

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIÓN
TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**ANÁLISIS Y DEFINICIÓN DE UN SISTEMA
DE RADIOFRECUENCIA DE ALTA
POTENCIA PARA LA ANULACIÓN FÍSICA
DE SISTEMAS RPA**

JAVIER CANO FERNÁNDEZ

2021

MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE MÁSTER

Título: ANÁLISIS Y DEFINICIÓN DE UN SISTEMA DE RADIOFRECUENCIA DE ALTA POTENCIA PARA LA ANULACIÓN FÍSICA DE SISTEMAS RPA

Autor: D. Javier Cano Fernández

Tutor: D. Mateo Burgos García

Ponente: D. Javier Cano Fernández

Departamento: Señales, sistemas y radiocomunicaciones (SSR)

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Presidente: D.

Vocal: D.

Secretario: D.

Suplente: D.

Los miembros del tribunal arriba nombrados acuerdan otorgar la calificación de:

Madrid, a de de 20...

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**MÁSTER UNIVERSITARIO EN INGENIERÍA
DE TELECOMUNICACIÓN
TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**ANÁLISIS Y DEFINICIÓN DE UN SISTEMA DE
RADIOFRECUENCIA DE ALTA POTENCIA
PARA LA ANULACIÓN FÍSICA DE SISTEMAS
RPA**

JAVIER CANO FERNÁNDEZ

2021

Agradecimientos

Quisiera agradecer a la Cátedra ISDEFE-UPM por la oportunidad que me han dado de trabajar en este proyecto de Defensa y Seguridad. En especial, me gustaría mencionar a Jesús Alcázar de Federico y Mateo Burgos García, que en todo momento han estado dispuestos a ayudar.

RESUMEN

En la actualidad el número de aplicaciones en el que se usan sistemas de vehículos aéreos no tripulados (RPAS) está en crecimiento. Sin embargo, un uso negligente o malintencionado puede comprometer seriamente la seguridad. Dentro del proceso de defensa anti-sistemas RPAS, existe una clasificación que se compone de tres fases: detección, identificación y neutralización de la amenaza.

El presente Trabajo Fin de Máster se centra en la neutralización de RPAS de tamaño pequeño y mediano, mediante la aplicación de sistemas de radiofrecuencia de alta potencia, conocidos por el nombre de *High Power Microwave (HPM) systems*, como arma dirigida de energía.

Los objetivos marcados son: realizar un estudio teórico de la tecnología HPM, realizar un estudio práctico para interferir y anular físicamente a varios receptores de RPAS mediante varias formas de onda, y definir teóricamente un sistema HPM que permita la destrucción de dichos receptores.

En primer lugar, se lleva a cabo un estudio teórico de la tecnología HPM que permite definir la arquitectura principal y algunos de los sistemas operativos existentes.

En segundo lugar, se realiza un estudio práctico. Para ello, se compra una emisora de radiocontrol y varios receptores de RPAS de distintas marcas. A continuación, se realizan pruebas de interferencia y pruebas de anulación física.

En las pruebas de interferencia, se interfiere, con varias formas de onda, a los receptores para hallar la relación potencia de interferencia respecto a la potencia de la emisora (I/C) mínima para que los receptores dejen de comunicarse con la emisora. En esta medida se encuentra que existen diferencias según la marca del receptor.

En las pruebas de anulación física, se interfiere de manera conducida a los receptores con onda continua y pulsada, con el fin de hallar la potencia media y la potencia de pico necesaria para destruir los receptores. Mediante la generación de onda continua se consiguen destruir tres de los cuatro receptores, siendo la potencia media necesaria muy parecida para los tres receptores. Por otro lado, mediante la generación de onda pulsada no se consigue destruir ningún receptor debido a que se alcanza la potencia de pico máxima que se puede generar con la instrumentación disponible del laboratorio.

Por último, se define un sistema HPM de banda estrecha como una aplicación de arma dirigida de energía, discutiendo los subsistemas empleados y hallando la potencia total que se debe suministrar al sistema. En este punto se encuentra una gran limitación debido a que es necesario conocer la potencia de pico mínima que se debe generar para destruir a un receptor de RPA. No obstante, se sigue adelante en el diseño tomando un valor proporcionado por una referencia.

