j \quad (2.3)$$

$$\sum_i W_{ij} = 1 \quad \forall j \quad (2.4)$$

$$(2.5)$$

Con estas condiciones, se puede definir la regla dinámica de la cadena de Markov que muestra la evolución temporal de las probabilidades de cada estado:

$$p_j(t+1) = \sum_i W_{ji} p_i(t) \quad (2.6)$$

Reordenando la ecuación 2.6, se puede reescribir como:

$$p_i(t+1) = (p_i(t) - p_i(t) \cdot 1) + \sum_j W_{ij} p_j(t) = \left(p_i(t) - p_i(t) \cdot \left(\sum_j W_{ji} \right) \right) + \sum_j W_{ij} p_j(t) \quad (2.7)$$

$$p_i(t+1) - p_i(t) = \sum_{i \neq j} (W_{ij} p_j(t) - W_{ji} p_i(t)) \quad (2.8)$$

La ecuación (2.8) es conocida como la *Ecuación Maestra*, pues nos dice que la variación de probabilidad de estar en un estado s_i en una unidad de tiempo puede ser calculada como la contribución positiva de todas las transiciones de un estado s_j hacia un estado s_i menos todas las contribuciones de saltar desde el estado s_i hacia otro estado s_j .

Si el proceso es estacionario, es decir que la probabilidad de cada estado p_i no depende del tiempo t , entonces se tiene una relación que permite definir probabilidades estacionarias.

$$\sum_{i \neq j} (W_{ij}p_j - W_{ji}p_i) = 0 \quad (2.9)$$

2.2. Estado de Equilibrio versus Estado Estacionario

La teoría clásica de termodinámica explica las transiciones de fase de un sistema entre dos estados de equilibrio, por ejemplo, un gas en expansión por una curva isoterma. Tanto los estados de equilibrio como los estados estacionarios fuera del equilibrio (NESS por sus siglas en inglés) son estados macroscópicos independientes del tiempo, cuya diferencia es evidenciada usando la Ecuación Maestra 2.8 como una derivada con respecto al tiempo:

$$\frac{\partial p(s, t)}{\partial t} = \sum_{s'} [p(s', t)w_{s, s'} - p(s, t)w_{s', s}] \quad (2.10)$$

En la ecuación 2.10 $p(s, t)$ es la probabilidad de que el sistema se encuentre en el microestado s en el tiempo t , mientras $w_{s, s'}$ es la probabilidad de transición de estado entre el microestado s' y el microestado s . En general, un estado estacionario (o estable) es un macroestado caracterizado por el uso de probabilidades p que son independientes del tiempo, $p(s, t) = p(s)$, lo cual implica que:

$$\sum_{s'} [p(s')w_{s, s'} - p(s)w_{s', s}] = 0 \quad \forall s \iff \text{estado estacionario} \quad (2.11)$$

La relación 2.11 dice que el flujo neto de probabilidad entre el microestado s y el resto de microestados se anula. Por otra parte, un sistema que se encuentra en equilibrio también satisface que cada término de la sumatoria en 2.11 se anula, definiendo las probabilidades de equilibrio $p^{eq}(s)$ para el microestado s :

$$p^{eq}(s')w_{s, s'} = p^{eq}(s)w_{s', s} \quad \forall s, s' \iff \text{estado de equilibrio}; \quad (2.12)$$

Es decir, que en la ecuación 2.12 el flujo neto de probabilidad entre cada par de microestados s y s' se anula. Un sistema NESS cumple con la relación 2.11, pero no satisface la condición de equilibrio 2.12. Cuando se tiene un sistema interactuando con un baño térmico, algunos autores se refieren a la ecuación 2.12 como la *hipótesis de equilibrio local* que regula los mecanismos de intercambio energético entre el sistema en observación y el baño térmico.

En términos generales, en mecánica estadística la condición de equilibrio se cumple si la probabilidad de cada microestado s en un sistema dentro de un baño térmico puede describirse por el ensemble canónico.

$$p^{eq}(s) = \frac{e^{-\beta U(s)}}{Z} \quad (\text{ensemble canónico}) \quad (2.13)$$

Donde Z , la función de partición, es un factor de normalización. Luego la condición de equilibrio 2.12 puede ser utilizada para encontrar una relación entre las tasas de transición $w_{s,s'}$ y $w_{s',s}$,

$$\frac{p^{eq}(s')}{p^{eq}(s)} = \frac{w_{s',s}}{w_{s,s'}} = e^{-\beta(U(s')-U(s))} \quad (2.14)$$

$$\ln\left(\frac{p^{eq}(s')}{p^{eq}(s)}\right) = \ln\left(\frac{w_{s',s}}{w_{s,s'}}\right) = -\frac{\Delta U_{s',s}}{k_B T} \quad (2.15)$$

En teoría de sistemas fuera del equilibrio, no hay una regla general similar al peso de Boltzmann (ecuación 2.13), ni tampoco se conoce la distribución de probabilidad para estados estacionarios fuera del equilibrio. En vez de eso, algunos autores [7] calculan la probabilidad setando los valores de transición $w_{s',s}$ de forma a priori y calculando la distribución de probabilidad que cumple con la ecuación 2.11. En este sentido las ecuaciones 2.11 y 2.12 tienen un uso diferente: en un sistema en equilibrio, conocemos $p^{eq}(s)$ y la ecuación 2.12 entrega una relación que las tasas de transición $w_{s',s}$ deben cumplir; en sistemas estacionariamente fuera del equilibrio, se definen las tasas de transición $w_{s',s}$ y la ecuación 2.11 da una relación que las probabilidades $p(s)$ de cada microestado deben satisfacer.

2.2.1. Distancia fuera del Equilibrio (α)

El parámetro α es una medida adimensional que indica que tan lejos del equilibrio se encuentra una variable aleatoria $x(t)$. Se define de la siguiente manera,

$$\alpha = \frac{\langle x^2 \rangle}{\langle x_{eq}^2 \rangle} - 1 \quad (2.16)$$

Donde $\langle x^2 \rangle$ corresponde a la varianza de x en presencia de un forzante de magnitud $f_0 \neq 0$ y $\langle x_{eq}^2 \rangle$ corresponde a la varianza en equilibrio ($f_0 = 0$). Para un sistema disipativo la relación entre α y f_0 es cuadrática ($\alpha \propto f_0^2$).

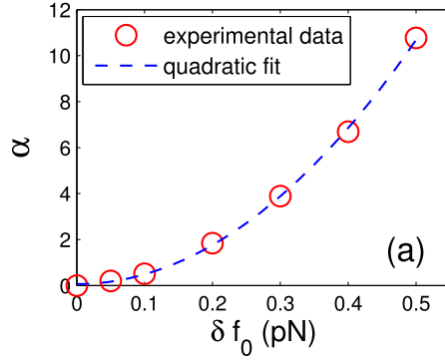


Figura 2.1: Distancia fuera del equilibrio α versus la desviación estándar del forzante aplicado δf_0 sobre una partícula coloidal dentro de una trampa óptica (tomada de [2])

Para el caso de que el proceso $x(t)$ tenga media cero, la distancia α es proporcional a la densidad de potencia espectral (PSD) de la variable aleatoria $x(t)$. Esto es un corolario del teorema Wiener–Khinchin, pues para un sistema de parámetros fijos su PSD es directamente proporcional a su varianza.

$$R_x(\tau) = E(x(t)x(t + \tau)) \quad (2.17)$$

$$P_x = E(|x(t)|^2) = R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f)df \quad (2.18)$$

$$\sigma_x^2 = E(|x(t) - \mu_x|^2) = E(|x(t)|^2) - |\mu_x|^2 = R_x(0) - |\mu_x|^2 \quad (2.19)$$

Donde $R_x(\tau)$ es la autocorrelación de $x(t)$, P_x es la potencia total, $S_x(f)$ es la PSD y (σ_x^2, μ_x) son la varianza y la media.

Claramente si al set de ecuaciones 2.19 se le suma que $\mu_x = 0$ y que $S_x(f)$ es constante dentro de un ancho de banda. Entonces se tiene que $\sigma_x^2 = R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_x(f)df = S_x \cdot B \propto S_x$. Finalmente esto permite establecer a la PSD y/o varianza como una métrica equivalente a la distancia fuera del equilibrio α .

$$\alpha \propto \langle x^2 \rangle = \sigma_x^2 \propto S_x \quad (2.20)$$

$$\alpha \propto S_x \quad (2.21)$$

2.3. Ecuación de Langevin y Movimiento Browniano

El movimiento browniano (MB) es un fenómeno transversal de gran importancia en el entendimiento de muchos procesos naturales como artificiales [18]. Se caracteriza por el movimiento aleatorio de partículas coloidales dentro de un medio fluido cuando se mantienen en equilibrio térmico cuando se le observa bajo un microscopio. Este fenómeno fue observado por Robert Brown en 1827 con partículas de polen del orden de 6-8 $[\mu\text{m}]$ moviéndose sobre agua con un movimiento errático bajo el microscopio. La ecuación de movimiento para la velocidad de una partícula browniana en una dimensión $v(t)$ es la bien conocida *Ecuación de*

Langevin:

$$m \frac{dv(t)}{dt} = -\tilde{\gamma} \cdot v(t) + \tilde{\eta}(t) \quad (2.22)$$

$$\frac{dv(t)}{dt} = -\gamma \cdot v(t) + \eta(t) \quad (2.23)$$

Donde $\gamma = (\tilde{\gamma}/m)$ es el coeficiente de roce de las partículas del fluido oponiéndose al movimiento del coloide por unidad de masa y $\eta(t) = \frac{\tilde{\eta}(t)}{m}$ corresponde a la fuerza por unidad de masa sobre la partícula debido a las colisiones aleatorias con las moléculas del solvente, a veces llamada *fuerza de Langevin*. Paul Langevin introdujo por primera vez fuerzas determinísticas y estocásticas dentro de una misma ecuación. La componente determinística es la fuerza de fricción $-\gamma v(t)$ que actúa sobre la partícula Browniana y la componente estocástica corresponde a la fuerza de las colisiones con las partículas del fluido $\eta(t)$. Este enfoque determinístico-estocástico describe lo que se conoce como una *Ecuación Diferencial Estocástica* (SDE por sus siglas en inglés).

2.3.1. Caso Forzante no-correlacionado y Equilibrio termodinámico

El análisis típico dentro del equilibrio termodinámico supone simetría en el forzante $\eta(t)$, manifestandose en que cada una de las componentes es independiente, isotrópica, no-correlacionada en el tiempo (al menos para una escala mayor a las colisiones $\delta t \gg \delta t_{\text{colision}}$) y que es Gaussiana en los valores. Esto último debido a que $\eta(t)$ se origina a partir de una combinación de muchísimas colisiones que se aproximan como eventos independientes. Luego, el promedio de la fuerza estocástica es nulo y su correlación en el tiempo puede ser modelada con una delta de Dirac:

$$\langle \eta(t) \rangle = 0 \quad (2.24)$$

$$\langle \eta(t)\eta(t') \rangle = \Gamma \delta(t - t') \quad (2.25)$$

Donde los paréntesis $\langle \rangle$ indican promedio estadístico y Γ es una constante. Si resolvemos la ecuación de Langevin 2.23 por medio de integración directa entre 0 y t para la velocidad $v(t)$, obtenemos una integral que no podemos calcular debido a la naturaleza estocástica de $\eta(t)$ (2.26). Sin embargo, utilizando que $\eta(t)$ es δ -correlacionado, podemos calcular el valor de la correlación de la velocidad $\langle v(t_1)v(t_2) \rangle$ (ecuación 2.27).

$$v(t) = v_0 e^{-\gamma t} + \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} \eta(t') dt' \quad (2.26)$$

$$\langle v(t_1)v(t_2) \rangle = \frac{\Gamma}{2\gamma} e^{-\gamma|t_1-t_2|} \quad (2.27)$$

Dado a que estamos trabajando bajo el supuesto de equilibrio estacionario (i.e. se cumplen ec. 2.11, 2.12 y 2.13), entonces es posible utilizar el teorema de equipartición: el cual entrega una relación para la energía cinética promedio $\langle U \rangle$ de cada partícula $\langle \frac{1}{2}mv(t)^2 \rangle$ (caso unidimensional).

$$\langle U \rangle = \frac{1}{2}m \langle v(t)^2 \rangle = \frac{1}{2}k_{\text{B}}T \quad (2.28)$$

Luego igualando la ecuación de correlación (ec. 2.27) para $t_1 = t_2 = t$ junto con la ecuación 2.28, se obtiene una relación fluctuación-disipación (ec. 2.29), donde Γ caracteriza a las fluctuaciones termales y γ a la disipación de la fricción del coloide con el fluido. La ecuación 2.29 relaciona los dos agentes operantes en este problema, y además da una relación entre variables microscópicas (γ) con variables macroscópicas (Γ).

$$\Gamma = \frac{2\gamma k_{\mathbf{B}}T}{m} \quad (2.29)$$

Esta relaciones no solamente aparecen en el MB, sino que aparece en otros sistemas como por ejemplo en sistemas eléctricos (ruido de Johnson–Nyquist) o sistemas ópticos (ley de Kirchhoff de la radiación térmica).

2.3.2. Ecuación de Langevin No Lineal

Un caso más general de la ecuación de Langevin tiene la forma siguiente:

$$\frac{dv}{dt}(t) = h(v, t) + g(v, t) \cdot \zeta(t) \quad (2.30)$$

Donde se reemplaza la anterior fuerza disipativa lineal $-\gamma v(t)$ por la función $h(v, t)$, que depende de forma no lineal de la velocidad instantánea, y se reemplaza el forzante $\eta(t)$ por $\eta(v, t) \equiv g(v, t)\zeta(t)$ el cual contiene un término asociado a la amplitud del forzante $g(v, t)$, y otro a su forma $\zeta(t)$. Nuevamente para el caso en que el forzante $\zeta(t)$ sea Gaussiano con media cero y δ -correlacionado, se tiene:

$$\langle \zeta(t) \rangle = 0 \quad (2.31)$$

$$\langle \zeta(t)\zeta(t') \rangle = 2\delta(t - t') \quad (2.32)$$

Un ejemplo del sistema anterior corresponde a un circuito eléctrico modelado con una EDO de primer orden [19]. Si al circuito se le acopla un generator de ruido aleatorio, las fluctuaciones $\zeta(t)$ corresponden al generator y no a fluctuaciones termales (siempre que la energía inyectada al circuito sea lo suficientemente grande como para despreñar la fluctuación térmica). En este caso se puede rescatar la ecuación 2.30, o incluso la ecuación 2.23 para sistemas LTI (Linear Time-Invariant). En dichos sistemas la fuerza del forzante es $g(v, t)$, se asume conocida pues es un parámetro de control del generator de ruido.

2.3.3. Propiedad Markoviana

Un sistema descrito por la Ecuación de Langevin (lineal o no lineal) con un forzante δ -correlacionado es un proceso de Markov, es decir, la probabilidad condicional en un tiempo t_n solamente depende del valor en el instante de tiempo anterior t_{n-1} , es decir: $p(v(t_n) | v(t_{n-1})) = f(v(t_{n-1}))$. Esta propiedad viene del hecho que una EDO de primer orden está completamente y únicamente determinada por su valor inicial y a que el forzante $\eta(t)$ no puede cambiar la probabilidad condicional en un instante de tiempo posterior $t > t_{n-1}$ (ver ec. 2.26) [19].

Esta propiedad Markoviana de $v(t)$ se destruye si el forzante $\eta(t)$ no está δ -correlacionado en el tiempo. A modo de ejemplo, supongamos el siguiente sistema de Langevin:

$$\frac{dv}{dt} = h(v, t) + \zeta(t) \quad (2.33)$$

Con $\zeta(t)$ que distribuye Gaussianamente y que tiene la función de correlación descrita por la ecuación 2.34. Este forzante hace que $v(t)$ deje de poseer la propiedad Markoviana para valores finitos de γ , aunque $\zeta(t)$ en sí mismo es un proceso de Markov [19].

$$\langle \zeta(t_1)\zeta(t_2) \rangle = \frac{\Gamma}{2\gamma} e^{-\gamma|t_1-t_2|} \quad (2.34)$$

A pesar de lo anterior, se puede introducir una nueva variable ψ que permite rescatar las propiedades del sistema (ec. 2.34) usando otro proceso markoviano δ -correlacionado:

$$\frac{dv(t)}{dt} = h(v, t) + \psi(t) \quad (2.35)$$

$$\frac{d\psi(t)}{dt} = -\gamma\psi(t) + \eta(t) \quad (2.36)$$

Con un ruido δ -correlacionado:

$$\langle \eta(t_1)\eta(t_2) \rangle = \Gamma\delta(t_1 - t_2) \quad (2.37)$$

Debido a las ecuaciones (2.23, 2.25 y 2.27) es fácil ver que (2.35, 2.36 y 2.37) son equivalentes a (2.33 y 2.34), pues se rescata que :

$$\langle \psi(t_1)\psi(t_2) \rangle = \frac{\Gamma}{2\gamma} e^{-\gamma|t_1-t_2|} \quad (2.38)$$

Esto demuestra que al introducir nuevas variables, un proceso no-Markoviano puede ser reducido a procesos Markovianos y simplificar el análisis.

2.3.4. Medición del la PSD de un forzante no-correlacionado

Experimentalmente hablando las fluctuaciones son difíciles de medir directamente, sin embargo una forma de hacerlo es medir la densidad de potencia espectral $S_{\eta\eta}$ (PSD por sus siglas en inglés). Usando el teorema Wiener–Khinchin se tiene que la PSD se encuentra a partir de la respuesta en frecuencia de la autocorrelación $R_{\eta\eta}$.

$$S_{\eta\eta}(f) = \mathcal{F}\{R_{\eta\eta}(\tau)\}(f) \quad \forall f \quad (2.39)$$

Donde \mathcal{F} es la transformada de Fourier. Para el caso de forzantes δ -correlacionados (relación 2.25) la ecuación 2.39 toma la forma:

$$S_{\eta\eta}(f) = \mathcal{F}\{R_{\eta\eta}(\tau)\}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Gamma \cdot \delta(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = \Gamma \quad \forall f \quad (2.40)$$

$$S_{\eta\eta}(f) = \Gamma \quad \forall f \quad (2.41)$$

Haciendo uso de una definición alternativa de $S_{\eta\eta}$ (ver ecuación 2.42) se encuentra una forma de calcular la PSD a partir de la respuesta en frecuencia de $\eta(f)$. Esto es útil, ya que permite utilizar trazas temporales experimentales $\eta^{\text{exp}}(t)$, para calcular para calcular $\eta^{\text{exp}}(f)$ y luego la PSD.

$$S_{\eta\eta}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E(|\eta(f)|^2)}{T} \quad \forall f \quad (2.42)$$

Donde $E()$ corresponde al valor esperado y T al periodo efectivo de la señal de potencia. La expresion anterior basada en el límite $T \rightarrow \infty$ puede ser aproximada mediante el uso del tiempo total de la realización del proceso estocástico, T_{total} , junto a un periodograma $\text{Per}(f)$. Si el ruido es δ -correlacionado en el tiempo, se puede aproximar Γ mediante el valor medio del periodograma en cada frecuencia f_i :

$$\Gamma = S_{\eta\eta}(f) \approx \frac{1}{L} \sum_{f_i=f_0}^{f_L} \text{Per}(f_i) = \frac{1}{L} \sum_{f_i=f_0}^{f_L} \frac{|\eta(f_i)|^2}{T_{\text{total}}} \quad (2.43)$$

Donde T_{total} corresponde al tiempo total de la realización del proceso estocástico $\eta(t)$ y L a la cantidad de frecuencias medidas del espectro de $\eta(f)$.

2.3.5. Caso Forzante correlacionado y Estado NESS

Un forzante en el mundo real tiene un tiempo de correlación no nulo, ejemplo ec. 2.34, lo cual prohíbe un equilibrio termodinámico real [1],[20]. Por otra parte, si el sistema se encuentra en estado NESS resulta más sencillo estudiar el balance energético del sistema, pues permite estudiar al sistema a través de sus variables macroscópicas [20]. Como caso general, suponga que se tiene un sistema descrito por la ecuación no-lineal de Langevin (ver ec. 2.30), al multiplicar por $v(t)$ a ambos lados se tiene,

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{v(t)^2}{2} \right] = \eta(v, t)v(t) - h(v, t)v(t) \quad (2.44)$$

Donde para el caso lineal (ver ec. 2.23) se reduce a,

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{v(t)^2}{2} \right] = \eta(t)v(t) - \gamma v(t)^2 \quad (2.45)$$

En ambos casos se tiene la forma,

$$\dot{U} = I(t) - D(t) \quad (2.46)$$

Donde U corresponde a la energía interna del sistema, I es la inyección y D es la disipación. Se tiene que en general la inyección es proporcional al forzante y a la respuesta del sistema ($I \propto \eta(t)v(t)$) y la disipación es cuadrática con la respuesta macroscópica del sistema ($D \propto v(t)^2$). Un sistema disipativo que es llevado a un estado NESS está manipulado principalmente por el término de inyección $I(t)$ y contiene un término disipativo $D(t)$ que regula el incremento de energía, de una forma tal que $\Delta U_\tau \equiv \int_t^{t+\tau} \dot{U}(t') dt' = U(t+\tau) - U(t)$ es una variable fluctuante. En equilibrio termodinámico, el promedio de inyección y disipación son iguales, haciendo que el promedio de variación de energía interna se anule $\langle \Delta U_\tau \rangle = \langle \int_t^{t+\tau} I(t') dt' \rangle -$

$\langle \int_t^{t+\tau} D(t') dt' \rangle = 0$. Notar que la ecuación 2.46 es simplemente una manifestación de la primera ley de la termodinámica:

$$U_\tau = W_\tau - Q_\tau = U(t + \tau) - U(t) \quad (2.47)$$

$$W_\tau = \int_t^{t+\tau} dt' I(t') \quad (2.48)$$

$$Q_\tau = \int_t^{t+\tau} dt' D(t') = W_\tau - U_\tau \quad (2.49)$$

Sin embargo, estudiar el sistema utilizando la expresión exacta de U y de Q_τ tiene dos problemas:

1. La energía interna del sistema $U(t)$ necesita ser redefinida cuando está en estado NESS, pues el ensemble no sigue una distribución de Boltzmann (ver ec. 2.13) [21].
2. En estricto rigor Q_τ no es directamente medible, pues la forma en que los sensores miden calor es a través del cambio de energía libre (ΔF^{eq}) entre el sensor y el sistema, bajo la *hipótesis de equilibrio local* (ec. 2.15). El sensor se aprovecha de la relación $T\Delta_\tau S = W_\tau^{eq} - \Delta_\tau F^{eq} \geq 0$. Incluso si el tiempo del sensor es lo suficientemente rápido como para considerar que las transferencias de calor sistema-sensor ocurren en equilibrio, debe ser cauteloso al utilizar la expresión directa de $D(t)$, pues las expresiones suelen asumir la presencia de un baño térmico u otras condiciones ambientales, el cual no es el caso de SUCHAI.

Al ser el objeto de este trabajo de tesis un sistema NESS, entonces una forma de evitar los problemas anteriores es trabajar con la inyección $I(t)$, pues contiene dos variables directamente medibles que llevan al sistema al estado NESS: la respuesta macroscópica del sistema $v(t)$ y el forzante aplicado al mismo $\eta(t)$. Estudiar las propiedades de $I(t)$ equivale a estudiar las propiedades termodinámicas de sistema en estado NESS [9].