PALABRAS CLAVE

Vehículos aéreos remotamente tripulados; Microondas de alta potencia; Arma dirigida de energía; Neutralización; Sistema anti-drone; Generador de Marx; Línea de formación de pulso; Oscilador de onda hacia atrás; Oscilador de línea magnéticamente aislado; Magnetrón relativista; Klistrón; Antena de Vlasov; Antena FLAPS; MTF; Hyperion; Supra ORION; THOR; PHASER; NAGIRA; RANETS E; BOFORS.

SUMMARY

Nowadays, the number of applications using Remotely Piloted Aircraft System (RPAS) is growing. Nevertheless, a negligent or a malicious use can seriously compromise security. In the defence anti-RPAS systems process there are three phases: detection, identification, and neutralization.

The present master thesis focuses on small and medium-sized RPAS neutralization through the use of High Power Microwave (HPM) systems applied as Directed Energy Weapon (DEW).

The proposed objectives are a theoretical study of HPM technology; a practical study to interfere and physically nullify some RPAS receivers through different waveforms; and define theoretically a HPM system that allows the RPAS receptor destruction.

Firstly, it is carried out a HPM theoretical study to define the main HPM architecture and some existing operating systems.

Secondly, it is done a practical study. To do that, a radio control transmitter and some RPAS receivers of different brands are purchased. After that, tests for interference and physical nullify are performed.

Regarding to interference tests, RPAS receivers are interfered with different waveforms to calculate the minimum ratio between interference power and radio control transmitter power, so receivers stop communicating with the transmitter. In this measure, differences exist depending on the RPAS receiver brand.

On the other hand, physical nullify tests are performed by interfering the RPAS receivers in conducted way with continuous and pulsed wave. The aim is to calculate the average power and the peak power needed to destroy the RPAS receivers. By generating continuous wave, it is possible to destroy three of four receivers. However, by generating pulsed wave, it is not possible to destroy any receiver due to reaching the maximum peak power with the available laboratory instrumentation.

Finally, it is defined a narrow band High Power Microwave system as a DEW application. Subsystems are discussed, as well as the total power needed to supply the system. In this point, a limitation is found due the necessity of knowing the minimum peak power to destroy a RPAS receiver. Despite of this, a value from a reference is chosen in order to continue with the design.

KEYWORDS

Remotely Piloted Aircraft System; High Power Microwave; Directed Energy Weapon; Neutralization; Anti-drone system; Marx generator; Pulse Line Formation; Backward Wave Oscillator; Magnetically Insulated Line Oscillator; Relativistic magnetron; Klystron; Vlasov antenna; FLAPS antenna; MTF; Hyperion; Supra; ORION; THOR; PHASER; NAGIRA; RANETS E; BOFORS.

SIGLAS

RPA: *Remotely Piloted Aircraft*

RPAS: *Remotely Piloted Aircraft System*

HPM: *High Power Microwave*

DEW: *Directed Energy Weapon*

PRR: *Pulse Repetition Rate*

PRF: *Pulse Repetition Frequency*

BWO: *Backward Wave Oscillator*

MILO: *Magnetically Insulated Line Oscillator*

PFL: *Pulse Forming Line*

MTF: *Microwave Test Facilities*

FHSS: *Frequency Hopping Spread Spectrum*

SDR: *Software Defined Radio*

AFRL: *Air Force Research Laboratory*

DC: *Duty cycle*

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	2
2. ESTUDIO TEÓRICO DE LA TECNOLOGÍA HPM.....	3
2.1. Clasificación de la amenaza	3
2.2. Tecnología HPM	4
2.3. Arquitectura de un sistema HPM de banda estrecha.....	6
2.3.1. Subsistema alimentación primaria	7
2.3.2. Subsistema potencia pulsada.....	8
2.3.3. Subsistema fuentes de radiofrecuencia.....	10
2.3.4. Antenas	16
2.4. Sistemas HPM operativos	22
2.4.1. Microwave Test Facility (MTF)	22
2.4.2. ORION	23
2.4.3. Hyperion	25
2.4.4. Supra	25
2.4.5. Bofors High Power Microwave Blackout	26
2.4.6. Sistema Ranets E.....	26
3. ESTUDIO PRÁCTICO DE LA TECNOLOGÍA HPM.....	30
3.1. Motivación del estudio práctico	30
3.2. Estudio de mercado	33
3.3. Calibración.....	35
3.4. Revisión y generación de las formas de onda	36
3.4.1. Revisión de las formas de onda de la emisora	37
3.4.2. Generación de formas de onda.....	37
3.5. Pruebas de interferencia conducida.....	41
3.5.1. Interferencia banda estrecha.....	41
3.5.2. Interferencia banda ancha	42
3.5.3. Resultados	44
3.6. Pruebas destructivas Conducidas	45
3.6.1. Destrucción con onda continua	45
3.6.2. Destrucción con onda pulsada.....	47
3.6.3. Resultados	47
4. DEFINICIÓN DE UN SISTEMA HPM DE BANDA ESTRECHA.....	50
4.1. Antena.....	51
4.2. Subsistema fuente de radiofrecuencia.....	52
4.3. Subsistema potencia pulsada.....	53