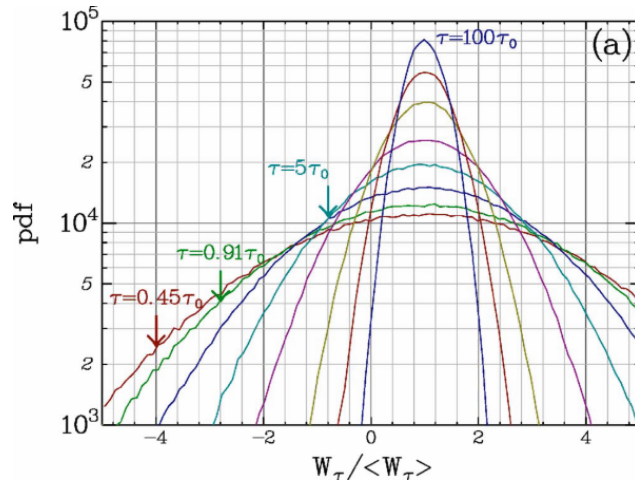


Figura 2.2: PDF del trabajo para un circuito RC paralelo termalizado con distintos tiempos de integración τ (tomada de [3]).

2.3.6. Caso de estudio: Circuito RC

Una forma experimental de estudiar la ecuación de Langevin es utilizar un circuito RC en serie en estado NESS. Esto pues como se indica en [19], un circuito eléctrico puede implementar las condiciones de un sistema de Langevin. En efecto para el circuito RC en serie de la figura 2.3 se tiene el siguiente set de ecuaciones:4

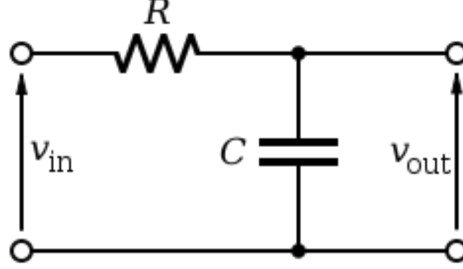


Figura 2.3: Esquemático de un circuito RC en serie genérico.

$$V_R(t) + V_{\text{out}}(t) = V_{\text{in}}(t) \quad (2.50)$$

$$R \cdot i(t) + V_{\text{out}}(t) = V_{\text{in}}(t) \quad (2.51)$$

$$RC \left(\frac{dV_{\text{out}}}{dt} \right) (t) + V_{\text{out}}(t) = V_{\text{in}}(t) \quad / \cdot \gamma = 1/RC \quad (2.52)$$

$$\frac{dV_{\text{out}}}{dt}(t) = \gamma V_{\text{in}}(t) - \gamma V_{\text{out}}(t) \quad (2.53)$$

Donde $V_{\text{in}}(t)$ es el forzante aleatorio del circuito, $I(t) = \gamma V_{\text{in}}(t) V_{\text{out}}(t)$ es la potencia inyectada y $D(t) = \gamma (V_{\text{out}}^2(t))$ es la disipación. Por otra parte, $\gamma = \frac{1}{RC}$ se asume constante y se trabaja bajo el supuesto que la corriente es la misma por todos los nodos, es decir $i = i_R = i_C = C \cdot \frac{V_{\text{out}}}{dt}$ y que no hay variaciones perceptibles en el flujo magnético que induzcan una fem.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{V_{\text{out}}^2}{2} \right) (t) = \gamma V_{\text{in}}(t) V_{\text{out}}(t) - \gamma V_{\text{out}}^2(t) \quad (2.54)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{V_{\text{out}}^2}{2} \right) (t) = I(t) - L(t) \quad (2.55)$$

Al igual que en situaciones anteriores, se asume que el forzante aleatorio es δ -correlacionado de media cero:

$$\langle V_{\text{in}}(t) \rangle = 0 \quad (2.56)$$

$$\langle V_{\text{in}}(t) V_{\text{in}}(t') \rangle = D \delta(t - t') \quad (2.57)$$

En lo que sigue de este documento se trabajará con la potencia inyectada normalizada $\tilde{I} = V_{\text{in}}(t) \cdot V_{\text{out}}(t) = I/\gamma$ que es equivalente a dividir toda la ecuación (2.55) por γ , pues se tiene la ventaja de que existen modelos fenomenológicos y simulaciones para la variable normalizada [9],[4], [1]

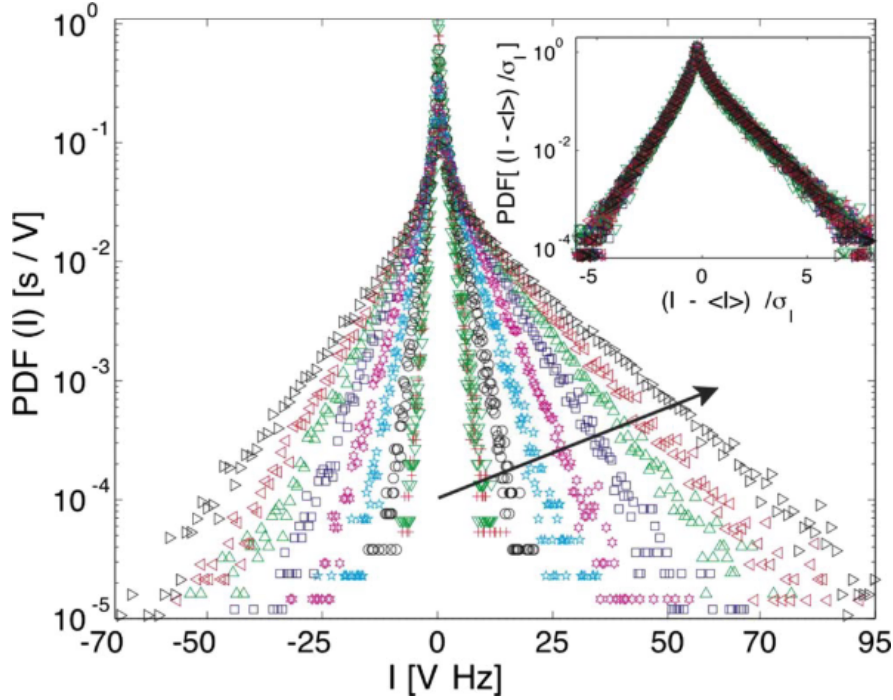


Figura 2.4: Densidad de probabilidad para la potencia inyectada de un circuito RC en serie no termalizado para distintos valores del forzante $D=0.06-1.56 \times 10^{-3} V_{\text{rms}}^2/\text{Hz}$. Inset: Densidad de probabilidades re-escaladas para $(I - \langle I \rangle)/\sigma_I$ (tomada de [1]).

2.4. Forzantes para sistemas NESS

La respuesta de un sistema es una función con respecto a la entrada del sistema. Parte importante del estudio de fluctuaciones tiene que ver con qué tipo de forzante el sistema se utiliza para llegar al estado NESS y cómo este permite estudiar las fluctuaciones. En general los forzantes tienen dos categorías: forzantes determinísticos y forzantes estocásticos. Se ha argumentado que el régimen de validez de los teoremas de fluctuación para sistemas fuera-del-equilibrio A es críticamente dependiente de la naturaleza del forzante: para forzantes determinísticos los FTs se cumplen en el rango $\frac{W_\tau}{\langle W_\tau \rangle} < 5$ y para forzantes aleatorios los FTs operan en el rango $\frac{W_\tau}{\langle W_\tau \rangle} < 1$ [2]. Esto muestra que hay un mecanismo distinto que opera en los sistemas cuando el forzante es aleatorio, haciendo necesaria la creación de más experimentos que operen en ese régimen.

2.4.1. Forzante Determinísticos

Forzante sinusoidal

Este tipo de forzante corresponde a la familia determinística de forzantes. El forzante sinusoidal ya ha sido utilizado en sistemas fuera del equilibrio, como en el caso de un sistema de Langevin de primer orden [22] y en un sistema de dos estados (*two-level system*) [23].

La característica principal de este forzante es que permite un estudio minucioso del sistema solamente en un modo de frecuencia, lo cual favorece la precisión si el objeto de estudio es entorno a esa frecuencia. Sin embargo, el problema es que para lograr un barrido de frecuencias hay que repetir los experimentos en cada punto de interés. Además, el rango dinámico de las fluctuaciones está directamente caracterizado por la naturaleza determinística del forzante (amplitud, frecuencia y fase).

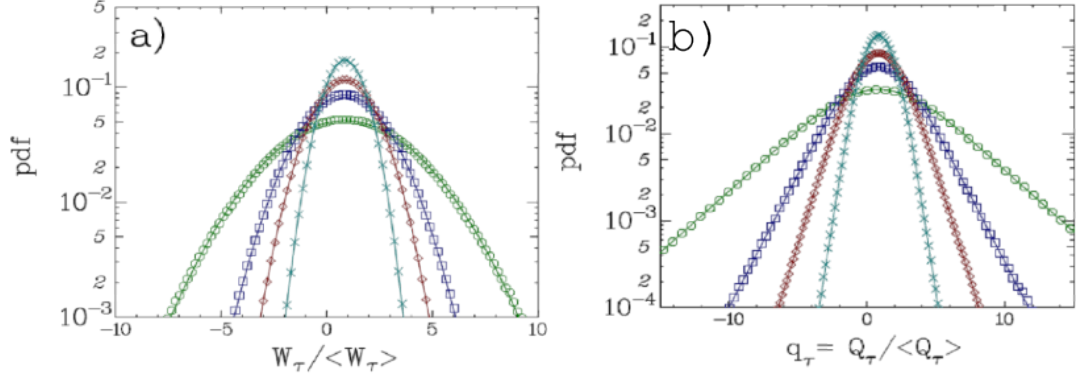


Figura 2.5: Densidad de probabilidad para el trabajo (a) y calor (b) normalizados en un péndulo torsional sometido a un forzante sinusoidal determinístico en estado NESS. Se muestran densidades computadas para diferentes tiempos de integración $\tau = n \cdot T$ proporcionales al período T , donde: $n = 7(\circ)$, $n = 15(\square)$, $n = 25(\diamond)$, $n = 50(\times)$ (tomada de [2]).

2.4.2. Forzante Aleatorio

Se ha debatido que la naturaleza (determinística o estocástica) del forzante puede jugar un rol importante en la distribución de la potencia inyectada, llevando a posibles desviaciones de la relación A.5 para grandes fluctuaciones ($W_\tau / \langle W_\tau \rangle > 1$) [2]. En efecto, en experimentos y simulaciones como en partículas Brownianas con un baño de ruido blanco [9] y ruido colorado [20], en convección termal turbulenta [24], en ondas turbulentas [12], un plato metálico vibratorio [25], en un circuito RC [1] y en un detector de ondas gravitacionales [26]; que las distribuciones de probabilidad del trabajo inyectado por el forzante no son Gaussianas, sino que distribuyen de forma asimétrica con colas que decaen exponencialmente en torno a 0. Esto supone una violación a la relación lineal sugerida por los FTs, ya sea haciendo que aparezcan relaciones no-lineales entre fluctuaciones positivas y negativas, o bien introduciendo temperatura efectivas. La explicación sugerida por [2] es que el forzante estocástico actúa en sí-mismo como un baño térmico. Es precisamente por esta última razón que el estudio de las distribuciones del trabajo realizado por el forzante son críticos para entender el comportamiento de un sistema NESS con forzante estocástico.

Cabe mencionar que la literatura con forzantes estocásticos se ha centrado en ruidos δ -correlacionados con distribución Gaussiana, existiendo solamente un caso con ruido Poisson [27]. En el presente trabajo se amplía el abanico de forzantes al utilizar una distribución Uniforme en el forzante.

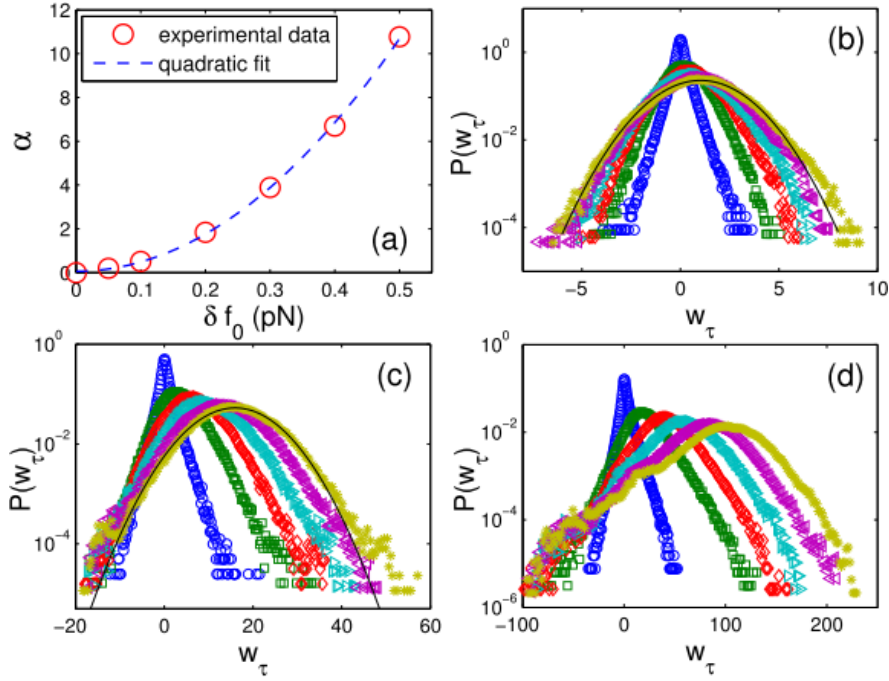


Figura 2.6: Densidades de probabilidad para un sistema coloidal en una trampa óptica con dinámica de Langevin de primer orden en estado NESS. (a) Dependencia de α con la desviación estándar del forzante aleatorio. (b) Densidad para el trabajo w_τ para $\alpha = 0,20$; (c) $\alpha = 3,89$; (d) $\alpha = 10,77$. Los símbolos corresponden a diferentes tiempos de integración $\tau = 5\text{ms}$ (○ – azul), 55ms (□ – verde), 105ms (◇ – rojo), 155ms (◁ – púrpura), 205ms (▷ – cian), 255ms (* – amarillo) (Imagen tomada de [2]).

2.5. Satélites tipo Cubesat

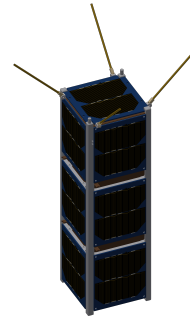
El estándar Cubesat ha aparecido como una plataforma de bajo costo y de rápido desarrollo para la investigación de espacio y tecnología. La idea del estándar nace desde una colaboración entre la Universidad de Stanford y la Universidad Politécnica de California (Cal Poly) a fines del año 1999 con el desarrollo de OPAL (Orbiting Picosat Automated Launcher), siendo en 2003 el primer Cubesat lanzado al espacio. El estándar Cubesat define el tamaño y el peso de los satélites en múltiplos de 1U (1 unidad), donde 1U corresponde a un tamaño $10\text{cm} \times 10\text{cm} \times 10\text{cm}$ y a un peso máximo de $1,33\text{kg}$. Otros tamaños desarrollados por el estándar son los Cubesat de 2U, 3U y 6U ¹, los cuales equivalen al apilamiento de más unidades a lo largo de una misma cara. Por ejemplo un Cubesat de 3U tiene un largo de 30cm (ver figura 2.7), uno de 2U tiene un largo de 20cm y uno de 6U corresponde a dos cubesat de 3U unidos por el costado. Esta estandarización y cercanía al mundo universitario, ha llevado un crecimiento exponencial en las misiones Cubesat, logrando un total de 875 Cubesats lanzados al año 2017 y se predice que para cinco años más (2023) el total de Cubesats lanzados sea de 4037 mostrando un aumento de 324% con respecto al total lanzado el 2017.

Los principales requisitos del estándar de interés para los experimentos son [28]:

¹Según el sitio <https://www.nanosats.eu/> los tamaños de cubesats más lanzados son los de 3U con 46.7% y el de 1U con un 14.3% , con respecto al total de lanzamientos al año 2018. Por debajo le siguen los Cubesats de 2U con 6.8% y 6U con 7.8% del total de lanzamientos.



(a) SUCHAI 1 (1U)



(b) SUCHAI 2 (3U)

Figura 2.7: Familia de Cubesats SUCHAI desarrollados por la Universidad de Chile.

- De tipo General:
 - Las dimensiones físicas y peso total son definidas (1U = 10cm × 10cm × 10cm a 1,33kg).
 - Para un tamaño dado, la capacidad total generación de energía está limitada por el área disponible para paneles solares.
 - La órbita del cubesat será determinada por la órbita de la carga principal del lanzador²
 - El cubesat será protegido por el lanzador durante su lanzamiento (por medio del P-POD³).
 - El cubesat no puede transmitir ninguna señal electromagnética durante los primeros 45 minutos después de separarse del P-POD.
- De las Pruebas previas al lanzamiento:
 - El satélite completo debe someterse a pruebas de vibración provistas por el lanzador. Por ende, ningún componente debe ir suelto dentro.
 - El satélite completo debe someterse a pruebas de termo-vacío provistas por el lanzador para asegurar el outgasing de los componentes.

Cabe destacar que de las restricciones de tamaño y consumo, también se aplica a los procesadores a bordo desembocando en la capacidad de cómputo a bordo sea limitado. Por esta razón se recomienda que los experimentos científicos a bordo de Cubesats realicen el procesamiento de datos en tierra.

2.6. Arquitectura satelital

La **misión** es el objetivo o propósito general que se busca cumplir mediante la operación de un satélite. En términos funcionales, el satélite se divide principalmente en dos partes: los **payloads** y el **bus**. Los payloads son sistemas que cumplen con tareas específicas a lo

²La órbita puede ser modificada solamente si el Cubesat lleva un sistema de propulsión para ello. La mayoría de los Cubesats que poseen uno lo utilizan para deorbitar y no quedar como futura basura espacial.

³Poly Picosatellite Orbital Deployer, corresponde al contenedor del Cubesat mientras este alberga en el cohete. También es el sistema a cargo de desplegar al Cubesat fuera del cohete.

largo de la operación del satélite que permiten cumplir con el objetivo de la misión, mientras que el bus corresponde a la colección de sistemas que prestan servicios para que los payloads realicen las tareas.

El satélite se comunica con una base en tierra llamada **Estación Terrena** (GS por sus siglas en inglés), la cual envía **telecomandos** al satélite, llevando información e instrucciones para el satélite. El satélite responde a la estación terrena con **telemetría**, la cual contiene información del bus y/o de los payloads a bordo.

A pesar de existir una gran variedad de satélites y misiones existentes, la mayoría de ellos comparte una estructura común [17]. La siguiente lista corresponden al bus de un satélite típico, sea Cubesat u otro:

1. **Electrical Power System (EPS)**: Sistema encargado de proveer energía a todo el bus mediante la conversión de radiación solar captada por paneles fotovoltaicos.
2. **Transceiver (TRX)**: Sistema encargado de las telecomunicaciones. Se comunica con la estación terrena.
3. **Command and Data Handling (C&DH)**: Encargado recibir los telecomandos del TRX y repartirlo hacia distintos sistemas (bus o payload), o bien ejecutarlos directamente. Procesa, almacena y da formato a los datos que posteriormente serán enviados a la estación terrena. Contiene al OBC y al repositorio de datos.
 - **On Board Computer (OBC)**: Es el computador que lleva el software de vuelo del satélite. Este software gestiona y organiza todas las acciones que debe ejecutar el satélite en cada momento.
 - **Repositorio de datos**: Sistema de memorias que almacenan la data que finalmente será transmitida a tierra.
4. **Estructura y mecanismos**: Corresponde al soporte físico para todo el satélite.
5. **Sistema Termal**: Sistema encargado de controlar la temperatura interna del Cubesat. Usualmente, el control termal suele ser pasivo mediante la elección
6. **Attitude Determination & Control System (ADCS)**: Sistema encargado de determinar la posición u orientación del satélite en su órbita y de rotar al satélite hacia una determinada posición (ej: apuntar paneles solares hacia el sol).
7. **Propulsión**: Sistema encargado de otorgar empuje al satélite para modificar su órbita.

Para el caso de SUCHAI 1 el bus está compuesto por los componentes más esenciales: EPS, TRX, OBC y Estructura. Al ser la primera versión, SUCHAI 1 no cuenta con un sistema de control de posición (ni tiene ADCS, ni propulsión), y tampoco cuenta con control termal. En la figura 2.8 se muestra el stack de subsistemas para el caso de SUCHAI 1.

2.7. Ambiente Espacial en órbita LEO

En lo que respecta a este trabajo de título se enfocará en las características generales de una órbita LEO (Low Earth Orbit), que son órbitas entre comprendidas entre los 300 y

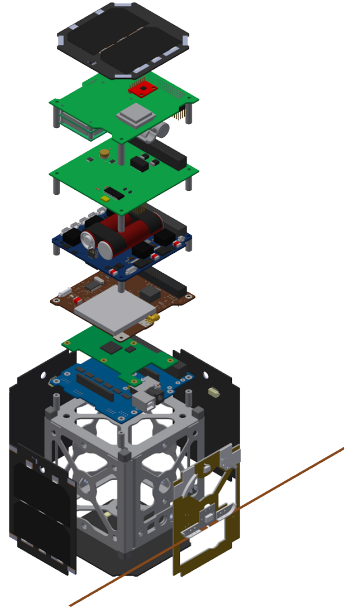


Figura 2.8: Stack de subsistemas de SUCHAI 1. Desde arriba hacia abajo: panel solar, PCB de payloads (contiene *este* experimento), sensor langmuir probe, EPS, TRX, OBC (PIC24), estructura, antenas y paneles solares.

500km de altitud, son las más utilizadas por la comunidad Cubesat y otras naves⁴.

El clima espacial o *Space Weather* es el impacto a corto de la radiación proveniente del Sol, los vientos solares y fluctuaciones de los campos magnéticos interplanetarios que afectan a los sistemas espaciales. Dentro de ellos se incluye el efecto de los CME (Coronal Mass Ejections), fulguraciones solares y colisiones de partículas energéticas con la atmósfera terrestre. Todos estos fenómenos afecta los campos y partículas de la magnetósfera terrestre, los anillos de radiación, auroras boreales, la ionósfera e incluso a la termósfera y mesosósfera, así como también a los sistemas e instrumentos espaciales que interactúan en esta región. Usualmente son los sistemas que se ven principalmente afectados por este fenómenos están relacionados con comunicaciones y navegación.

Magnetósfera

Las tormentas geomagnéticas son grandes perturbaciones en el ambiente geomagnético terrestre cercano, causado por los vientos solares y estructuras de campo interplanetario que se originan a partir de fenómenos solares como las CMEs. Durante estas tormentas hay un fuerte aumento de los iones energéticos del orden de 10-100 keV. Ocasionalmente también suelen haber flujos intensos de electrones relativistas (MeV) que son inyectados dentro de los cinturones de Van Allen, es de particular interés la Anomalía del Atlántico Sur o SAA por sus siglas en inglés, ya que alcanza las altitudes de una órbita LEO y también alcanza la

⁴La estación espacial internacional (ISS por sus siglas en inglés) habita entre los 330-410 km de altitud, lo cual también cae dentro de una órbita LEO.

órbita de SUCHAI 1.⁵

- **Índice K y Fluctuación de Campo Magnético:** El índice K es un código que está relacionado con el máximo diario de las fluctuaciones en la componente horizontal observada por un magnetómetro. La conversión entre nT hacia índice-K varía de observatorio a observatorio, donde los observatorios que se ubican a mayor latitud requieren mayores niveles de fluctuación de campo magnético para un valor K dado. La tabla de conversión entre ΔB y el valor de K para el magnetómetro de Boulder (USGS) se muestra a continuación en la tabla 2.1,

K	ΔB [nT]
0	0-5
1	5-10
2	10-20
3	20-40
4	40-70
5	70-120
6	120-200
7	200-330
8	330-500
9	500

Tabla 2.1: Fluctuaciones en el campo magnético para índice K (NOAA)

- **Índice Kp y Niveles de Tormenta:** El índice planetario de K, denominado Kp, corresponde al valor ponderado de los índices-K de un total de una red de observatorios geomagnéticos. La información sobre Kp entregada por el NOAA corresponde a una estimación a partir de un monitoreo minuto a minuto de los índices-K de cada estación, ayudando a levantar una alerta cuando los umbrales son traspasados. La tabla 2.2

Kp	Nivel de tormenta Geomagnética
0 - 4	G0 (No se considera tormenta)
5	G1
6	G2
7	G3
8	G4
9	G5

Tabla 2.2: Niveles de Tormentas Geomagnéticas según índice planetario Kp (NOAA)

⁵Los *cinturones de radiación de Van Allen* son dos zonas de la magnetosfera terrestre donde se concentran grandes cantidades de partículas originadas en su mayor parte por el viento solar capturado por el campo magnético terrestre. La Anomalía del Atlántico Sur es una región del cinturón en donde los cinturones de radiación de Van Allen se encuentran a unos cientos de kilómetros de la superficie terrestre. Como resultado en esa región la intensidad de radiación es más alta que en otras regiones.

Capítulo 3

Diseño del payload y Metodología de pruebas

Usualmente la literatura de sistemas fuera del equilibrio se centra en estudiar la validez de teoremas de fluctuación, como por ejemplo el SSFT o TFT. Cuando son válidas, dichas herramientas son bastante útiles a la hora de analizar sistemas en condiciones fuera del equilibrio. Sin embargo, una hipótesis que merma la validez de los teoremas es que el sistema debe estar termalizado (inmerso en un baño térmico). Una investigación anterior [1] demostró que dichos teoremas no son válidos para un circuito RC en serie cuando el ambiente no es termalizado. El interior del Cubesat no tiene un sellado que permita mantener un baño térmico ya que en el vacío espacial cualquier gas se fuga hacia el exterior del satélite; además de esto, el ambiente espacial contiene fluctuaciones termales importantes dadas por los ciclos día-noche, por la actividad solar y la actividad geomagnética, lo cual dista bastante de un sistema termalizado. Estas características hacen al Cubesat una plataforma accesible de bajo costo para estudiar los regímenes NESS en condiciones hostiles difícilmente replicables en tierra. Es en este contexto que se propone hacer una comparativa de que tan distinto puede ser el régimen NESS en el ambiente espacial con respecto a un régimen NESS en tierra.

La forma típica en que se realizan los estudios de sistemas NESS es mediante el análisis de las distribuciones de probabilidad de la potencia inyectada y/o de la potencia disipada. De igual forma en este trabajo se utiliza la potencia inyectada como métrica para comparar el régimen NESS mediante el uso de histogramas de los voltajes de entrada como de salida del circuito RC. El forzante utilizado en cada corrida de los experimentos consiste en una señal estocástica de amplitud fija y con ancho de banda configurable via telecomandos. Para poder hacer una comparativa válida de los ambientes, se aplica el mismo forzante al circuito tanto en ambiente controlados como en ambientes no-controlados de forma de poder buscar cómo se generan distintos regímenes. La notación utilizada en este informe es que cada conjunto de datos representa una condición ambiental distinta y cada traza temporal dentro del conjunto, corresponde a una corrida experimental.

3.1. Modelos de las Distribuciones

3.1.1. Voltaje de entrada V_{in}

El modelo utilizado en la literatura para la distribución del forzante de entrada es una distribución **normal** y de espectro blanco en frecuencia δ -correlacionado en el tiempo. Con respecto a los valores, en la literatura se suele utilizar un forzante con distribución Normal (Gaussiana). Sin embargo, como se explicará en la sección 3.2.3 en el payload se implementa una distribución **uniforme** de media cero y varianza fija. Con respecto a su respuesta en el tiempo, el forzante no puede tener ser δ -correlacionado debido a las limitaciones físicas del ZOH en el DAC, sino que tiene un ancho de banda finito. Una forma de modelar esto tomar un ruido blanco y filtrarlo a un ancho de banda λ finito como lo muestran las siguientes ecuaciones (ecuación 3.2).

$$\frac{dV_{\text{out}}(t)}{dt} = -\gamma V_{\text{out}} + \gamma V_{\text{in}}(t) \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_{\text{in}}(t)}{dt} = -\lambda V_{\text{in}}(t) + \eta(t) \quad (3.2)$$

Donde $\eta(t)$ es un ruido blanco (δ -correlacionado) de media cero. Es importante notar la distinción, que la distribución de valores para el forzante generado por el PIC24 a bordo del satélite tiende a una distribución uniforme. Sin embargo, para el caso de las pruebas con el circuito RC adhoc (ver sección 3.3.1), se utiliza una distribución Normal.

3.1.2. Voltaje de salida V_{out}

Debido a que el circuito RC es un filtro pasabajos, se espera que la distribución de los voltajes en el condensador reflejen una distribución **normal** de media cero con una varianza modificada. La distribución del voltaje de salida se espera que sea Normal, tanto para el caso del payload como para el circuito adhoc. El tiempo de correlación debe ser exponencial, pues se regula por la ecuación 3.2.

3.1.3. Potencia Inyectada: Distribución de Craig

La potencia inyectada $I(t)$ conformada como el producto de dos procesos estocásticos V_{in} y V_{out} de media cero, tiene una distribución llamada distribución de *Craig* [4], la cual ha sido demostrada empíricamente por [12], [1], [29].

La función de densidad de probabilidad de potencia inyectada tiene un modelo determinado por la ecuación (3.3). Donde K_0 corresponde a la función de Bessel modificada de segundo tipo de orden cero y ρ corresponde al factor de correlación de Pearson entre los voltajes de entrada y salida.

$$P(\tilde{I}) = \frac{1}{\sqrt{1 - \rho^2} \sigma_{V_{\text{in}}} \sigma_{V_{\text{out}}}} \exp\left[\frac{\rho \tilde{I}}{(1 - \rho^2) \sigma_{V_{\text{in}}} \sigma_{V_{\text{out}}}}\right] K_0\left[\frac{|\tilde{I}|}{(1 - \rho^2) \sigma_{V_{\text{in}}} \sigma_{V_{\text{out}}}}\right] \quad (3.3)$$

Donde \tilde{I} es la potencia normalizada por el coeficiente de viscosidad, para el caso RC: $\tilde{I} = I/\gamma = V_{\text{in}}V_{\text{out}}$. En la figura 3.1 se puede observar esta ecuación para diferentes valores de correlación ρ entre V_{in} y V_{out} , demostrando una marcada asimetría en sus colas para valores de $\rho \neq 0$. Cuando $\rho > 0$ se dice que el sistema es más probable que disipe energía y cuando $\rho < 0$ es más probable a que devuelva energía hacia la fuente. La comparación que se muestra

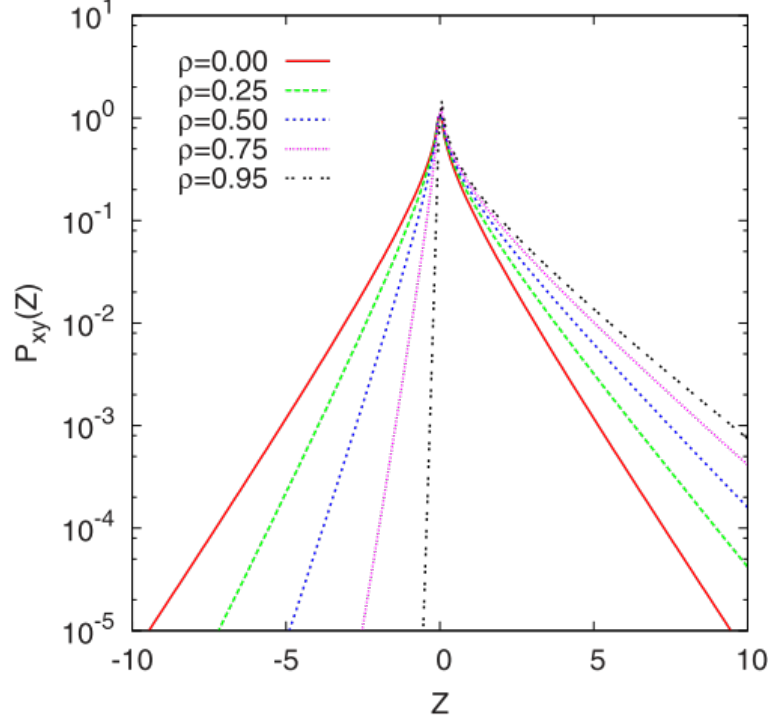


Figura 3.1: Distribución de potencia inyectada normalizada teórica para diferentes valores de correlación ρ . Si el índice de correlación es negativo las curvas se mueven hacia la izquierda en vez de la derecha [4]

en la figura 3.1, es válida si las varianzas son idénticas, en caso contrario conviene hacer un re-escalamiento para eliminar $\sigma_{V_{\text{in}}}$ y $\sigma_{V_{\text{out}}}$ del análisis. El re-escalamiento corresponde al cambio de variables: $Y = g(\tilde{I}) = \frac{\tilde{I}}{\sigma_{V_{\text{in}}}\sigma_{V_{\text{out}}}}$ haciendo la ecuación 3.3 dependa solamente del coeficiente de correlación ρ como se muestra en la ecuación 3.4.

$$P(Y) = \frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left[\frac{\rho Y}{(1-\rho^2)}\right] K_0\left[\frac{|Y|}{(1-\rho^2)}\right] \quad (3.4)$$

$$\text{Donde } Y = \frac{\tilde{I}}{\sigma_{V_{\text{in}}}\sigma_{V_{\text{out}}}} \quad (3.5)$$

3.1.4. Cálculo de bins para histogramas

Con el objetivo de minimizar la dispersión en los histogramas de V_{in} , V_{out} y \tilde{I} , se decide utilizar una regla no paramétrica para determinar el ancho de bin h que minimice el error de representación del histograma. Dado a que se espera que cada traza temporal (V_{in} , V_{out} , \tilde{I}) tenga una distribución distinta se utilizan eligen 3 reglas distintas para el ancho de bin h .

Las tres reglas son las siguientes:

- V_{in} y V_{out} se espera que distribuyan Normal $N(0, \sigma^2)$: En estos casos se elige la regla de Scott para determinar el ancho h del histograma [30]:

$$h = 3,5 \cdot \hat{\sigma} \cdot N^{(-1/3)} \quad (3.6)$$

Donde $\hat{\sigma}$ es la varianza muestral y N es la cantidad de muestras.

- Para el forzante generado por el PIC se espera que V_{in} distribuya Uniforme: en este caso también se elige la regla de Scott 3.6, pues teóricamente una distribución perfectamente uniforme puede ser descrita solamente con un bin. Sin embargo, el caso de distribución uniforme también se puede representar utilizando esta regla de bin 3.6.
- Para \tilde{I} sigue la distribución de Craig La forma de esta distribución es asimétrica dependiendo del valor del coeficiente de correlación ρ [4]. En este caso se utiliza un algoritmo típico llamado *Cross-Validation* para encontrar el ancho de bin [31]. En particular se utiliza el ancho de bin h que minimiza el estimador BCV (*Biased Cross Validation*), el cual es un estimador que minimiza el AMISE (*Asymptotic Mean Integrated Squared Error*) de la distribución que se quiere estimar con el histograma. Minimizar el AMISE es equivalente a minimizar el error de estimación de la distribución desconocida, y de la cual apriori se desconoce su distribución.

Las siguientes ecuaciones son extractos del capítulo 6 de [31], en donde plantean el problema de encontrar el vector de ancho de bin óptimo $\hat{\theta}$ que minimiza el MISE (Mean Integrated Squared Error) del histograma $\hat{f}(x|\hat{\theta})$ con una densidad de probabilidad desconocida $f(x|\theta)$ se alcanza solamente cuando se conoce la distribución. Por lo que primero, se define el error objetivo a disminuir MISE (*Mean Integrated Squared Error*) y el ISE (*Integrated Squared Error*)

$$\text{ISE} \equiv I(\hat{\theta}) = \int \left[\hat{f}(x|\hat{\theta}) - f(x|\theta) \right]^2 dx = \sum_k \frac{1}{k!} (\hat{\theta} - \theta) I^{(k)}(\theta) \quad (3.7)$$

$$\text{MISE} \equiv E[\text{ISE}] = E \left[I(\hat{\theta}) \right] = \frac{1}{2} \text{Var}(\hat{\theta}) I''(\theta) + \dots \quad (3.8)$$

La ecuación 3.8 no se puede implementar debido a que para minimizar el MISE hay que conocer la distribución verdadera $f(x|\theta)$, lo cual genera un problema circular. Es por ello, que se define el MISE asintótico o su acrónimo AMISE (ver ecuación 3.9).

$$\text{AMISE} \equiv \frac{1}{2} \text{Var}(\hat{\theta}) I''(\theta) = \frac{1}{nh} + \frac{1}{12} h^2 R(\hat{f}) \quad (3.9)$$

Donde $R(\phi)$ es la norma- L_2 de ϕ :

$$R(\phi) \equiv \int \phi(x)^2 dx \quad (3.10)$$

Finalmente el AMISE puede ser aproximado con un método llamado BCV (*Biased Cross Validation*), el cual entrega una función dependiente del ancho de bin h que aproxima la ecuación el AMISE 3.9 [31].

$$h = \text{argmin} (\text{BCV}(h)) = \text{argmin} \left(\frac{5}{6nh} + \frac{1}{12n^2h} \sum_{\text{bin}_k} \left(\nu_{\text{bin}_{k+1}} - \nu_{\text{bin}_k} \right)^2 \right) \quad (3.11)$$

Donde ν_{bin_k} corresponde a las cuentas dentro del bin_k cada vez que se recomputan los bins con el ancho de bin h . En conclusión se utiliza la ecuación 3.11 para computar el ancho de bin al calcular los histogramas de la potencia inyectada.

3.2. Diseño del Payload

3.2.1. Instrumentos a bordo

Una vez comprendiendo la arquitectura de un satélite, es claro ver que los experimentos científicos deben operar como payloads dentro del satélite. Este experimento fuera del equilibrio no es la excepción, y se integra como uno de los experimentos principales de SUCHAI 1. En particular los payloads a bordo son:

- Langmuir Probe: Sensor de tipo *Langmuir Probe*, para el estudio de la densidad y temperatura de electrones en la ionosfera. Contiene un contador de partículas con carga.
- **Payload RC**: Payload que ejecuta el Experimento de física fuera-del-equilibrio (*este experimento*).
- Sensores de Temperatura: Cuatro sensores de temperatura dispuestos en el interior de la PCB de payloads.
- Cámara: Cámara digital de baja resolución para tomar capturas de la tierra.
- Payload Baterías: Experimento para estudiar los modelos carga-descarga de baterías en ambiente espacial.
- GPS: Receptores GPS para estudio de la posición del satélite.

Todos ellos son controlados por el OBC, y van integrados en la *PCB de Payloads* (ver figura ??). Con respecto al payload del experimento física fuera-del-equilibrio, los componentes disponibles en la PCB son:

- DAC8551IADGKT: Conversor Digital-Análogo de 16bits con interfaz SPI.
- Generador de números aleatorios (RNG) de [32]: RNG provisto por el compilador XC16-v1.24 de Microchip. Genera valores distribuidos uniformemente¹ entre 0 y 32767.
- ADC de PIC24FJ256GA110: Conversor Digital-Análogo de 10bit incluido como un periférico del PIC24FJ256GA110 (OBC).
- Timers 4 y 5 de PIC24FJ256GA110: Corresponden a dos timers de 16bits que permiten gatillar interrupciones cada $4[\mu\text{s}]$ como máximo.
- SENS_BUFF Búffer intermedio que almacena temporalmente los valores muestreados por el ADC antes de guardarlos en el Repositorio de datos.

¹`rand()` y `srand()` son funciones de ANSI C que vienen en la librería `stdlib.h`. Es responsabilidad de cada compilador, en este caso XC16 de Microchip, de ver la forma en cómo se implementan las funciones. El estándar ANSI C no asegura una distribución específica, pero los códigos liberados de `stdlib.h` muestran una distribución uniforme entre 0 y `RAND_MAX=32767`

- Repositorio de datos SUCHAI: Sistema de almacenamiento de datos basados en una memoria microSD de 4GB.

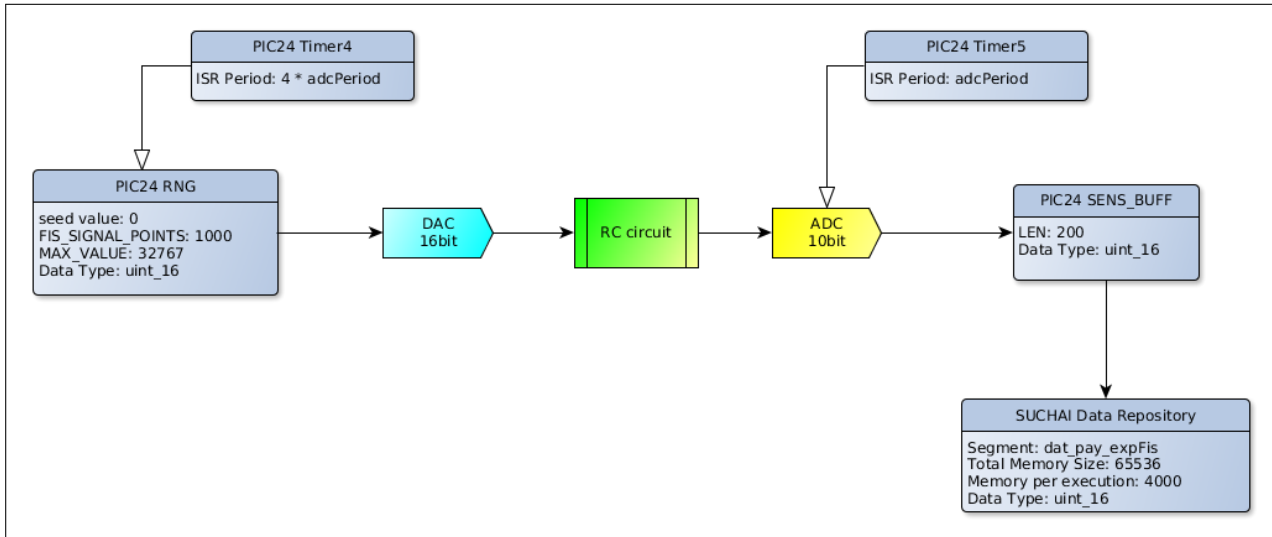


Figura 3.2: Diagrama de bloques del payload RC con sus instrumentos expuestos.

3.2.2. Arquitectura de software

En SUCHAI 1, los payloads son completamente controlados por el OBC (PIC24FJ256GA110). Este a su vez implementa una arquitectura de software modular basada en el *Command Pattern* o *Patrón de Comandos* [5],[33], la cual ofrece flexibilidad y transparencia para modificar funcionalidades del satélite, pues cada telecomando enviado por la GS se encola como comando en el OBC, se le asigna un horario de ejecución y finalmente se llama al driver (controlador) respectivo para su ejecución. Para agregar o modificar funcionalidades basta con modificar solamente el archivo del software que contiene los comandos, y no se toca el resto del código. Un diagrama UML resumido de la arquitectura de software completa se muestra en la figura 3.3 Si no existe un driver o controlador que conozca las funciones que invoca el comando, entonces no se ejecuta nada. Esto ocurre ya que al final del patrón de comandos debe existir un controlador que permita ejecutar las acciones solicitadas (ver figura 3.4), y si no hay no hace nada. Para el caso del payload RC, fue necesario crear los drivers de los instrumentos y crear distintos comandos que hicieran uso de ello e implementaran distintas pruebas.

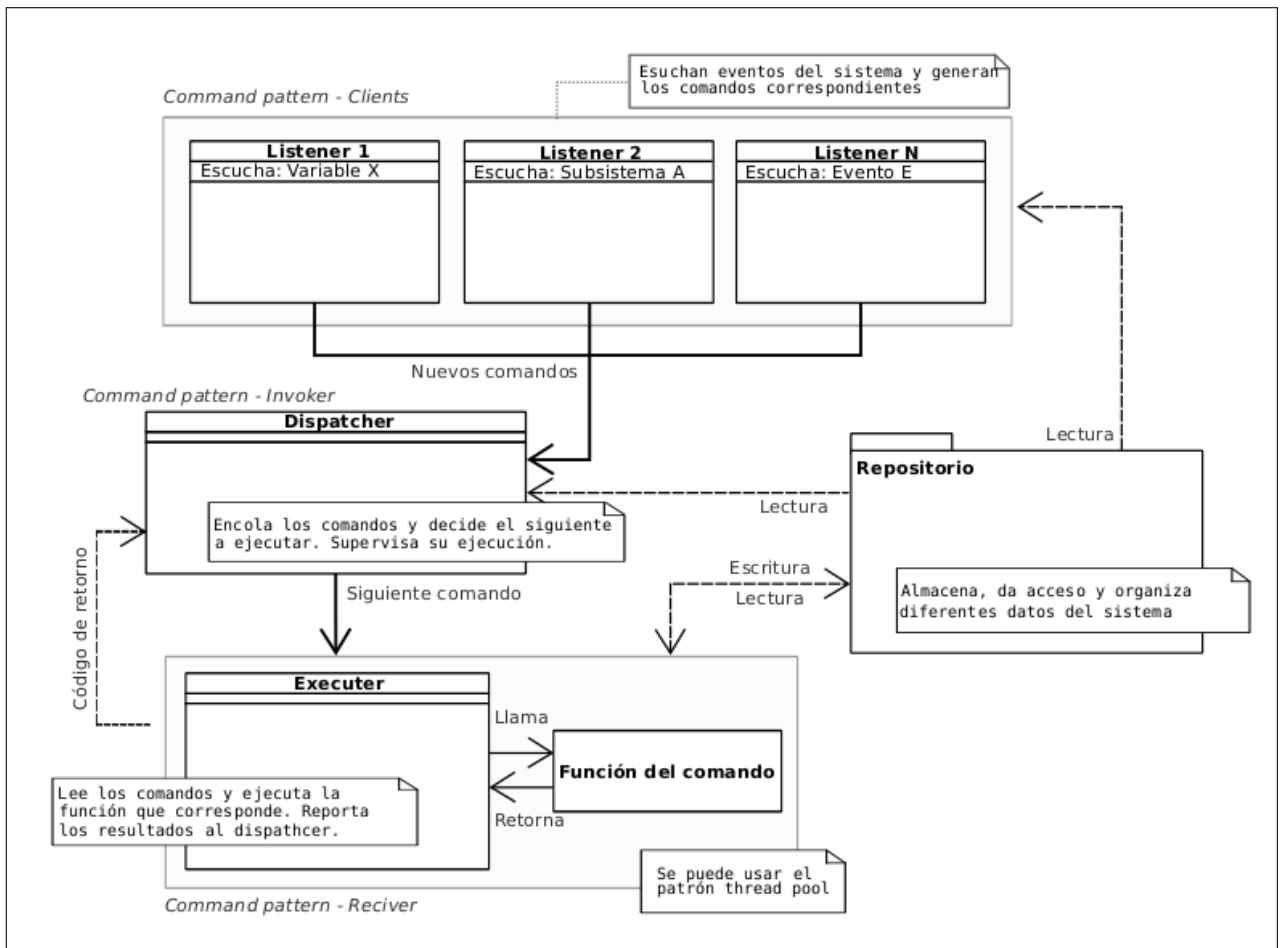


Figura 3.3: Arquitectura de software de SUCHAI 1 basada en el patrón *Procesador de Comandos* (imagen tomada de [5])

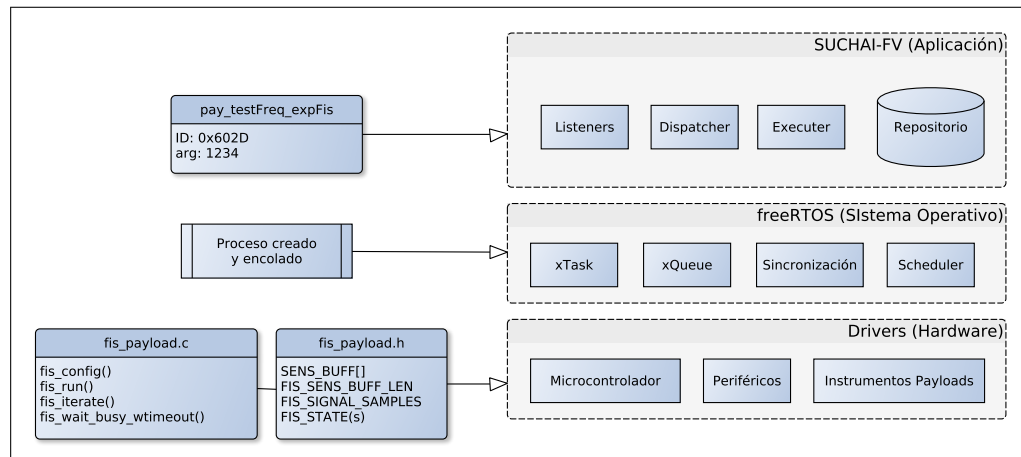


Figura 3.4: Modelo de capas de programación en SUCHAI 1. Para poder operar un payload es necesario programar un controlador (capa más baja) y un comando en el Software de Vuelo (capa de aplicación). Imagen tomada de [5].

3.2.3. Diseño del forzante

Los parámetros de control del experimento expuesto en 2.3.6, corresponden al forzante y a las condiciones ambientales en las que se somete. El forzante $V_{in}(t)$ tiene tres características principales que uno desearía controlar durante la operación de satélite vía telecomandos. Cada característica tiene sus propios desafíos de implementación, los cuales se indican a continuación:

- Con respecto a sus características temporales:
 1. **Ancho de banda:** En la teoría se suele trabajar con un proceso de Ornstein-Uhlenbeck, el cual tiene un forzante con respuesta plana en frecuencia (ver $\delta(t-t')$ en la ecuación 2.57). Obviamente en la práctica esto es imposible y el origen de un ancho de banda finito viene dado por las siguientes razones:
 - (a) El RNG que genera los números aleatorios tiene un tiempo de correlación finito. Para modificar el tiempo de correlación del RNG, habría que cambiar de RNG o implementar un algoritmo distinto para generar números aleatorios.
 - (b) El DAC que traduce los valores del RNG hacia voltajes opera como un ZOH, por lo que tiene una respuesta limitada en frecuencia.
 - (c) La tasa de muestreo del ADC utilizado impone un límite, dado por la relación de Nyquist, hacia la frecuencia máxima observable. Esto también limita las mediciones de fluctuaciones de potencia inyectada $\tilde{I} = V_{in} \cdot V_{out}$.
 2. **Amplitud del forzante** entendida como la intensidad de su densidad de potencia espectral (PSD). En la bibliografía este es el parámetro que más se utiliza para controlar la distancia con respecto al equilibrio que toma el sistema (ver variable D en la ecuación 2.57). Hacer que esta amplitud sea controlable es equivalente a modificar la varianza del forzante, lo cual puede llevarse a cabo por software o por hardware:
 - (a) Para modificar la varianza por software basta con implementar una ganancia variable g_A a la salida del RNG antes de pasar al DAC por medio del código. Esto transforma la varianza de forma cuadrática con la ganancia $\sigma^2 \rightarrow g_A^2 \cdot \sigma^2$. El problema de esto es el valor medio de la distribución cambia proporcionalmente con la ganancia del programa $\mu \rightarrow g_A \mu$, por lo que posteriormente hay que asegurarse de eliminar la componente DC y la nueva media de la señal.
 - (b) Para modificar la varianza por hardware se puede implementar un amplificador inversor a la salida del DAC con un bias igual al valor medio de la distribución. Suponiendo que la ganancia es $g_A = \frac{R_2}{R_1}$, entonces la varianza cambia de forma cuadrática $\sigma^2 \rightarrow g_A^2 \cdot \sigma^2$. Sin embargo el valor medio corresponde al valor del bias $\mu = V_{bias}$ del opamp. La ganancia se puede controlar mediante el uso de potenciómetros digitales o de opamps programables.
- Con respecto a sus características de variable aleatoria:
 1. **Distribución de sus valores.** Los pocos experimentos de sistemas NESS suelen utilizar un forzante con distribución Normal de media cero y solamente existe un caso con distribución Poisson [27]. Debido a que el RNG que ofrece `stdlib.h` aproxima a una distribución uniforme entre \emptyset y `RAND_MAX`, entonces es necesario implementar un algoritmo para convertirla en una distribución normal $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$

para lo cual se presentan los siguientes problemas:

- (a) Costo computacional: Incluso el método más barato en términos computacionales, el algoritmo de Box-Muller, se vuelve prohibitivo para las capacidades del PIC. Su implementación está basado en computar la función $f(X) = \sqrt{-2\log(X)}\cos(2\pi X)$ en cada instante de tiempo, y que para este experimento requiere ser implementada dentro de una rutina de interrupción. Esto incrementa exponencialmente las latencias con las que se genera el forzante debido a que el PIC24F no tiene una unidad de punto flotante, por lo que éste debe emular todas las funciones matemáticas. Finalmente, esto reduce drásticamente la respuesta en frecuencia del experimento. Una posible solución es guardar una tabla con todos los valores de la semilla pseudo-aleatoria gaussiana. Sin embargo, se descarta esta alternativa ya que la cantidad de memoria que ocuparía pone en riesgo la ejecución del sistema operativo del OBC debido a su limitada memoria SRAM.

2. **Independencia de los valores:** En los experimentos se asume que las muestras generadas por el forzante son independientes entre sí. Esto se puede ver mediante la función de autocorrelación del forzante $R_{ff}(\tau)$, la cual es una función delta de Dirac $\delta(\tau)$ para el caso ideal donde las muestras no están correlacionadas.

Esto puede resumirse en la siguiente tabla 3.1, Debido a la escasez de mejores instrumentos

Atributo	Ideal	Dificultades de implementación
Ancho de banda	Plano infinito y controlable	El tiempo correlacion del RNG es finito. El DAC, ADC y drivers no pueden ser infinitamente rápidos.
Amplitud del forzante	Controlable	Se puede cambiar la varianza por software o hardware.
Distribución de valores	Normal y controlable	Algoritmos para convertir una distribución uniforme a normal son costosos y prohibitivos.
Independencia de muestras	iid	Para un RNG pseudo-aleatorio la correlación entre muestras viene fija por el algoritmo.

Tabla 3.1: Resumen de características de interés del forzante.

y tiempo con la cual fue desarrollado la primera versión de SUCHAI, se decide no implementar un control para cada una de los aspectos mencionados en la tabla 3.1. Por ejemplo se descarta la alternativa de controlar la amplitud o la distribución del forzante, pues se escapan de las capacidades computacionales, memoria y velocidad principalmente del PIC24F. Es por esta razón que la forma que se escoje para modular el forzante es por medio de su respuesta en frecuencia, ya que es la opción menos costosa computacionalmente. Esto significa que la PSD del forzante, caracterizada como un ruido colorado, cambia su ancho de banda o *color* por medio de telecomandos enviados desde la GS. Además, si se considera que la potencia inyectada del circuito RC sigue el modelo de [4] (ver ecuación ecuación 3.4), su respuesta para bajas frecuencias se espera que tenga mayor asimetría que para las altas frecuencias

(con respecto a la frecuencia característica del circuito RC), esta suposición viene del hecho que el circuito es un filtro pasabajos. Es entonces que al decidir manipular solamente el ancho de banda, también se permite el movimiento de las curvas de potencia inyectada.

La siguiente ecuación 3.12 modela al forzante en el tiempo (los límites infinito es porque se considera toda la serie de tiempo). Un diagrama de bloques de la implementación del forzante se muestra en la figura ??.

$$V_{in}(t) = G_{DAC} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - T_{DAC}/2}{T_{DAC}}\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{RNG}_{\text{value}}[n] \cdot \delta(t - nT_{DAC}) \quad (3.12)$$

Donde $\text{RNG}_{\text{value}}[n]$ es n-ésimo número pseudo-aleatorio generado por el PIC, $G_{DAC} = \frac{3.3V}{2^{16}-1}$ es la constante de conversión digital-analógica del DAC, T_{DAC} es el periodo de la interrupción del Timer 4 utilizado por el DAC y rect es la función rectangular,

$$\text{rect}\left(\frac{t - T_{DAC}/2}{T_{DAC}}\right) = \begin{cases} 1 & t \in (0, T_{DAC}) \\ 1/2 & t = \{0\} \cup \{T_{DAC}\} \\ 0 & t \notin (0, T_{DAC}) \end{cases} \quad (3.13)$$

La respuesta en frecuencia de la ecuación 3.12 tiene la forma:

$$V_{in}(f) = G_{DAC} \cdot \left(T_{DAC} \cdot \text{sinc}(\pi f T_{DAC}) \cdot e^{-j\pi f T_{DAC}}\right) \cdot \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{RNG}_{\text{value}}\left(f - \frac{k}{T_{DAC}}\right)\right) \quad (3.14)$$

$$|V_{in}(f)| = G_{DAC} \cdot T_{DAC} \cdot \text{sinc}(\pi f T_{DAC}) \cdot \left|\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{RNG}_{\text{value}}\left(f - \frac{k}{T_{DAC}}\right)\right| \quad (3.15)$$

Por otra parte la medición de los voltajes de salida, debe cumplir con la frecuencia de muestreo de Nyquist que corresponde al doble de la máxima frecuencia presente. Observando la forma del voltaje de entrada 3.12, se puede notar que los límites de frecuencia estan gobernados por término $\text{sinc}(\pi f T_{DAC})$ que viene del comportamiento de ZOH del DAC, ya que se asume que RNG tiene un tiempo de correlación *pequeño*, por lo que su respuesta en frecuencia está limitada por el factor $\text{sinc}(\pi f T_{DAC})$, por lo que el ancho de banda del voltaje de entrada está gobernado por tiempo de interrupción T_{DAC} del Timer 4. Haciendo uso de este análisis y sabiendo que los ceros de la función $\text{sinc}(\pi f T_{DAC})$ corresponden a los múltiplos enteros de la frecuencia $f_0^* = \frac{1}{T_{DAC}}$, es decir $f_k^* = \frac{k}{T_{DAC}}$, entonces se determina que el ancho de banda del voltaje de entrada está determinado por el inverso del tiempo de interrupción $\frac{1}{T_{DAC}}$. Se decide entonces un factor de sobremuestreo del ADC para cumplir con la cota de Nyquist. Es por eso que por firmware se enlazan ambos periodos de interrupción T_{DAC} y T_{ADC} para que siempre sean múltiplos y se evite el aliasing. En la ecuación 3.16, se muestra esta relación donde el factor de sobremuestreo se escoje con valor 4, haciendo que por cada un valor de voltaje en la entrada se tienen 4 mediciones de voltaje en la salida:

$$\text{oversampling}_{\text{coeff}} \equiv \frac{T_{DAC}}{T_{ADC}} = 4 \quad (3.16)$$

$$\text{entonces } F_S \equiv F_{ADC} = \frac{1}{T_{ADC}} = 4F_{DAC} \quad (3.17)$$

La figura ?? muestra un diagrama de bloques del sistema de medición del volaje de salida y en la tabla 3.2 se resumen los atributos del forzante que van implementados en el payloadRC del SUCHAI 1.

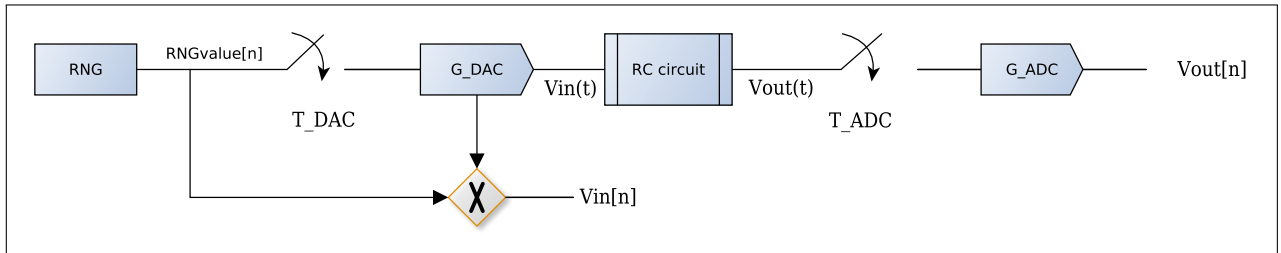


Figura 3.5: Diagrama de bloques de la implementación de la medición del voltajes para el payload RC a bordo de SUCHAI 1.

Atributo	Ideal	Implementado
Ancho de banda	Plano infinito y controlable	Acotado dentro de su ancho de banda (-3dB) y controlable por telecomandos.
Amplitud del forzante	Controlable	Fija, no controlable.
Distribución de valores	Normal y controlable	Uniforme con semilla fija (no controlable).
Independencia de muestras	iid	iid

Tabla 3.2: Características de interés del forzante implementado en el PIC24.

3.2.4. Diseño de los comandos

El formato del software de vuelo de SUCHAI 1 permite recibir comandos que venga en el formato:

`<cmd_number_hex> <cmd_argument_number_dec>`

Por ejemplo, el telecomando:

`0x602D 1234`

Solicita que se ejecute el comando número $602d_{16} = 24621_{10}$ utilizando el argumento 1234_{10} . Esto ocurre debido a que la arquitectura del software de vuelo, mantiene una tabla con las IDs de los comandos disponibles en un repositorio de comandos [5]. Para el caso de este experimento se deja acceso al comando número $0x602d_{16}$ que invoca al función `pay_testFreq_expFis` del archivo `cmdPayload.c` el cual forma parte del repositorio de comandos de payloads de SUCHAI. Este comando `pay_testFreq_expFis` lleva como argumento un número entero que indica el valor de período T_{ADC} del Timer 5 que setea la tasa de muestreo y que a la vez setea el tiempo del ZOH del DAC T_{DAC} , cumpliendo con la ecuación 3.12.

Siendo más específicos, `pay_testFreq_expFis 1234` escribe el número 1234 en el registro PR4 del Timer4 que controla al ADC, permitiendo controlar el ancho de banda del forzante debido a que el primer lóbulo ocurre en $f^* = \frac{1}{T_{DAC}} = \frac{4}{T_{ADC}}$. Esto ocurre ya que el período del ZOH asociado al DAC junto a la tasa de muestreo están atadas mediante la ecuación 3.16. Entonces si el argumento recibido es 1234, el driver posteriormente escribe 1234 en el registro del Timer del ADC y así mismo escribe el número $4 \times 1234 = 4936$ en el registro PR5 del Timer 5 que controla al DAC, así cumpliendo con la relación de sobremuestro mostrada anteriormente (ec. 3.16). La traducción de los registros PR4 y PR5 hacia tiempo-frecuencia, están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$T_{ADC} = 0,016 \cdot \text{arg} + 0,004357 \text{ [ms]} \quad (3.18)$$

$$F_{ADC} = F_s = \frac{1}{0,016 \cdot \text{arg} + 0,004357} \text{ [KHz]} \quad (3.19)$$

$$T_{DAC} = 4 \cdot T_{ADC} = 0,0640 \cdot \text{arg} + 0,0178 \text{ [ms]} \quad (3.20)$$

$$F_{DAC} = \frac{1}{0,0640 \cdot \text{arg} + 0,0178} \text{ [KHz]} \quad (3.21)$$

$$(3.22)$$

A continuación se muestra parte del código que implementa el comando `pay_testFreq_expFis` (ID: `0x602d`) que es accesible desde la estación terrena. Donde el argumento `param` es el argumento del comando (1234 en el ejemplo descrito).

cmdPayload/pay_testFreq_expFis.c

```
int pay_testFreq_expFis(void *param){

    unsigned int value = *((unsigned int *) param);
    unsigned int frec_array[] = {value};

    int res, i;
    unsigned int frec;
    frec = frec_array[0];
    res = pay_conf_expFis(&frec);
    res = pay_exec_expFis(0);

    return res;
}
```

Como se puede ver primero se recibe el argumento del comando (1234), luego se llama a un comando interno llamado `pay_conf_expFis` que configura el segmento de memoria que usará este payload y también inicializa el buffer `sens_buff[]` del driver y los timers usados por los ADC/DAC por medio de la función `fis_iterate_config`, donde `adcPeriod` corresponde al argumento 1234. Finalmente, por medio de la función `dat_reset_Payload_Buff` se prepara el segmento de la memoria SD sobre la cual se implementa el repositorio de datos para los payloads.

cmdPayload/pay_conf_expFis.c

```
int pay_conf_expFis(void *param){
```

```

unsigned int adcPeriod = *((unsigned int *) param);

int rounds = 1; //number of repetitions

//configure timers for this Payload
if (!(fis_iterate_config(adcPeriod, rounds) ==
    FIS_STATE_READY)) {
    return 0;
}
printf("    expFis is READY!\n");

DAT_Payload_Buff pay_i;
pay_i = dat_pay_expFis;
dat_reset_Payload_Buff(pay_i);

int res = 1; //sucessful return code
return res;
}

```

Luego de ejecutar el comando interno `pay_conf_expFis`, se invoca a un segundo comando interno llamado `pay_exec_expFis` el cual da la partida al driver para comenzar a estimular y medir. Es importante mencionar que la función del driver `fis_iterate` solamente espera a que el driver rellene el búffer intermedio y luego transfiere la data al repositorio de datos. La función `fis_get_sens_buff_i()` lee el elemento `sens_buff[i]` del búffer y después se llama a `dat_set_Payload_Buff` que escribe `sens_buff[i]` en el segmento de memoria para el payload RC. Este enfoque busca separar las responsabilidades entre el archivo de comandos `cmdPayload.c`, la implementación del driver `fis_payload.c` y el repositorio de datos [5].

`cmdPayload/pay_exec_expFis.c`

```

int pay_exec_expFis(void *param){
    int ind;
    unsigned int temp;
    unsigned int timeout = 30; //waiting time to fill the
        sens_buffer
    unsigned int buff_size = fis_get_sens_buff_size();

    unsigned int fis_state = fis_get_state();

    unsigned int rc = 0; //return code of "fis_iterate" function
    while(rc == 0){
        //executes the Payload and returns when the buffer is
            full
        fis_iterate(&rc, timeout);

        for(ind=0;ind<buff_size;ind++){
            //sens_buff is full, so we have to

```

```

        //transfer data to the Data Repository
        temp = fis_get_sens_buff_i(ind);
        dat_set_Payload_Buff(dat_pay_expFis, temp);

        #if FIS_CMD_VERBOSE > 0
            printf("    dat_set_Payload_Buff(%u)\n", temp);
        #endif
    }
    printf("Clearing WDT \n");
    ClrWdt();
}

//Payload ended
if(rc<0){ // error
    fis_state = fis_get_state();
    #if FIS_CMD_VERBOSE
        printf("fis_iterate() finished with error ");
        printf("fis_state= 0x%X\n", fis_state);
    #endif
}
//return -1 if failed (rc < 0)
//return +1 if succesfull (rc > 0)
printf("pay_exec finished\n");
return (rc < 0)? 0 : 1;
}

```

El diagrama de secuencias de la figura 3.6 muestra una situación normal de operación del satélite en la cual se solicita la ejecución del comando `pay_testFreq_expFis` desde la estación terrena (GS) y posteriormente se solicita la descarga de la telemetría almacenada. Algunas funciones son explicadas en la sección siguiente.

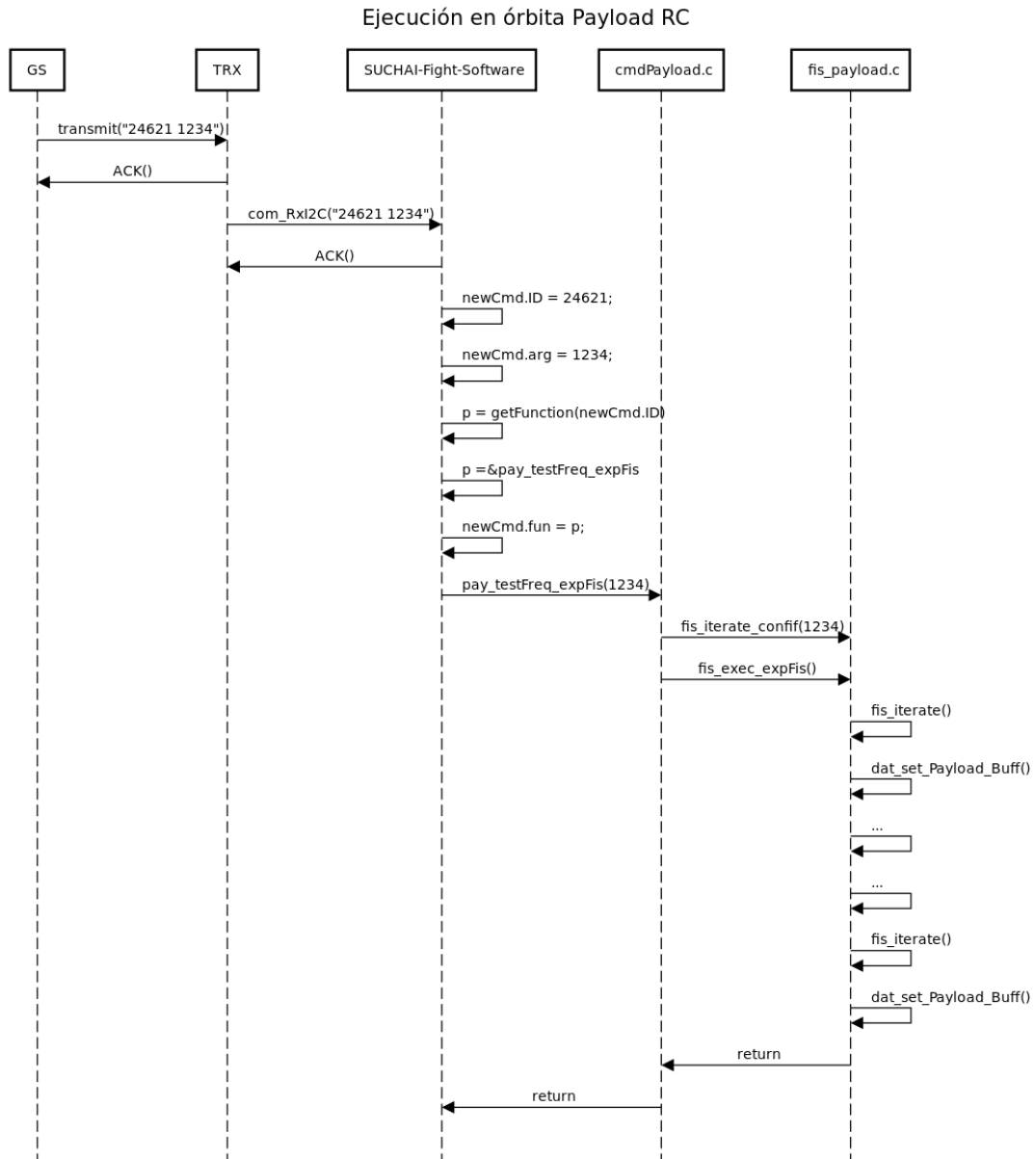


Figura 3.6: Diagrama de secuencias de una ejecución normal de operación en órbita del payloadRC sobre SUCHAI. Se observan los siguientes pasos para la ejecución del experimento: 1) se manda un telecomando desde la GroundStation (GS), 2) El transceiver (TRX) recibe el telecomando y despach por I2C al OBC que implementa SUCHAI Flight Software, 3) Los distintos componentes del software de SUCHAI (Listener, Dispatcher, Executer y Repositorio de Comandos) procesan el string y obtienen un puntero a la función relacionada con el comando recibido (24621 en este ejemplo), 4)El software llama a la función del comando ubicada en el archivo cmdPayload.c para que se ejecute, 5) El archivo de comandos llama las funciones del Driver fispayload.c donde finalmente se hace efectiva la ejecución del circuito RC con sus medidas.

3.2.5. Diseño del driver

A continuación se muestra el código de las funciones más importantes ejecutadas por el driver que son llamadas por los comandos visibles al Listener que procesa el comando 0x602D (todo el código se encuentra en la sección de Apéndice). Es importante indicar que el driver del experimento se implementa como si fuera una máquina de estados finitos que puede ser pausada y resumida de forma externa por el comando `pay_exec_expFis`. Los estados del driver son OFF (apagado), READY (preparado - listo y configurado para iniciar su ejecución), WAITING (pausado - esperando a partir nuevamente después de la transferencia al repositorio de datos) y DONE (ejecución terminada - no hay más mediciones que hacer).

fis_payload/asdf.c

```
void fis_iterate(unsigned int *rc, unsigned int timeout_seg){
    int normal_wait;
    if(fis_state == FIS_STATE_DONE){
        fis_state = FIS_STATE_OFF; //execution now is off
        *rc = 1;
        return;
    }
    else if(fis_state == FIS_STATE_OFF){ //shouldn't be OFF
        *rc = 1;
        return;
    }
    else if (fis_state == FIS_STATE_READY){
        //this line is executed on the first call of this
        //function in pay_exec_expFis
        fis_run(fis_signal_period);
    }
    else if(fis_state == FIS_STATE_WAITING){
        //this line is executed after every dataRepository
        //transfer
        fis_iterate_resume();
    }
    else{
        *rc = -1;
        return;
    }

    //busy waiting until the sens_buff is full
    normal_wait = fis_wait_busy_wtimeout(timeout_seg);
    if( normal_wait == 1 ){
        *rc = 0; // time to transfer buffer to dataRepository
        if(fis_state == FIS_STATE_DONE) {
            *rc = 1; //finished
        }
    }
    else { // busy waiting timeout
```

```

        *rc = -1;
    }
}

void fis_run(const unsigned int period){
    //FIS_SAMPLES_PER_POINT is equal to 4
    unsigned int period_DAC = period*(FIS_SAMPLES_PER_POINT);
    //TDAC
    unsigned int period_ADC = period; //TADC

    fis_ADC_config();
    fis_Timer4_config(period_DAC);
    fis_Timer5_config(period_ADC);
    fis_state = FIS_STATE_WORKING;
    fis_Timer45_begin();
}

```

Se puede observar que la primera vez que se invoca a `fis_iterate` se termina de configurar los Timers 4 y 5; que son los que en última instancia excitan y muestrean al circuito. Como se ha mencionado en varias oportunidades, la tasa de sobremuestreo dada por la ecuación 3.16 se hace efectiva en estas líneas de código, pues se asigna que el periodo de interrupción del Timer 5 (ADC) sea cuatro veces más rápido que el del Timer 4 (DAC), cumpliendo la cota mínima de la frecuencia de Nyquist.

Un diagrama de flujo muestra la máquina de estados que implementa el driver del experimento. En este se puede observar los delays asociados para hacer las transferencias de las mediciones hacia el repositorio de Datos el cual contiene toda la data que será posteriormente descargada como telemetría.

3.3. Metodología de pruebas

3.3.1. Prueba de Termo-vacío: circuito RC adhoc

Antes de sacar conclusiones sobre los datos satelitales, es razonable cuestionarse cómo son las estadísticas fuera del equilibrio en un circuito RC aislado de cualquier otra electrónica ajena como sí ocurre en el satélite. Es por esta razón que se diseñan pruebas sobre un circuito RC adhoc para lograr el estado NESS al interior de una cámara de termo vacío, la cual permite controlar el vaciado del gas interno y la temperatura del borde de la cámara. A la vez también se disponen equipos de laboratorio de mayor capacidad en relación a los instrumentos disponibles a bordo de SUCHAI. Esta mezcla de ambiente controlado, mejores instrumentos y ausencia de otros sistemas permite sentar bases sobre los resultados.

Para el forzante se utiliza el generador de señales RIGOL DG1022 en modo `Noise`, lo cual permite generar una señal de voltaje estocástica de media cero a un ancho de banda y

tiempo de correlación de 20MHz. El forzante a bordo del satélite tiene un ancho de banda configurable, que logra un máximo de 14KHz. Debido a esto se hacen dos conjuntos de pruebas: una considera la conexión directa del RC al generador de señales y otra añade un filtro pasabajos a la salida del generador de señales, de forma de reducir el ancho de banda original del generador de señales y testear un escenario similar al del experimento en SUCHAI.

En la figura 3.7 se muestra la distribución de los equipos para estas dos pruebas y en la figura 3.8b se muestra la disposición del circuito RC dentro de la cámara de termo-vacío. Cabe destacar que en cada conjunto se hacen mediciones a presión atmosférica (cámara abierta) y mediciones en vacío (cámara cerrada). La notación utilizada para describir cada conjunto de pruebas es la siguiente:

1. **Conjunto de pruebas #1:** Corresponde a la figura (3.7a), se conecta solamente el generador de señales en modo **Noise** hacia el circuito RC. Bajo este setup se prueban dos configuraciones ambientales:
 - Cámara bajo presión **ambiente**: corresponden a mediciones hechas con la cámara de termovacío abierta (presión interna de 1 [atm]).
 - Cámara en vacío: corresponden a mediciones hechas con la cámara cerrada haciendo vacío (presión de 5×10^{-6} [Torr]).
2. **Conjunto de pruebas #2:** Corresponde a la figura (3.7b), se conecta el generador de señales en modo **Noise** a un filtro pasa bajos y luego llega al circuito RC.
 - Cámara bajo presión **ambiente**: corresponden a mediciones hechas con la cámara de termovacío abierta (presión interna de 1 [atm]).
 - Cámara en vacío: corresponden a mediciones hechas con la cámara cerrada haciendo vacío (presión de 5×10^{-6} [Torr]).

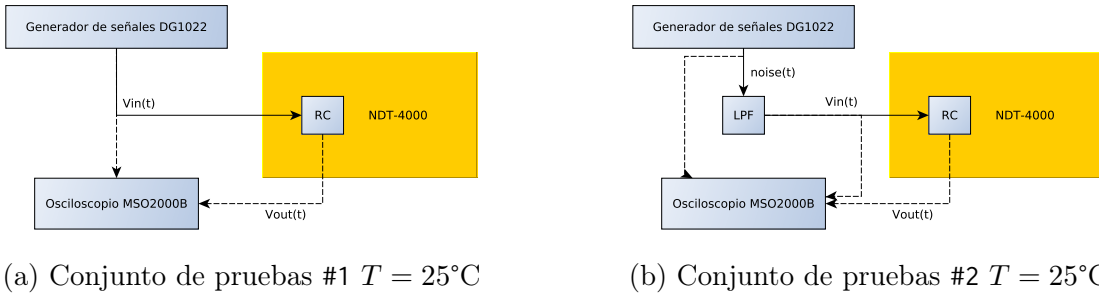


Figura 3.7: Setup experimental utilizado en cada prueba del circuito RC adhoc en termovacío.

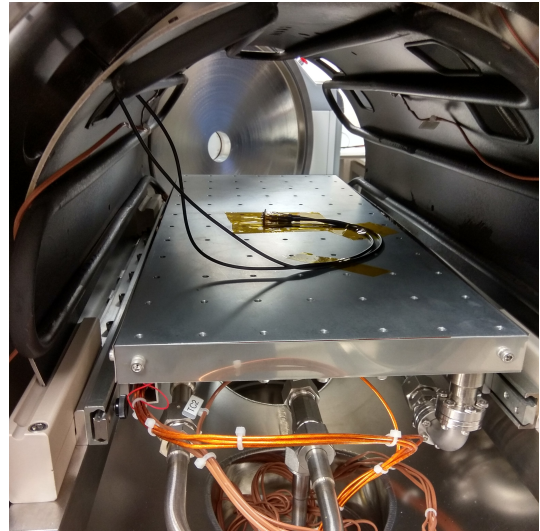
3.3.2. Prueba de Termo-vacío: Payload RC

De forma similar al conjunto de pruebas del circuito RC adhoc (ver sección 3.3.1), se realizan pruebas de termo-vacío sobre una réplica gemela del payload RC.

Los conjuntos de prueba en este caso incluyen, además de cambios de presión ambiental a vacío, un barrido de temperaturas. Esto se controla en la cámara fijando un *set-point* de



(a) Exterior: Generador de señales y osciloscopio (no se muestra)



(b) Interior: Circuito RC adhoc.

Figura 3.8: Disposición de componentes en pruebas de termovacío para el circuito RC adhoc. Todos los instrumentos van fuera de la cámara. Nota: Se añade aislante eléctrico bajo la PCB, para evitar fugas de corriente por medio de la mesa metálica de la cámara de termovacío.

temperatura entre -40°C y 70°C , que corresponden a los máximos nominales de temperatura de la máquina. La temperatura fue medida con las termocuplas de la cámara y con cuatro sensores de temperatura TMP100 que tiene la PCB de payloads (ídenticos a los sensores de temperatura de SUCHAI). Notar que cuando se habla de temperatura se refiere a la temperatura que siente la PCB del payload. Es por esto que para el caso en vacío, es necesario medir la temperatura con los sensores de la placa pues no hay gases dentro de la cámara.

El forzante utilizado en este caso, es el mismo generado por el PIC24 que utiliza SUCHAI en su operación y posteriormente se prueba usando el generador de señales. La forma de onda del forzante del PIC se encuentra descrita en la sección anterior 3.2.3.

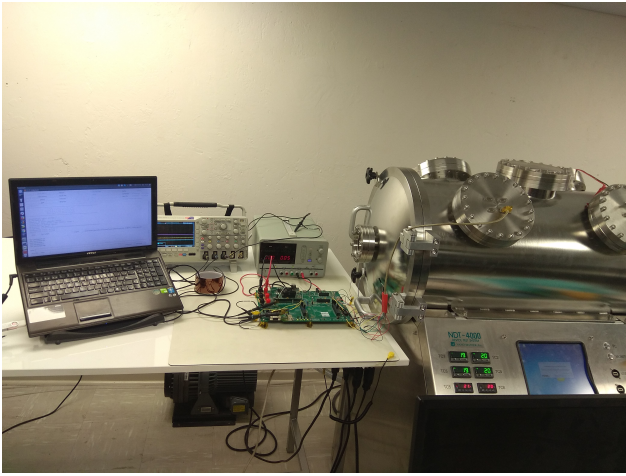
La medición de los voltajes de entrada-salida, es realizada en paralelo por el ADC del PIC24 y por el osciloscopio Tektronix MSO2000B.

3.4. Resumen conjuntos de datos a utilizar

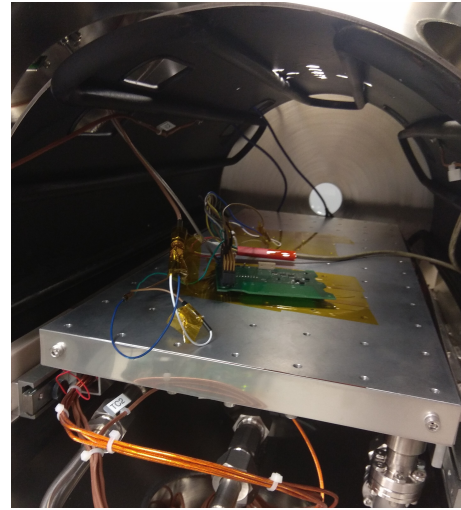
A modo de resumen se listan los distintos conjuntos de datos disponibles:

1. Datos en ambiente controlados:

- Datos de circuito RC adhoc en termovacío.
 - (a) **Hardware:** Generador de señales (forzante), Osciloscopio (medición), PCB que contiene exclusivamente un RC.
 - (b) **Variables de control:** Temperatura fija, barrido sobre la amplitud de forzante, cambios de presión interna de ambiental a vacío y dos casos para el



(a) Exterior de la cámara: PC, Osciloscopio, Tarjeta de Pumpkin con OBC y Fuente de poder.



(b) Interior de la cámara: PCB de payloads.

Figura 3.9: Disposición de componentes en pruebas de termovacío para réplica de payload RC. Nota: Se añade aislante eléctrico bajo la PCB, para evitar fugas de corriente por medio de la mesa metálica de la cámara de termovacío.

ancho de banda del forzante (con o sin filtro pasabajos).

- Datos de payload RC en termovacío (forzante PIC).
 - (a) **Hardware:** Tarjeta de desarrollo de Pumpkin para conexiones, OBC de SUCHAI 1, réplica de PCB de Payloads. Forzante: PIC, medición: ADC del PIC y Osciloscopio.
 - (b) **Variables de control:** Barrido sobre ancho de banda del forzante (uso de comando $\theta \times 602D$), barrido de temperatura interna, amplitud de forzante fija, cambios de presión interna de ambiental a vacío, medición en paralelo con ADC del OBC y con osciloscopio.
 - Datos de payload RC en termovacío (forzante generador de señales).
 - (a) **Hardware:** Tarjeta de desarrollo de Pumpkin para conexiones, OBC de SUCHAI 1, réplica de PCB de Payloads. Forzante: Generador de señales, medición: ADC del PIC y Osciloscopio.
 - (b) **Variables de control:** Voltaje peak-to-peak del ruido blanco del Generador de señales, barrido de temperatura interna, amplitud de forzante fija, cambios de presión interna de ambiental a vacío, medición en paralelo con ADC del OBC y con osciloscopio.
2. Datos en ambientes no-controlados:
- Datos del payload en SUCHAI.
 - (a) **Hardware:** OBC de SUCHAI 1, PCB de Payloads (forzante y medición).
 - (b) **Variables de control:** Barrido sobre ancho de banda del forzante (uso de comando $\theta \times 602D$), se asume condición de vacío.
 - Datos del payload RC en laboratorio ².
 - (a) **Hardware:** OBC de SUCHAI 1, PCB de Payloads (forzante y medición).

²Medidos previo al lanzamiento.

- (b) **Variables de control:** Barrido sobre ancho de banda del forzante (uso de comando `0x602D`), presión atmosférica ambiental no regulada (≈ 1 [atm]).

Capítulo 4

Resultados y discusión

4.1. Implementación

Primero damos cuenta de la construcción de la PCB que lleva a bordo el payload RC. Esta placa se le denomina *PCB de Payloads*, ya que alberga distintos componentes que operan como payloads dentro de SUCHAI. Los distintos payloads a bordo de esta placa están listados en la sección 3.2.1, dentro de los que son de interés para este experimento son el circuito RC, los sensores de temperatura y el langmuir probe. El payload RC ocupa una porción bastante pequeña de la capa *bottom* de la PCB de payloads, principalmente debido a que necesita pocos componentes y a que la mayoría de los módulos ya se encuentran dentro del OBC, exceptuando solamente el DAC que es un chip externo.

La PCB de payloads va montada dentro de una pila de placas de forma similar a como se muestra en la figura 2.8. Todas las placas usan un bus compartido estándar denominado PC-104, por el cual se intercambian datos y energía. Para evitar colisiones o corrupción de datos debido a las conexiones de placas en el bus PC-104, se escogen pines que estén libres de uso por otros componentes. Las interfaces de control de cada componente son distintas y se listan a continuación:

- El DAC se comunica por SPI como un lazo abierto, éste hace uso de los pines etiquetados como: PHY_SYNC, PHY_DIN y PHY_CLK que corresponde a los clásicos \overline{CS} , MOSI y CLOCK de una comunicación unidireccional SPI.
- Los pines analógicos de la entrada y salida del circuito RC son etiquetados como SENS1 (entrada) y SENS2 (salida).
- Los sensores de temperatura se comunican por el bus I2C (pines SDA2 y SCL2) común a todo el satélite.

Por otra parte, el circuito RC adhoc utilizado en la cámara de termovacío se muestra en la figura 4.3. Para este circuito se utilizan conectores SMA para poder reducir la cantidad de ruido electromagnético de los cables a mayores frecuencias, pues el generador de señales a utilizar para estas pruebas tiene un ancho de banda de 20MHz, superior al forzante generado por el OBC (14KHz). Una observación importante de hacer, es que tanto la resistencia como

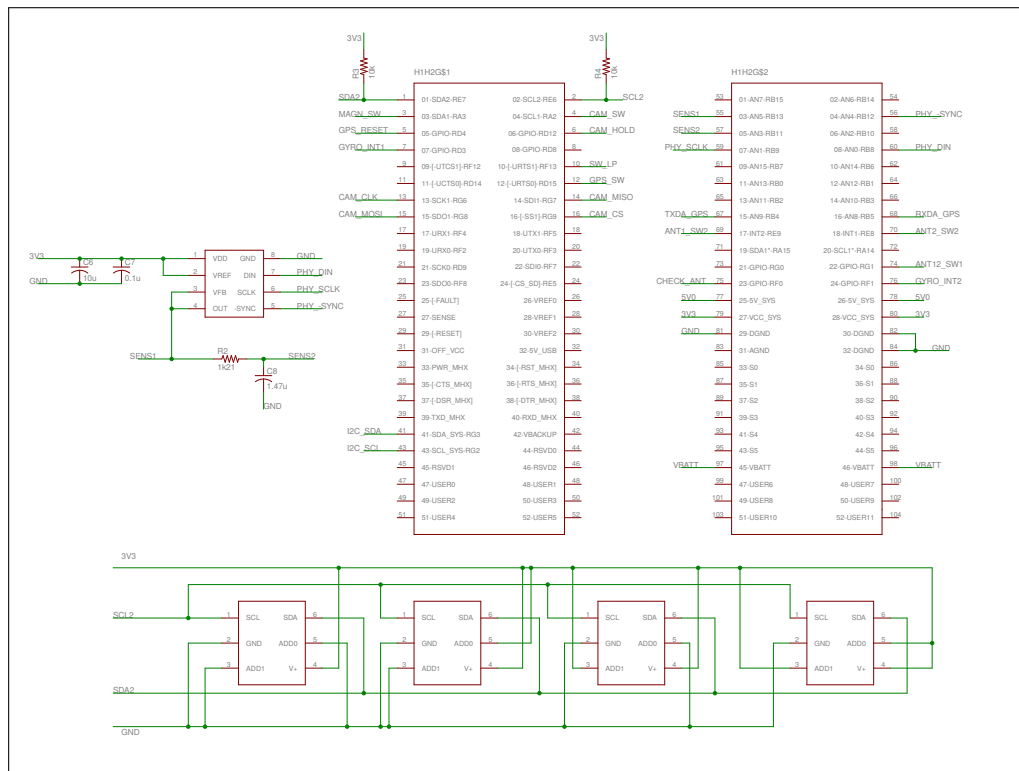
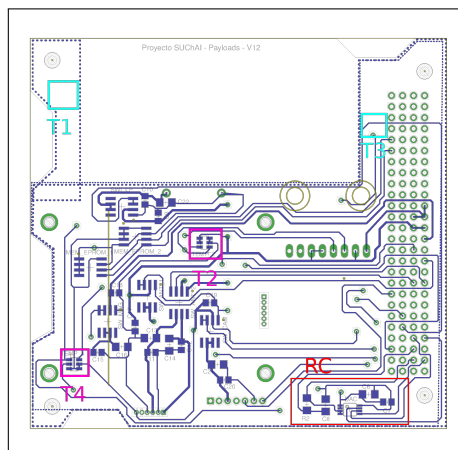
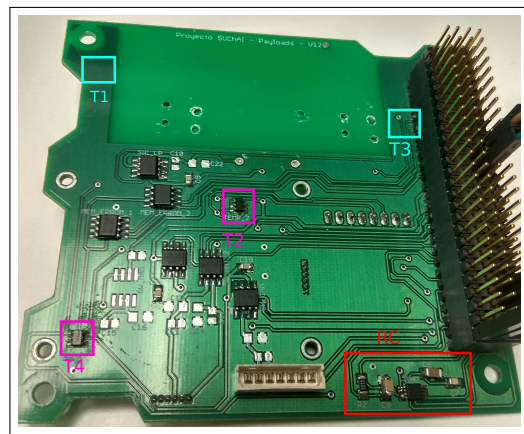


Figura 4.1: Esquemático de las conexiones del payload en la PCB a bordo del satélite. SENS1 y SENS2 corresponden a pines analógicos que van a un bus compartido por el cual el OBC puede muestrear con su periférico ADC.



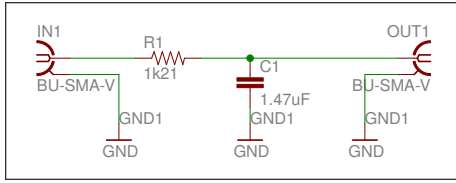
(a) Esquemático (*bottom*)



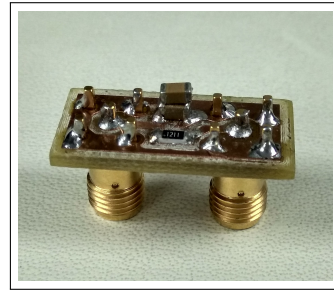
(b) PCB construida.

Figura 4.2: Capa *bottom* de la PCB de payloads de SUCHAI. En (a) y (b) se resaltan la ubicación del payload RC y de los sensores de temperatura de la PCB. Los componentes del payload RC se encierran con color rojo en ambas figuras. Los sensores de temperatura se encuentran tanto en la capa *top* como en *bottom*, por lo que se utiliza color púrpura para los sensores de la capa *bottom* y color cian para los que se ubican en la capa *top*.

el condensador son idénticos en ambas PCBs. La resistencia es de $R_{\text{nominal}} = 1210[\Omega]$ con un error de $\pm 1\%$ y la capacitancia es de $C_{\text{nominal}} = 1,47[\mu F]$ con un error de $\pm 10\%$. Notar



(a) Esquemático



(b) PCB construida.

Figura 4.3: Construcción de la pcb para el experimento RC-adhoc.

que la tolerancia de los valores R y C experimentales también genera fuentes de error en el coeficiente viscoso γ y el tiempo de respuesta τ . La comparación entre sus valores nominales y medidos se muestra a continuación.

	Variable	Nominal	Tolerancia	Medido	Error por instrumento
Payload RC	R	1210	1 %	1207	0.3 %
	C	1.470	10 %	1.454	1.2 %
	tau	1.778	11 %	1.755	1.5 %
	gamma	562.208	11 %	569.808	1.5 %
RC adhoc	R	1210	1 %	1206	0.3 %
	C	1.470	10 %	1.339	1.2 %
	tau	1.778	11 %	1.615	1.5 %
	gamma	562.208	11 %	619.259	1.5 %

Tabla 4.1: Valores RC medidos y sus errores asociados

4.2. Resultados de Datos satelitales

Después del lanzamiento de SUCHAI efectuado el 23 de Junio del 2017, se comenzaron a telecomandar cada uno de los subsistemas del bus y payloads de forma progresiva para minimizar los riesgos de operación: primero se operó el subsistema más seguro y al pasar los días se terminó operando el payload más riesgoso (langmuir probe). En este proceso se dedicaron sesiones de operación del payload RC en distintos puntos del globo terrestre. Desde SUCHAI se descargaron los voltajes de salida V_{out} mediante el uso de telecomandos y la estación terrena. Los datos del forzante V_{in} fueron previamente almacenados en tierra antes del lanzamiento con el objetivo de ahorrar volumen de telemetría debido a que la semilla del RNG es la misma siempre. Afortunadamente, *in situ* de las operaciones del satélite se evidenció que el budget de comunicaciones a penas alcanza para descargar la telemetría de V_{out} durante el curso de una pasada (≈ 7 minutos a 9600 bps).

Dado este preambulo, a continuación se muestra un histograma de cada una de las frecuencias teleoperadas del payload RC. Recordando que una operación corresponde al envío del telecomando $0x602d$. Se escogieron 5 frecuencias equiespaciadas dentro de un espacio logarítmico de frecuencias en torno a los 91Hz del circuito (15Hz, 125Hz, 1020Hz, 8593Hz y 14628Hz). Luego se tomaron los voltajes de entrada y salida para computar la potencia inyectada. La figura 4.4 muestra el comportamiento promedio de las telemetrías descargadas para cada frecuencia etiquetada.

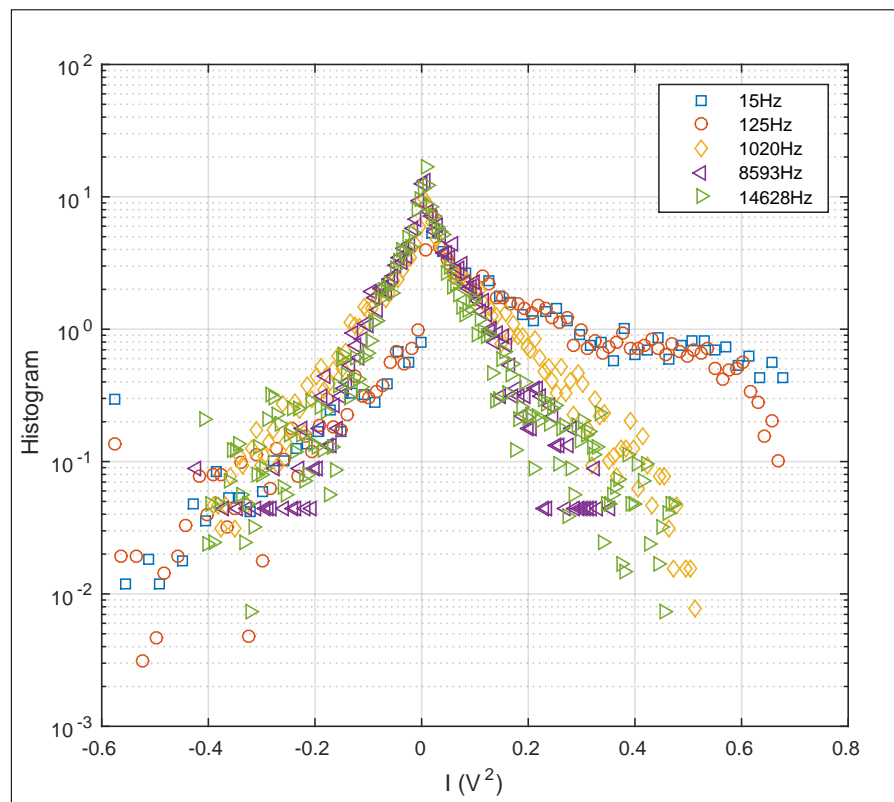


Figura 4.4: Histograma promedio de las telemetrías descargadas de SUCHAI 1 para cada frecuencia de operación

Como se muestra en la figura anterior y de forma concordante con la asimetría de la figura 4.17, se puede observar que para frecuencias cercanas a la frecuencia característica del circuito RC (e.g. 15Hz y 125 Hz), el histograma de la potencia inyectada se vuelve asimétrico con mayor probabilidad en los valores positivos. A medida que la frecuencia del forzante es mayor, el histograma es más simétrico (e.g: 1020Hz, 8593Hz y 14628Hz). Esta asimetría también demuestra que el circuito RC logra alcanzar un estado NESS, pues corresponden a colas exponenciales típicas de un sistema de Langevin en NESS [1, 4, 12, 20].

Es importante indicar que la mayoría de las telemetrías son descargas correspondientes a ejecuciones del payload cuando se tenía línea de vista (LOS) desde la estación terrena, lo cual significa que el payload RC se ejecutó con luz solar encima de Chile. Sin embargo existen 3 telemetrías que fueron muestreadas encima de la anomalía del Atlántico Sur (SAA), sin mostrar una diferencia con el promedio (figura 4.4).

4.3. Resultados del payload en Cámara de Termovacío

A continuación se presentan los resultados de las pruebas realizadas sobre el payload RC dentro de condiciones de control de temperatura y presión. La forma de ejecución del payload se realiza de la siguiente manera:

1. Se fija la presión interna de la cámara:
 - (a) A presión ambiental $P = 760$ Torr.
 - (b) A presión de vacío $P = 5 \cdot 10^{-6}$ Torr.
2. Luego se fija un setpoint de temperatura de la cámara:
 - (a) $T = -40$ °C
 - (b) $T = -20$ °C
 - (c) $T = 0$ °C
 - (d) $T = 20$ °C
 - (e) $T = 40$ °C
 - (f) $T = 70$ °C
3. Una vez que la presión y temperatura son estables se ejecuta el experimento con las siguientes comandos:
 - (a) `0x602d 4` (14628 Hz)
 - (b) `0x602d 7` (8593 Hz)
 - (c) `0x602d 61` (1020 Hz)
 - (d) `0x602d 498` (125 Hz)
 - (e) `0x602d 4029` (15 Hz)
4. Se repite hasta que se completan las tuplas de presiones (ambiental y vacío) y todas las temperaturas.

Estos conjuntos de pruebas son muestreados con el ADC del PIC24 y simultáneamente con el Osciloscopio sin intervenir en el funcionamiento del payload. Esto con el objetivo de garantizar una mejor precisión de lo que ocurre en este ambiente.

Es importante destacar que la temperatura fue corroborada tomando el promedio de los cuatro sensores de temperaturas que se muestran en la figura 4.2. Se asume que circuito RC tendrá una temperatura igual a la PCB y distribuida homogéneamente. Independiente de la validez de éste supuesto, en la tabla 4.2 se muestra que la temperatura de setpoint de la cámara de termovació no se condice con los valores medidos por los sensores del payload, ni tampoco con las termocuplas internas de la cámara. Esto pues se tiene la siguiente relación de temperatura setpoint y temperatura medida.

Temperatura Setpoint	Temperatura P ambiente	Temperatura P vacío
-40	-29.31	-29.42
-20	-15.63	-19.37
0	0.49	-2.95
20	18.40	16.25
40	35.88	34.34
70	42.48	46.22

Tabla 4.2: Temperatura promedio en la PCB de payloads.

4.3.1. A Presión ambiental

Se realizaron las pruebas realizadas a presión ambiental (760 Torr). En la figura 4.5 se muestran los histogramas para dos frecuencias cercanas a la frecuencia del circuito RC. En la frecuencia de 125 Hz (figura 4.5a) se tiene un caso de histograma asimétrico y en el de 1020 Hz (figura 4.5b) se tiene mayor simetría. En ambos casos no se observan diferencias significativas en los histogramas dados por la temperatura que siente el circuito RC.

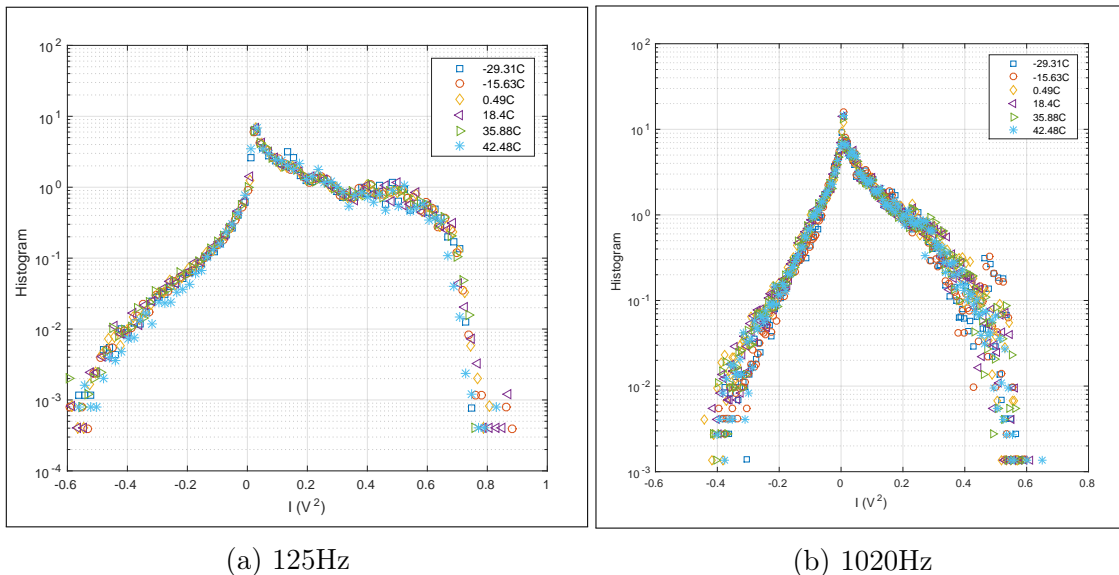


Figura 4.5: Histogramas de potencia inyectada a presión ambiental para distintas temperaturas.

4.3.2. En vacío

El mismo proceso es realizado en un ambiente de vacío. Los histogramas de la potencia inyectada se muestra en la siguiente figura, la cual muestra que para el caso con mayor simetría 4.6a el circuito presenta mayor sensibilidad a la temperatura. Sin embargo, para el caso asimétrico (4.6b) no hay mayores diferencias con los cambios de temperatura en vacío.

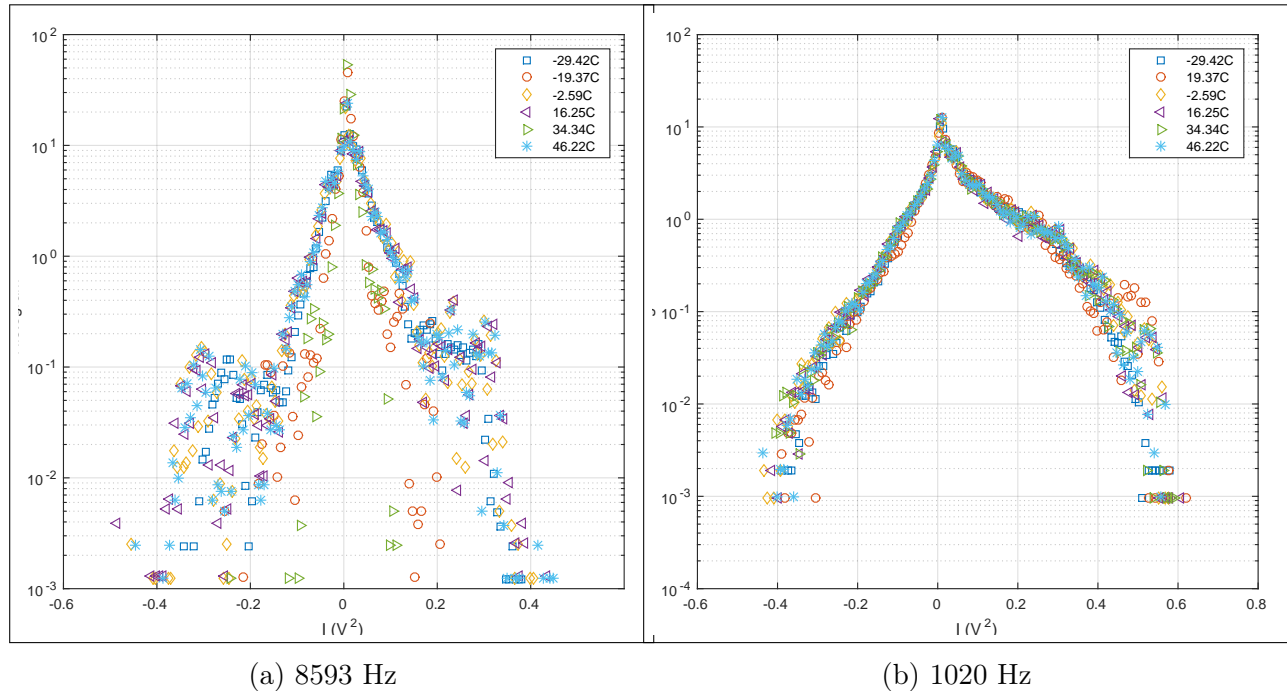


Figura 4.6: Histogramas de potencia inyectada en vacío para distintas temperaturas.

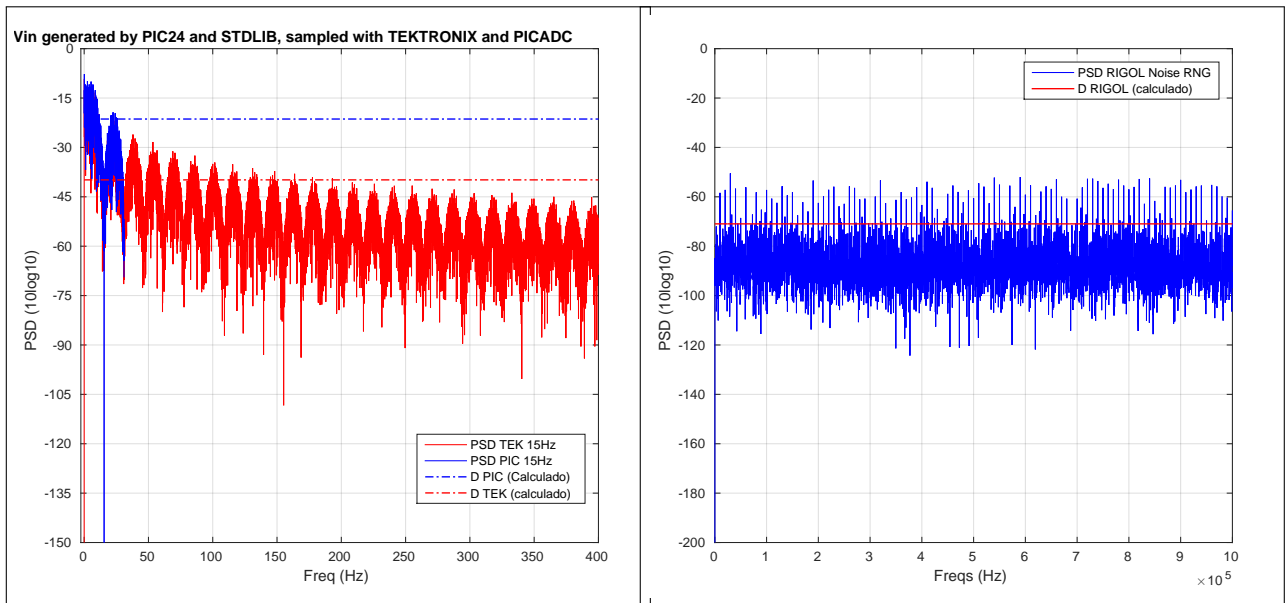
4.4. Comparación de instrumentos

Debido a que no hay diferencia entre los datos satelitales y pruebas de payload en termovacío (incluso al medir con el osciloscopio); se hace la hipótesis que existen artefactos en los histogramas debido a los instrumentos. En las siguientes subsecciones se separan los instrumentos en *forzantes* (RNG del PIC o generador de señales RIGOL) y *medición* (ADC del PIC o osciloscopio Tektronix), de forma de testear experimentalmente si existe algún artefacto de los instrumentos que evite mostrar las diferencias del ambiente. Primero se comienza con mostrar las características de los forzantes evaluados y después se hace una comparativa de las mediciones resultantes al utilizar cada tipo de forzante por separado.

4.4.1. Tipos de forzantes: RIGOL DG1022 y RNG del PIC

En un principio se comienza por mostrar las características temporales y en frecuencia de los instrumentos de forzaje disponibles. En la figura 4.7a se muestra la PSD para el forzante

generado por RNG del PIC24, donde se superpone una medición del forzante con el ADC del PIC (color azul) y una medición con el osciloscopio Tektronix (color roja). En la figura 4.7b se muestra la PSD del forzante generado con el RNG del generador de señales RIGOL DG1022 muestreado con el osciloscopio Tektronix. Se puede observar que el forzante del generador de señales es simétrico en frecuencia. Sin embargo el forzante del PIC tiene fuerte presencia de armónicos y va decreciendo en valor a medida que aumenta la frecuencia de observación. Este comportamiento mostrado en la figura 4.7a es una forma clásica de un ZOH proveniente del DAC. Por otra parte, la estimación de la amplitud D del forzante del PIC es dependiente del instrumento de medición utilizado, pues para el caso de muestreo con PIC (línea azul punteada) se calcula un valor mayor a que cuando se muestrea con el osciloscopio (línea roja punteada). Además de lo anterior, se respuesta temporal de los forzantes mediante el cálculo



(a) Forzante del PIC24.

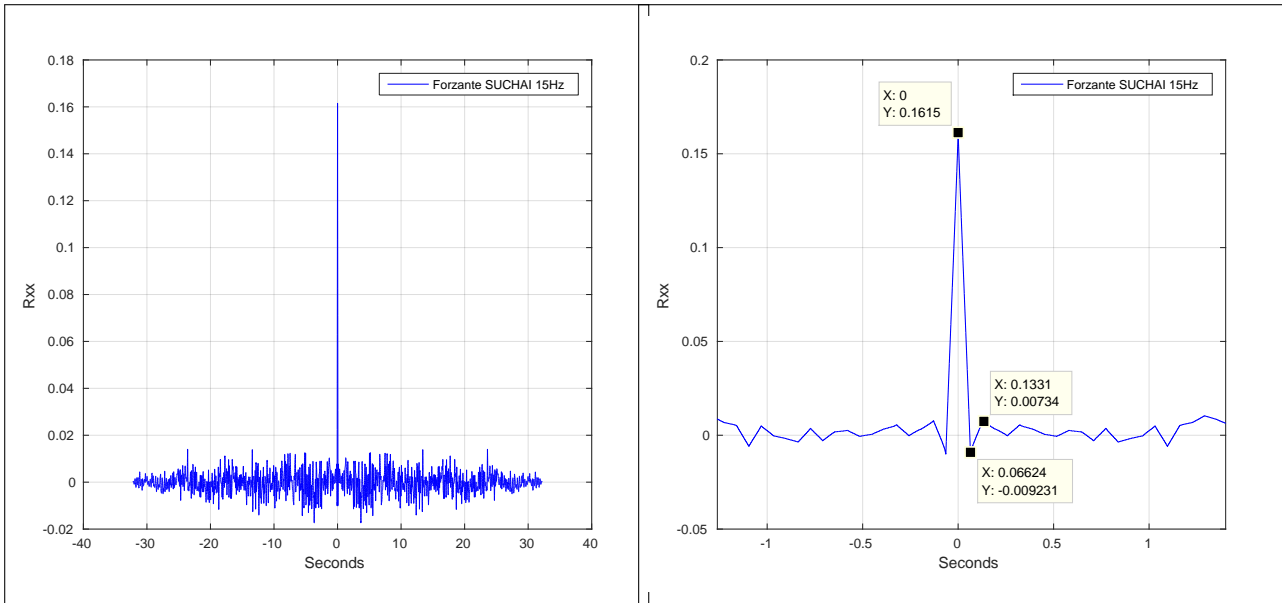
(b) Forzante del Generador de Señales

Figura 4.7: Densidad de potencia espectral del forzante para los instrumentos empleados.

de la función de autocorrelación $R_{xx}(\tau)$.

El caso del forzante generado por el PIC se muestra en la figura 4.8. Esto muestra que el tiempo de correlación entre las muestras generadas por el PIC son de 0,06624 segundos para el comando más lento usado ($0x602d\ 4029$). Esto se mide usando los marcadores de la figura 4.8b, los cuales están posicionados entre el tiempo de valor máximo de $R_{xx}(\tau)$ y el valor mínimo siguiente. Es notable que este tiempo medido con los marcadores corresponde al inverso de la frecuencia del comando de operación, pues $\frac{1}{0,06624s} = 15,01\text{Hz}$ lo cual es bastante cercano a los 15 Hz en este del comando $0x602d\ 4029$. El caso del forzante generado por el generador de señales (RIGOL DG1022) se muestra en la figura 4.9. De forma similar al forzante del PIC se mide el tiempo de correlación de la señal pseudo-aleatoria (ver figura 4.9b), dando un tiempo de $4.8 \cdot 10^{-8}$ segundos lo cual equivale a una frecuencia de 20,833 MHz concordando con el valor nominal del ancho de banda del fabricante.

Una diferencia con el forzante del PIC, es que la forma de la autocorrelación es una pirámide invertida (ver 4.9a), en donde cada $5 \cdot 10^{-5}$ segundos hay un peak de $4.8 \cdot 10^{-8}$ segundos de duración. este periodo de serva la función de autocorrelación tiene un periodo de

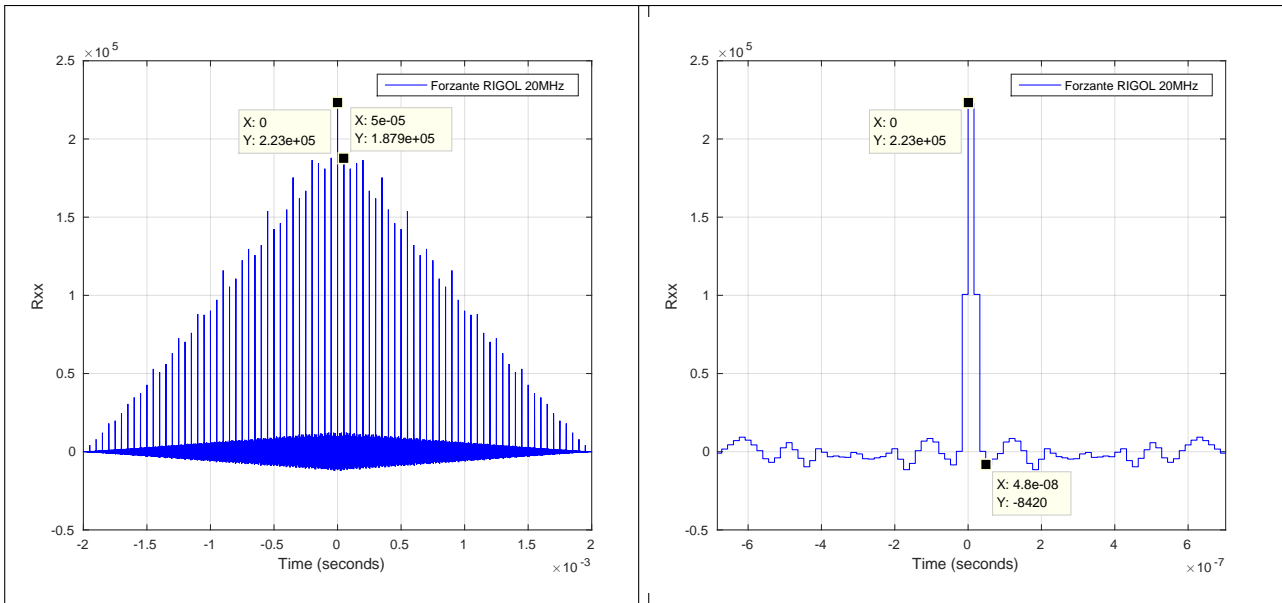


(a) Vista completa.

(b) Zoom en torno a cero.

Figura 4.8: Autocorrelación del forzante del PIC para el telecomando 0x602d 4029.

$5 \cdot 10^{-5}$ segundos equivale a una frecuencia de 20KHz. Una conclusión que se puede generar



(a) Vista completa.

(b) Zoom en torno a cero.

Figura 4.9: Autocorrelación del generador de señales RIGOL DG1022 en modo Noise.

de la figura 4.7, es que se hace necesario incluir un DAC más veloz para evitar los lóbulos en frecuencia del ZOH y acelerar la generación de números aleatorios para poder aplanar la respuesta del forzante haciendolo más parecida, en forma, a la del generador de señales.

4.4.2. Generación: PIC - Medición: Osciloscopio y ADC del PIC

Para comparar los efectos del instrumento de medición se hacen pruebas primero utilizando el forzante del PIC (*esta* sección) y midiendo simultáneamente con el ADC del PIC y el Osciloscopio. En particular se somete el payload RC usando los comandos del payload mientras se prueba en qué escenario, presión o temperatura, se generan artefactos de medición. Al igual que en las otras pruebas, los rangos de temperaturas probados van entre -30°C y 45°C .

Los resultados de esta prueba mostraron que el ambiente no es relevante en esta comparación (ver sección 4.3), pues también fueron generados con el forzante del PIC y medidos con el osciloscopio. Estas pruebas se realizaron tanto con presión y temperatura variables, sin embargo se muestran las combinaciones que generaron mayor diferencia, pues objetivo de esta prueba es mostrar las diferencias entre los instrumentos de medición para un ambiente fijo. Además de esto, se logra identificar artefactos introducidos por el ADC en algunas frecuencias de operación del comando. Por ejemplo, la figura 4.10a muestra los histogramas para los datos tomados con el ADC del PIC (color azul) y con los datos tomados por el osciloscopio Tektronix (color naranja) cuando la frecuencia del forzante es de 125Hz. La figura 4.10b repite el proceso pero para una frecuencia mayor de 1020 Hz. Como se puede ver en

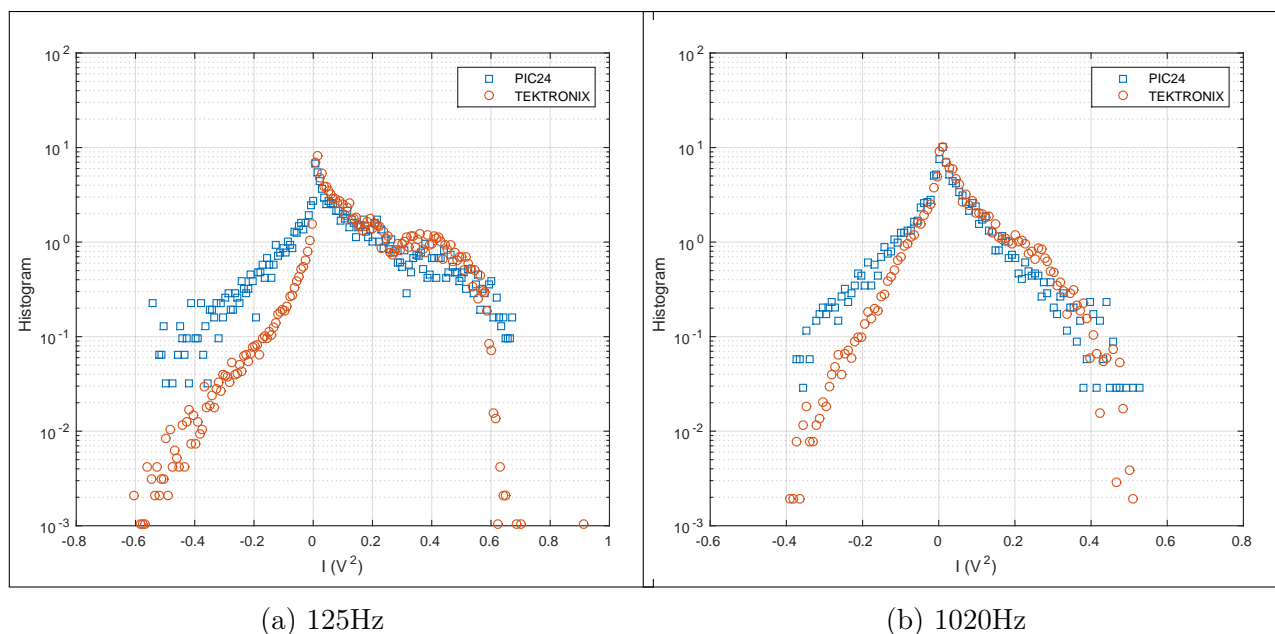


Figura 4.10: Comparación de ADC a bordo de SUCHAI versus Osciloscopio a un presión de vacío ($P = 5 \cdot 10^{-6}$ Torr y 25°C).

ambas figuras, existen diferencias en los histogramas dados porque el ADC del PIC genera artefactos en comparación al Osciloscopio. En particular el uso de un ADC más lento y con menor resolución hace que los histogramas se vean más simétricos de lo que son en la realidad (por ejemplo ver figura 4.10a), por lo que se hace necesario en próximas misiones incluir un ADC más rápido y de mejor resolución, pues es posible que los datos SUCHAI no hayan permitido ver algún fenómeno debido a su capacidad. También es importante notar que el forzante del PIC hace más insensible al circuito a los cambios del ambiente, por lo que se

estipula en la siguiente prueba utilizar el generador de señales para si es posible cambiar esa situación.

4.4.3. Generación: Generador de Señales - Medición: Osciloscopio y ADC del PIC

Para comparar los efectos del instrumento de medición en otro escenario prueba usar como forzante al Generador de Señales y medir usando simultáneamente el ADC del PIC y el Osciloscopio. Se prueba en qué escenario, a presión o temperatura, se generan artefactos de medición. Al igual que en las otras pruebas, los rangos de temperaturas van entre $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $45\text{ }^{\circ}\text{C}$.

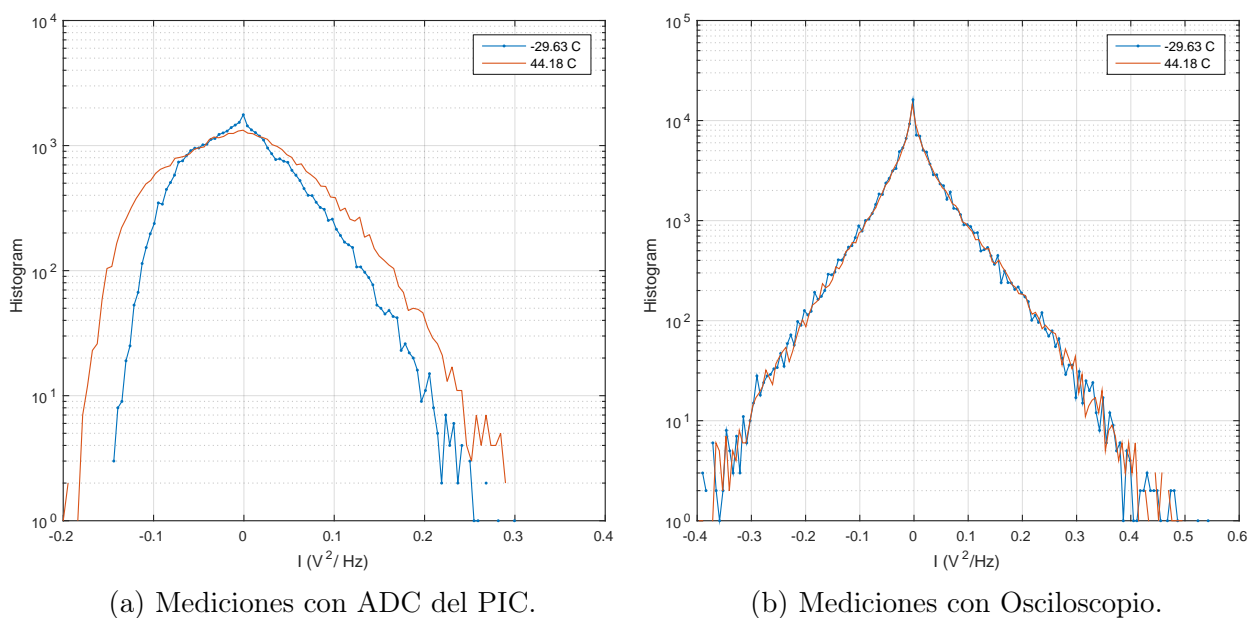


Figura 4.11: Histogramas en vacío para diferentes temperaturas usando el Generador de señales como forzante ($V_{pp} = 3V$). Ambas figuras (a y b), corresponden al mismo escenario físico solamente que son los datos obtenidos de instrumentos diferentes. Se puede observar en (a) que existe una diferencia notoria en el histograma al cambiar la temperatura lo cual hace presumir que es un cambio en el circuito, sin embargo el gráfico de (b) demuestra que esa diferencia es un artefacto de temperatura del ADC. Esto ya que como el Osciloscopio está midiendo sincronizadamente junto al PIC y tiene mejores especificaciones, entonces se toma la lectura del Osciloscopio como una *verdad* que niega la validez de los datos presentados por la figura (a).

La figura 4.11 corresponde a la comparativa de los escenarios con mayor diferencia arrojados por las pruebas en termovacío. En ella se puede observar que no existe una diferencia real debido al ambiente (ver figura 4.11b), sin embargo el ADC del PIC informa una diferencia en los datos (ver figura 4.11a). Esto es un indicativo que el ADC tiene una respuesta con la temperatura que hay que considerar para poder usar las mediciones para discriminar al ambiente.

4.5. Prueba de concepto: RC-adhoc

Debido a los fallos anteriores en ver el ambiente en el circuito, se decide trabajar solamente con el generador de señales y osciloscopio para este conjunto de pruebas. Como se mencionó en el capítulo 3.3.1, se introduce el circuito RC adhoc dentro de la cámara de termovacío y se opera controlando el valor de voltaje peak-to-peak del generador de señales. Este voltaje peak-to-peak o V_{pp} está relacionado cuadráticamente con la amplitud del forzante como se muestra en la figura 4.12. Para cada uno de los setups experimentales del circuito RCadhoc (figura 3.7), se setea el generador de señales en modo **Noise** con un valor V_{pp} desde 0.16V hasta 16V. Para cada valor peak-to-peak se obtiene una traza de 100k puntos muestrados a 250 MHz (cada 4 ns) y luego computa los histogramas de cada variable (V_{in} , V_{out} , \tilde{I}) utilizando la metodología de bins descrita en la sección 3.1.

La figura 4.12 muestra el valor de la PSD, denotado por la variable D, para cada valor V_{pp} seteado en el generador medido como el promedio espectral descrito por la ecuación 2.43. Se observan pequeñas diferencias en el valor neto de la PSD medido al ocupar un filtro en el generador (conjunto # 2 de la figura 3.7) comparado a cuando no se utiliza. En la figura 4.12 se muestra una dependencia cuadrática de la PSD con respecto al V_{pp} nominal, sin embargo la dependencia cuadrática no es igual en cada conjunto, pues la PSD pareciera aumentar cuando se agrega el filtro pasabajos a la salida del generador. Además de lo anterior, se puede decir

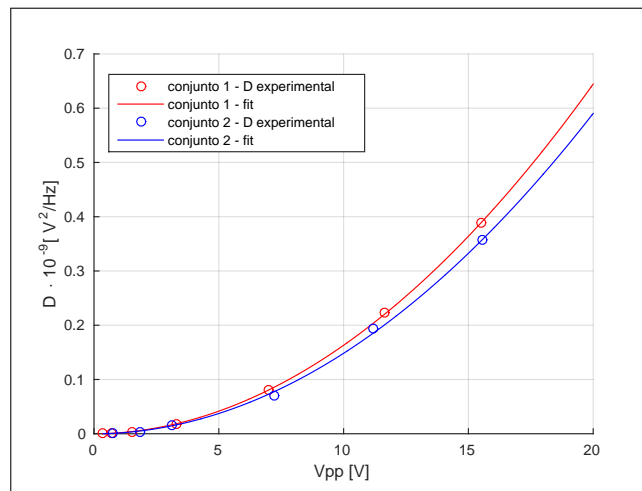


Figura 4.12: Amplitud del forzante medido V_{in} para los distintos valores *peak-to-peak* configurables en el generador de señales.

que la variable D estima de forma razonable la potencia del forzante. Esto pues su respuesta en frecuencia tiene una forma cuasi-plana hasta los 25MHz como se puede observar en la figura 4.13, con una leve atenuación cerca de los 20MHz. Este comportamiento cuasi-plano es característico del generador de señales y no se ve perturbado por un ambiente de vacío o al añadir un filtro a la salida de este instrumento. Una vez caracterizadas las propiedades de señal del forzante, se procede a caracterizar sus propiedades de proceso estocástico mediante el uso de histogramas como se ha mencionado en secciones anteriores.

El histograma del voltaje de la figura 4.14a, muestra un histograma típico del voltaje del generador al cual se ajusta una distribución Normal de media cero (líneas solidas). La figura

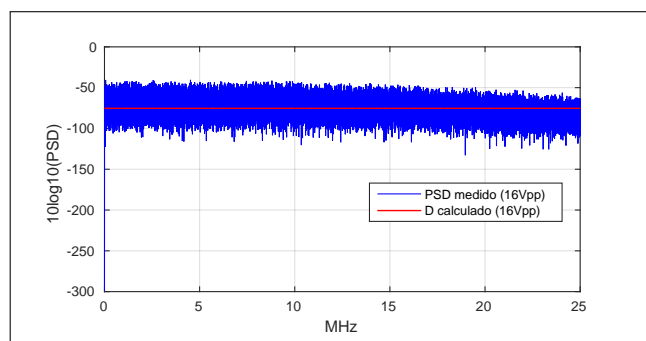
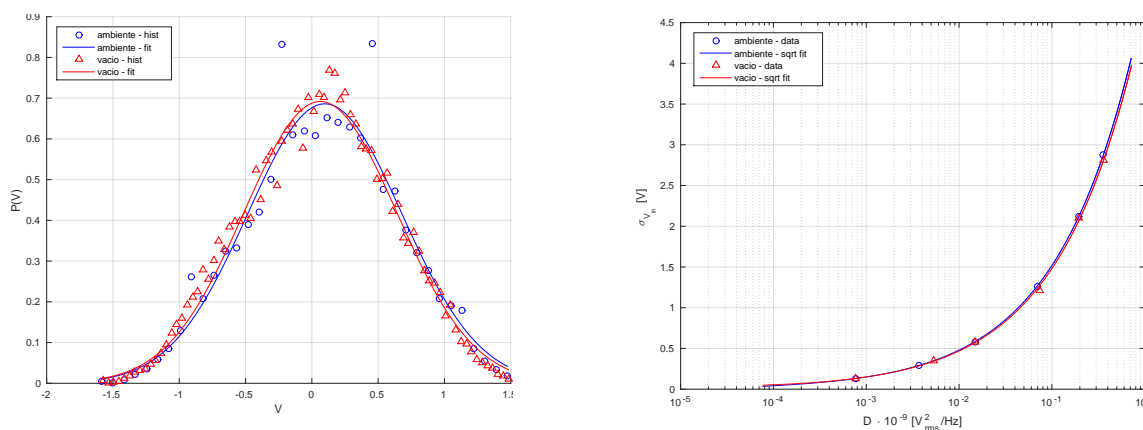


Figura 4.13: Periodograma del generador de señales para $V_{pp}=16V$

adyacente 4.14b, muestra como evoluciona la desviación estándar del voltaje de entrada en relación a la PSD medido, mostrando una relacion de raíz cuadrada entre ambas variables. Haciendo uso de las relaciones descritas por las figuras 4.12 y 4.14b, se puede inferir que la desviación estándar del forzante depende linealmente del V_{pp} seteado en el generador de señales. Luego de forma análoga, se computa el histograma para el voltaje de salida

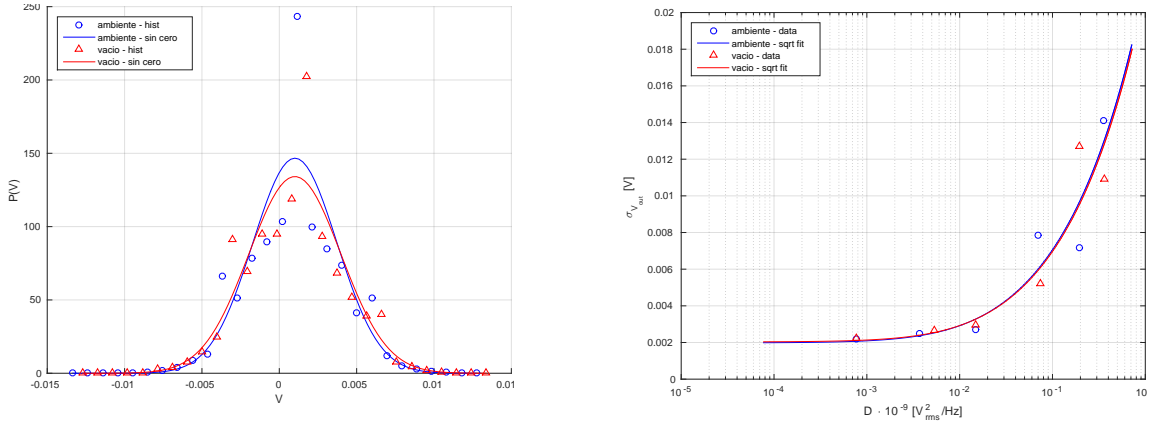


(a) Histograma de V_{in} para $V_{pp}=3.32V$

(b) Desviación estándar para amplitud de forzante

Figura 4.14: Histograma y desviación estándar del voltaje del generador de señales. En ambas imagenes se superponen datos a presión ambiente (azul) y en vacío (rojo), las líneas sólidas corresponden a un ajuste gaussiano de los puntos del histograma.

(voltaje en el capacitor) para cada valor V_{pp} . La figura 4.15a muestra que la forma del histograma a presión ambiente (azul) y en vacío (rojo) sigue una forma Normal de media cero. Este comportamiento es compartido para todos los valores V_{pp} , solamente cambiando su desviación estándar como muestra la figura 4.15b, donde nuevamente se observa una relación de raíz cuadrada entre la desviación estándar y la PSD, lo cual deriva en una relación lineal entre la desviación estándar de V_{out} y el valor peak-to-peak del generador de señales.



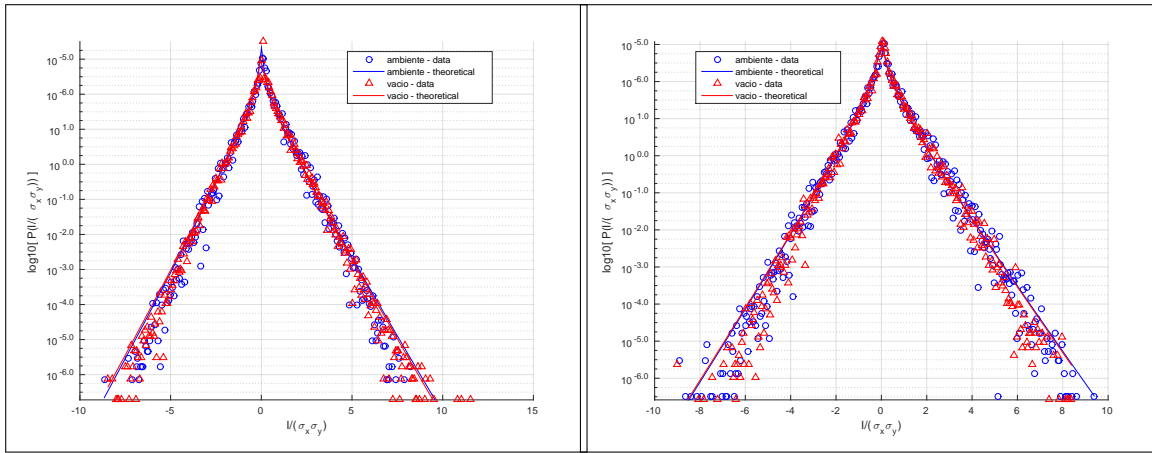
(a) Histograma de V_{out} para $V_{pp}=3.32V$

(b) Desviación estándar de V_{out}

Figura 4.15: Histograma y desviación estándar del voltaje de salida (en el capacitor). En ambas imágenes se superponen datos a presión ambiente (azul) y en vacío (rojo), las líneas sólidas corresponden a un ajuste gaussiano de los puntos del histograma.

4.5.1. Efecto de la Presión

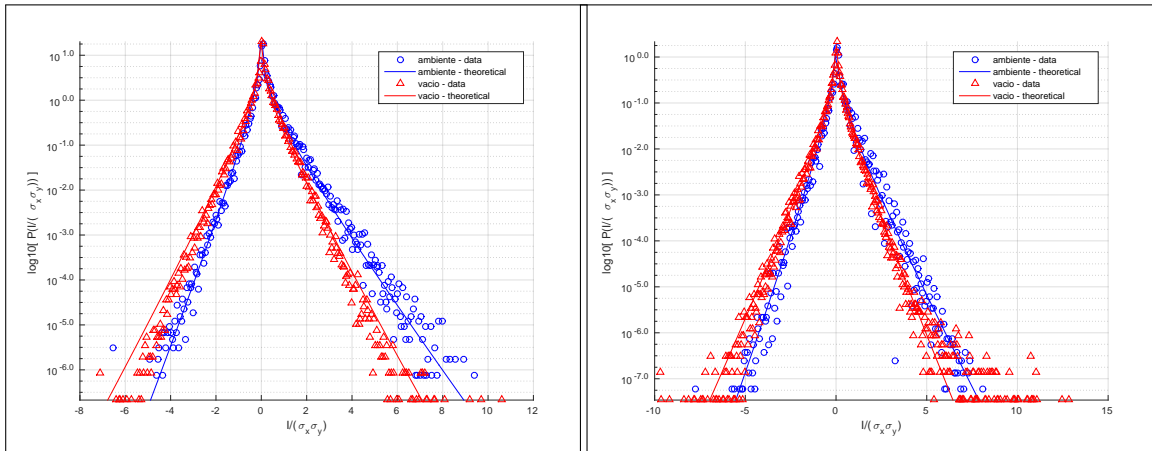
Finalizada la caracterización de los voltajes se computa el histograma de la potencia inyectada I para ambos conjuntos de datos. En el primer escenario 3.7a el histograma de la potencia inyectada normalizada \tilde{I} se muestra en la figura 4.16. En dicha figura se nota que el histograma de la potencia inyectada no cambia al pasar de presión ambiente (color azul) a vacío (color rojo). Este forma de la potencia inyectada se replica para los valores mostrados en la figura ($V_{pp} = 1.67$ y $3.32V$), pero también para valores diferentes a éstos. Algo que es importante notar es que las líneas sólidas (azules y rojas) no corresponden a un ajuste, sino que es el gráfico de la ecuación de Craigs utilizando el índice de correlación ρ medido en cada situación, lo cual valida a la distribución de Craig como un modelo ajustado a este sistema NESS. De la misma forma se computa el histograma para el segundo escenario (figura 3.7b) el cual contempla un filtro de 1.8KHz a la respuesta en frecuencia del generador de señales. Esto es aproximadamente 20 veces la frecuencia de corte del circuito RC adhoc $\approx 90Hz$, por lo que es una frecuencia cercana a la banda del circuito. En este escenario se obtienen curvas asimétricas como se puede observar en la figura 4.17. Es posible ver que en este escenario, cuando el ambiente se encuentra a presión de ambiente (hay presencia de gas atmosférico), el histograma de la potencia inyectada se defleca a una mayor disipación (valores positivos de \tilde{I}) y de forma más acentuada si la PSD del forzante (representada por V_{pp}) es mayor. Por otra parte cuando no hay gas atmosférico (vacío), los histogramas de potencia inyectada son simétricos e idénticos a la figura anterior 4.16. Lo notable de este resultado es que el ambiente cambia la forma de la estadística de la potencia inyectada al sistema tornandola asimétrica, al menos cuando el forzante es filtrado con una pasabajos cercano a la frecuencia característica del sistema. Esto podría indicar que un circuito capacitivo es sensible a la presión atmosférica dentro de un rango de frecuencia y no fuera de éste. Esta idea de sensibilidad dependiente de la frecuencia viene del hecho que para un mismo valor V_{pp} del generador, su distribución solamente cambió cuando se filtra al forzante y no cuando se manipula la PSD del forzante mediante el valor peak-to-peak. Además también, se puede indicar que el circuito cuando se



(a) $V_{pp} = 1.67 \text{ V}$

(b) $V_{pp} = 3.32 \text{ V}$

Figura 4.16: Histograma de la potencia inyectada normalizada $\tilde{I} = \frac{I}{\sigma_{V_{in}} \sigma_{V_{out}}}$ en pruebas del circuito RC adhoc.



(a) $V_{pp} = 1.67 \text{ V}$

(b) $V_{pp} = 3.32 \text{ V}$

Figura 4.17: Efecto de la presión atmosférica en el circuito RC-adhoc para distintas amplitudes del forzante. Notar que las líneas sólidas no corresponden a un ajuste, sino que es el gráfico de la ecuación de Craigs para el índice de correlación ρ medido en cada situación.

encuentra en vacío sus colas tienden a ser simétricas, independiente de otros factores.

Capítulo 5

Conclusiones

En este trabajo de tesis se presenta un experimento físico de un sistema electrónico fuera del equilibrio que exitosamente fue integrado y lanzado en el nanosatélite SUCHAI 1. El trabajo se centra en la construcción del payload electrónico que implementa el experimento y la realización de pruebas en distintos ambientes controlados y con diferentes instrumentos. El ambiente espacial al cual se someten los Cubesat es aún desconocido en diversos ámbitos, por lo que un experimento de esta naturaleza permite dar información sobre el ambiente espacial desde una perspectiva diferente. Esta primera versión del experimento sienta las bases de los futuros payloads electrónicos que aborden las siguientes misiones SUCHAI, en donde se pueda estudiar el ambiente espacial con componentes reducidos en tamaño, consumo y cómputo.

La operación, descarga y despliegue de datos desde el satélite demuestran empíricamente la factibilidad del desarrollo de un sistema electrónico telecomandado desde tierra. Se demuestra que es posible llevar al circuito a un estado NESS con los instrumentos a bordo, incluso se observan colas exponencialmente asimétricas para los telecomandos ejecutados al igual que experimentos similares [1, 4, 9, 12, 26, 29], validando el rango de valores de potencia utilizados.

El software que implementa la ejecución del experimento sigue una arquitectura de comandos que es utilizada también en las pruebas realizadas dentro de la cámara de termovacío. Se consigue respetar la arquitectura de software de vuelo desarrollada por [5], haciendo posible la reutilización de código en los experimentos posteriores. Tomando en cuenta las restricciones del estándar Cubesat, es importante destacar que existen dificultades para lograr un driver del experimento bajo una perspectiva modular, pues lo más sencillo para economizar el uso de recursos a bordo del satélite es asignar secuencialmente las tareas de los experimentos y otorgar el control completo de la máquina al experimento en ejecución. Este enfoque favorece la probabilidad de acople entre los diferentes módulos e interfaces de software, lo cual dificulta el desarrollo y mantención de código en el futuro. Sin embargo, la arquitectura usada en SUCHAI -desarrollada por [5]- ofrece la ventaja de poder implementar el experimento con herramientas de bajo nivel para el asegurar el ahorro de recursos y además logra encapsular el diseño para re-utilizarlo en futuras misiones. La desventaja es que el trabajo con herramientas de bajo nivel -como el lenguaje C- suelen ser más lento de portar a otras plataformas, por lo que estos tiempos deben ser considerados a la hora de la planificación de una misión.

Se ha desarrollado una metodología consistente para procesar las telemetrías descargadas, creando series de tiempo a partir de las telemetrías e implementando los algoritmos de histogramas utilizando Matlab. Se ha utilizado un enfoque no paramétrico para escoger el ancho de bins de histograma con el objeto de minimizar la dispersión de los mismos y sin utilizar información a priori de la distribución. Es evidente que el problema de estimación de una distribución puede abordarse de forma más precisa para lo cual sería ideal aumentar el número de datos descargados, sin embargo debe tenerse en cuenta las restricciones propias del Cubesat. El cuello de botella principal es que actualmente el enlace de comunicaciones no permite descargar más de 10KiB por pasada sobre la estación terrena, por lo que para descargar los datos de una operación (≈ 8 KiB) de este payload se demoraba la pasada completa volviendo infactible incrementar el volumen de datos descargados. Una forma para lograrlo sería solamente descargar un arreglo con los centroides y cuentas del histograma computado dentro del satélite; sin embargo, se decidió no hacerlo así debido a que se quería validar experimentalmente primero que los datos crudos estuvieran correctos versus a computar y descargar solamente los histogramas desde el satélite sin conocer los datos crudos antes.

Si bien el circuito RC logra un estado NESS a bordo del satélite, los datos descargados no muestran una diferencia en su forma con respecto a todas las pruebas realizadas en tierra. Se realiza una comparación de instrumentos utilizados en el satélite (RNG, DAC y ADC basados en el PIC24F) e instrumentos de laboratorio (generador de señales y osciloscopio), bajo condiciones controladas de presión y temperatura. Se probaron las cuatro permutaciones posibles (excitación: generador de señales o PIC; medición: osciloscopio o PIC). Esta comparación entre los instrumentos arroja que tanto el instrumento que genera el forzante como el instrumento de medición, no son suficientes para cuantificar los acoples del ambiente hacia los mecanismos del circuito dentro de SUCHAI. Esto tomando en cuenta que los rangos de temperatura usados en las pruebas de termovació (-30°C y 45°C) cubren un rango mayor de temperatura que los datos descargados del satélite (8°C y 18°C). Por una parte, esto indica que la electrónica que va a bordo del SUCHAI es lo suficientemente resiliente para el ambiente en el cual se encuentra inmerso, sin embargo existen sensores -como la langmuir probe y el magnetómetro- que pueden ser más sensibles a los cambios de temperatura u otros fenómenos no contemplados por las pruebas en tierra.

Las pruebas realizadas con el denominado circuito RC adhoc sí logran obtener diferencias en los histogramas debido a los cambios de presión, mostrando que existe más simetría de los histogramas en vacío que a presión ambiente. Esta diferencia con los resultados de las pruebas realizadas con el payload dentro de la cámara de termovació, indican que el fenómeno de acople hacia el circuito es propenso al ruido capacitivo o inductivo del stack de PCBs que conforman al satélite, por lo que es necesario tomar medidas de aislación con el resto de componentes para las futuras misiones. Por otra parte, también es necesario calibrar correctamente el espectro del forzante de forma específica al circuito bajo estudio, pues esta fue la diferencia con el resto de pruebas que hizo que se logaran ver cambios en la estadística debido al vacío.

Sumado a lo anterior el instrumento más importante a cambiar es el generador del forzante, principalmente el generador de números aleatorios (RNG) y el DAC, pues la mayoría de los experimentos citados en los Antecedentes utilizan un forzante con respuesta plana en frecuencia, lo cual difiere bastante con el forzante de SUCHAI que se encuentra dominado

por la forma de ZOH y la distribución de el RNG se desea que fuera Normal. Realizando esto se podría tener una comparación más directa con otros experimentos en la literatura facilitando el diseño y análisis.

En segundo lugar el ADC también genera artefactos, los cuales son secundarios con respecto al forzante pues es necesario lograr un estado NESS de mejor calidad antes de medirlo. Idealmente se debiera utilizar un ADC que sea órdenes de magnitud más veloz que la respuesta del forzante (por ejemplo, que sea cercano a 1MHz) y de una resolución superior que la del DAC (16bits en este caso), de forma de detectar pequeñas fluctuaciones.

Finalmente puede concluirse que se acepta la primera hipótesis del trabajo debido a que el circuito RC alcanza un estado NESS, pero las expectativas de la segunda hipótesis no se cumplen a cabalidad, ya que solamente se logra medir el ambiente en un setup experimental distinto al satelital. La forma en cómo se logra medir el acople del ambiente en el circuito RC es al quitar el circuito de la plataforma satelital, por que si bien sí se puede realizar en términos conceptuales deben tomarse las medidas descritas en los párrafos anteriores para poder llevarla a cabo en una misión satelital. Es importante mencionar que el trabajo desarrollado ha sido el primer acercamiento de integración de un experimento de este tipo a bordo de un nanosatélite en Chile, permitiendo transmitir el *know-how* como un antecedente valioso para investigaciones futuras con respecto a este tipo de plataformas.

Trabajo futuro

Esta tesis presenta únicamente los primeros pasos de un estudio que diseñar experimentos que midan al ambiente espacial con electrónica fuera del equilibrio. Algunas de las tareas que derivan de este trabajo de tesis son:

- **Cambio de instrumentos para el forzante:** Como se ha expuesto, el forzante es una parte muy importante en este estudio y la forma de éste no es directamente comparable con el forzante utilizado en la literatura, pues ahí se caracterizan por una respuesta plana en frecuencia (dentro de un ancho de banda) y una distribución Normal en los valores. El mayor estrés se lleva el generador de números aleatorios, sin embargo existen circuitos integrados que implementan esta funcionalidad aprovechando el ruido térmico de resistores, denominados True Random Number Generator (TRNG). Esta opción es preferible a utilizar un generador pseudo-aleatorio, aunque debe fijarse que el tiempo de autocorrelación sea lo suficientemente bajo como para obtener una respuesta plana en frecuencia.
- **Cambio de instrumentos para medición:** Los resultados mostraron que el ADC del satélite genera artefactos debido a: su tasa de muestreo, por su respuesta a la temperatura y por su pequeña resolución. Es necesario para próximas misiones aumentar la tasa de muestreo, pues la máxima lograda en este experimento es de 110KHz quedando insuficiente en comparación a los 250MHz del osciloscopio, por lo que se postula muestrear en el rango de los mega hercios (≈ 1 MHz). También, sería ideal incluir un modelo inverso a la temperatura del ADC, de forma de lograr discriminar los artefactos de los fenómenos.

- **Pruebas con radiación de partículas o electromagnética:** Uno de los fenómenos característicos del espacio son las CMEs y las tormentas solares, por lo que sería interesante observar y medir cómo son percibidos estos fenómenos por los circuitos en estado NESS. En esta perspectiva, el grupo de física de plasma de la Comisión Chilena de Energía Nuclear (CCHEN) se ha mostrado disponible a testear dispositivos en sus instalaciones. No existe una prueba equivalente que se pueda realizar con la cámara de termovacío, pues si bien la cámara radia energía electromagnética debido a su temperatura, ésta es de una longitud de onda acotada y los fenómenos de partículas se ubican a longitudes de onda más corta y de mayor energía.
- **Compute de histogramas a bordo del satélite:** Una forma para descongestionar el enlace de comunicaciones, es implementar un algoritmo de cómputo de los histogramas de forma continua durante la órbita. Como se dijo anteriormente, esta opción se descartó en un principio para poder ver los datos crudos. Sin embargo, ya que está validado el funcionamiento del satélite y el experimento, es posible implementar el procesamiento de los datos a bordo del satélite y lo ideal sería que los centroides del histograma puedan ser cambiados por telecomandos también en caso de que fuera necesario cambiarlos.

Bibliografía

- [1] Claudio Falcón and Eric Falcon. Fluctuations of energy flux in a simple dissipative out-of-equilibrium system. *Physical Review E - Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, 2009. ISSN 15393755. doi: 10.1103/PhysRevE.79.041110.
- [2] L. Bellon, J. R. Gomez-Solano, A. Petrosyan, and Sergio Ciliberto. Measuring Out-of-Equilibrium Fluctuations. *Nonequilibrium Statistical Physics of Small Systems: Fluctuation Relations and Beyond*, pages 115–153, 2013. doi: 10.1002/9783527658701.ch4.
- [3] N. Garnier and S. Ciliberto. Nonequilibrium fluctuations in a resistor. *Physical Review E*, 71(6):060101, jun 2005. ISSN 1539-3755. doi: 10.1103/PhysRevE.71.060101. URL <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevE.71.060101>.
- [4] Mahesh M. Bandi and Colm Connaughton. Craig’s XY distribution and the statistics of Lagrangian power in two-dimensional turbulence. *Physical Review E - Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, 77(3):1–9, 2008. ISSN 15393755. doi: 10.1103/PhysRevE.77.036318.
- [5] Carlos Gonzalez. *Diseño e implementación del software de vuelo para un nano-satélite tipo Cubesat*. PhD thesis, Universidad de Chile, 2013.
- [6] Rainer Klages, Wolfram Just, and Christopher Jarzynski. *Nonequilibrium Statistical Physics of Small Systems*. 2013. ISBN 9783527658701. doi: 10.1002/9783527658701. URL <http://doi.wiley.com/10.1002/9783527658701>.
- [7] Roberto Livi and Paolo Politi. *Nonequilibrium statistical physics: a modern perspective*. Cambridge University Press, 2017.
- [8] S. Aumaître, S. Fauve, S. McNamara, and P. Poggi. Power injected in dissipative systems and the fluctuation theorem. *European Physical Journal B*, 19(3):449–460, 2001. ISSN 14346028. doi: 10.1007/s100510170321.
- [9] Jean Farago. Injected power fluctuations in Langevin equation. *Journal of Statistical Physics*, 107(3-4):781–803, 2002. ISSN 00224715. doi: 10.1023/A:1014538214117.
- [10] M. A. Diaz, J. C. Zagal, C. Falcon, M. Stepanova, J. A. Valdivia, M. Martinez-Ledesma, J. Diaz-Peña, F. R. Jaramillo, N. Romanova, E. Pacheco, M. Milla, M. Orchard, J. Silva, and F. P. Mena. New opportunities offered by Cubesats for space research in Latin America: The SUCHAI project case. *Advances in Space Research*, 58(10):2134–2147,

2016. ISSN 18791948. doi: 10.1016/j.asr.2016.06.012.

- [11] Carlos Gonzalez, Camilo Rojas, Alex Becerra, Javier Rojas, Tomas Opazo, and Marcos Diaz. Lessons learned from building the first Chilean Nano-satellite : the SUCHAI project. *AIAA/USU Conference on Small Satellites*, 2018. URL <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/2018/all2018/483>.
- [12] Éric Falcon, Sébastien Aumaître, Claudio Falcón, Claude Laroche, and Stéphan Fauve. Fluctuations of energy flux in wave turbulence. *Physical Review Letters*, 100(6):1–4, 2008. ISSN 00319007. doi: 10.1103/PhysRevLett.100.064503.
- [13] NASA. NASA Systems Engineering Handbook. page 297, 2017. URL <https://www.nasa.gov/connect/ebooks/nasa-systems-engineering-handbook>.
- [14] J. Straub. CubeSats: A Low-Cost, Very High-Return Space Technology. *AIAA Reinventing Space Conference*, 2012. URL https://works.bepress.com/jeremy_{_}straub/37/.
- [15] Hank Heidt, Jordi Puig-Suari, Augustus S Moore, Shinichi Nakasuka, and Robert J Twigg. CubeSat: A new Generation of Picosatellite for Education and Industry Low-Cost Space Experimentation. *AIAA/USU Conference on Small Satellites*, pages 1–19, 2000. doi: SSC00-V-5.
- [16] Erik Kulu. Nanosatellite & cubesat database, 2018. URL <https://www.nanosats.eu/>. Accessed: 2018-10-22.
- [17] Jeffery Puschell James Wertz, David Everett. *Space Mission Engineering - The New SMAD*. Space Technology Library, Vol. 28. Microcosm Press, 1 edition, 2011. ISBN 978-1881883159.
- [18] F. Donado, R. E. Moctezuma, L. López-Flores, M. Medina-Noyola, and J. L. Arauz-Lara. Brownian motion in non-equilibrium systems and the Ornstein-Uhlenbeck stochastic process. *Scientific Reports*, 7(1):1–7, 2017. ISSN 20452322. doi: 10.1038/s41598-017-12737-1.
- [19] Hannes Risken. Fokker-planck equation. In *The Fokker-Planck Equation*, pages 32–62. Springer, 1996.
- [20] Jean Farago. Power fluctuations in stochastic models of dissipative systems. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 331(1-2):69–89, 2004. ISSN 03784371. doi: 10.1016/j.physa.2003.09.006.
- [21] C den Broeck and C Van Den Broeck. *Stochastic thermodynamics: a brief introduction*. 2013. ISBN 9781614992783. doi: 10.3254/978-1-61499-278-3-155.
- [22] V. Blickle, T. Speck, L. Helden, U. Seifert, and C. Bechinger. Thermodynamics of a colloidal particle in a time-dependent nonharmonic potential. *Physical Review Letters*, 96(7):24–27, 2006. ISSN 00319007. doi: 10.1103/PhysRevLett.96.070603.
- [23] S. Schuler, T. Speck, C. Tietz, J. Wrachtrup, and U. Seifert. Experimental test of the

- fluctuation theorem for a driven two-level system with time-dependent rates. *Physical Review Letters*, 94(18):1–4, 2005. ISSN 00319007. doi: 10.1103/PhysRevLett.94.180602.
- [24] X. D. Shang, P. Tong, and K. Q. Xia. Test of steady-state fluctuation theorem in turbulent Rayleigh- Bénard convection. *Physical Review E - Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, 72(1):6–9, 2005. ISSN 15393755. doi: 10.1103/PhysRevE.72.015301.
- [25] Arezki Boudaoud, Olivier Cadot, Benoît Odille, and Cyril Touzé. Observation of wave turbulence in vibrating plates. *Physical Review Letters*, 100(23):32–35, 2008. ISSN 00319007. doi: 10.1103/PhysRevLett.100.234504.
- [26] M. Bonaldi, L. Conti, P. De Gregorio, L. Rondoni, G. Vedovato, A. Vinante, M. Bignotto, M. Cerdonio, P. Falferi, N. Liguori, S. Longo, R. Mezzena, A. Ortolan, G. A. Prodi, F. Salemi, L. Taffarello, S. Vitale, and J. P. Zendri. Nonequilibrium steady-state fluctuations in actively cooled resonators. *Physical Review Letters*, 103(1):1–4, 2009. ISSN 00319007. doi: 10.1103/PhysRevLett.103.010601.
- [27] A. Baule and E. G.D. Cohen. Steady-state work fluctuations of a dragged particle under external and thermal noise. *Physical Review E - Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, 80(1):1–21, 2009. ISSN 15393755. doi: 10.1103/PhysRevE.80.011110.
- [28] Adriano Veloso, Wagner Meira Jr, Marco Cristo, Marcos Gonc, and Mohammed Zaki. CubeSat Design Specification Rev. 13. pages 218–227, 2006.
- [29] Alfredo García-Cid, Pablo Gutiérrez, Claudio Falcón, Sébastien Aumaître, and Eric Falcon. Statistics of injected power on a bouncing ball subjected to a randomly vibrating piston. *Physical Review E - Statistical, Nonlinear, and Soft Matter Physics*, 92(3):1–7, 2015. ISSN 15502376. doi: 10.1103/PhysRevE.92.032915.
- [30] D W Scott. On optimal and data- based histograms. *Biometrika*, 66:605–610, 1979.
- [31] David W. Scott. *Multivariate density estimation: theory, practice, and visualization*. 2015. ISBN 0471697559. doi: 10.1002/9780470316849.
- [32] Microchip Technology. *16 Bit Language Tools Libraries Reference Manual*. 2013. ISBN 9781620774984.
- [33] Frank Buschmann, Regine Meunier, Hans Rohnert, Peter Sommerlad, and Michael Stal. A system of patterns: Pattern-oriented software architecture, 1996.

Apéndice A

Teoremas de Fluctuación (FT)

A.1. Teorema Fluctuación-Disipación (FDT)

Un sistema que cumple con la condición de equilibrio (ecuación 2.12) cumple con el Teorema Fluctuación-Disipación (FDT por sus siglas en inglés), el cual corresponde a una relación del estilo entrada-salida entre una perturbación aplicada h *pequeña* y una variable extensiva medida X . Este teorema tiene una clara relevancia física, pues permite establecer una relación rigurosa entre las fluctuaciones y los mecanismos de disipación del sistema, los cuales son ingredientes claves en la teoría de respuesta lineal.

El FDT se postula a través de la siguiente forma: Supongamos que el sistema está preparado, muy lejanamente atrás en el tiempo, en un estado de equilibrio del Hamiltoniano perturbado $\mathcal{H}' = \mathcal{H} - h \cdot X$ donde $h(t)$ es la perturbación:

$$h(t) = \begin{cases} h & -\infty < t < 0 \\ 0 & 0 \leq t < \infty \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

La cual es apagada en $t = 0$ y el sistema se deja en relajación a partir de $t > 0$ hacia un estado de equilibrio caracterizado por el Hamiltoniano no perturbado \mathcal{H} . El proceso de relajación hacia el equilibrio se asegura mediante la presencia de un baño térmico. Si la perturbación h es *pequeña*, entonces el FDT entrega la siguiente relación de la variable extensiva $X(t)$ dada por la ecuación (A.2):

$$\langle X(t) \rangle - \langle X \rangle_0 = \beta h \left(\langle X(t)X(0) \rangle_0 - \langle X \rangle_0^2 \right) \quad (\text{A.2})$$

Donde $\langle \rangle_0$ representa el promedio estadístico del sistema sin perturbaciones, es decir el promedio a partir de $t \geq 0$; $X(0) \equiv X(t)|_{t=0}$ es el valor cuando se apaga la perturbación y $\beta = 1/k_B T$. Sin pérdida de generalidad, se puede asumir que el valor en equilibrio del observable X es nulo, es decir $\langle X \rangle_0 = 0$. Esto es válido pues el objetivo es estudiar las fluctuaciones sin tomar en cuenta el valor medio en torno al cual ocurren las fluctuaciones. Luego la ecuación A.2 queda:

$$\langle X(t) \rangle = \beta h \left(\langle X(t)X(0) \rangle_0 \right) \quad (\text{A.3})$$

De la ecuación A.3 se puede concluir que el promedio de las fluctuaciones del sistema perturbado $\langle X(t) \rangle$ se relaciona de forma lineal con la amplitud de la perturbación h y es proporcional al promedio en equilibrio de su función de autocorrelación $\langle X(t)X(0) \rangle_0$. El segundo de (A.3) término mide las fluctuaciones en equilibrio de X , mientras que el primer término describe el proceso de relajación de la variable perturbada. Es por esto que A.3 es llamada *fluctuación-disipación*. En la práctica, esta relación nos dice que la evolución fuera del equilibrio de un *gentil* perturbación macroscópica es esencialmente indistinguible de sus fluctuaciones en torno al equilibrio, dando que en el regimen lineal la dinámica del observable puede ser medida por medio de su función de autocorrelación.

Es importante notar que los dos supuestos más importantes de este teorema son: 1) presencia de un baño térmico y 2) la perturbación h es *pequeña*. Bajos estos supuestos se obtiene una relación lineal entre la amplitud de la perturbación h y el promedio de las fluctuaciones de la variable macroscópica X .

A.2. Función de Simetría

Sea una variable X_τ promediada en un intervalo de tiempo τ

$$X_\tau = \int_{t_i}^{t_i+\tau} X(t') dt' \quad (\text{A.4})$$

Y sea x_τ , la variable normalizada con respecto al promedio de las realizaciones $x_\tau = \frac{X_\tau}{\langle X_\tau \rangle}$. Entonces, se define la función de simetría S que examina la relación en torno a 0 de la probabilidad $p(x_\tau)$ de tener eventos positivos ($x_\tau = +x$) versus la probabilidad de tener eventos negativos ($x_\tau = -x$) de la siguiente forma,

$$S(x_\tau) = \frac{k_B T}{\langle X_\tau \rangle} \ln \left(\frac{p(x_\tau = +x)}{p(x_\tau = -x)} \right) \quad (\text{A.5})$$

A.3. Teorema de Fluctuacion Transiente (TFT)

El TFT indica que la función de simetría S es lineal con x_τ para cualquier valor de tiempo de integración τ y que además la constante de proporcionalidad es igual a 1,

$$S(x_\tau) = x_\tau \quad \forall x_\tau, \forall \tau \quad (\text{A.6})$$

A.4. Teorema de Fluctuacion Estado Estacionario (SSFT)

Similarmente al TFT, el teorema de fluctuación de estado estacionario (SSFT) logra una relación similar pero en el límite de tiempo infinito τ ,

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} S(x_\tau) = x_\tau \quad (\text{A.7})$$

Para tiempos finitos, la ecuación anterior A.7 se cumple con una constante Σ_x que depende del tiempo de integración τ .

$$S(x_\tau) = \Sigma_x \cdot x_\tau \tag{A.8}$$

$$\text{Donde: } \Sigma_x = \Sigma_x(\tau) \tag{A.9}$$