4.4. Subsistema alimentación primaria	54
5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	55
5.1. Conclusiones	55
5.2. Líneas futuras.....	55
6. BIBLIOGRAFÍA.....	57
ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES	59
A.1 Introducción	59
A.2 Descripción de impactos relevantes relacionados con el proyecto	59
A.3 Análisis detallado de alguno de los principales impactos	59
A.4 Conclusiones	60
ANEXO B: PRESUPUESTO ECONÓMICO	61
ANEXO C: CÓDIGO.....	63
C.1 Script Salto aleatorio en frecuencia.....	63
C.2 Script salto ascendente en frecuencia.....	64
C.3 script estudio interferencia	65
C.4 Script balance de potencias	66

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, existen infinidad de aplicaciones que utilizan vehículos aéreos remotamente tripulados (RPAS). Sin embargo, un uso negligente o malintencionado de estos puede provocar una amenaza en la seguridad. Los escenarios en los que se puede aplicar un uso malicioso de RPAS son diversos, desde ataques en aeropuertos, bases militares, centrales nucleares, estadios de fútbol, conflictos bélicos o misiones de espionaje.

En un aeropuerto existe una gran amenaza ante la población civil, tanto en las instalaciones del propio aeropuerto como en despegues o aterrizajes de aviones, en el caso de un ataque de RPAS. En febrero de 2021 se produjo un ataque de RPAS en el aeropuerto de saudí de Abha que provocó el incendio de un avión comercial [1].

En cuanto a las plataformas nucleares, se ha puesto de manifiesto que las centrales nucleares están entre los objetivos del terrorismo por las graves consecuencias que podría generar su destrucción [2]. Un ataque con cargas explosivas podría generar una situación de crisis de alto nivel, tanto para la población circundante como para el medio ambiente, puesto que existe un riesgo de generar un impacto medioambiental grave.

Por otro lado, un espacio urbano como un estadio de fútbol se caracteriza por la capacidad existente de albergar aglomeraciones de población para eventos recreativos como partidos de fútbol o conciertos. Por eso, este escenario es un posible objetivo para perpetrar un atentado mediante el uso de RPAS liberando cargas explosivas o sustancias gaseosas con fines de intoxicación.

Actualmente, se está viendo que la aplicación de RPAS como arma letal en conflictos bélicos es ya una realidad, y siendo a veces la amenaza superior a los sistemas de defensa antiaérea como ocurrió en la guerra entre Armenia y Azerbaiyán en el año 2020 [3].

Por estos motivos, se deben buscar soluciones. Dentro del proceso de defensa de anti-sistemas RPAS existe una clasificación que se compone de tres fases: detección, identificación y neutralización de la amenaza [4].

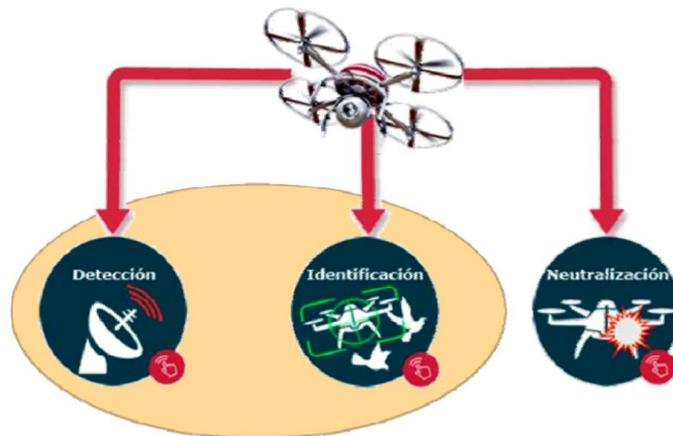


Figura 1.1: Fases de actuación en la defensa anti-RPAS. Extraída de [4]

En la fase de detección se pretende realizar un seguimiento de cualquier objeto no identificado con el fin de obtener la posición, la velocidad, la distancia o el tamaño. En la fase de identificación se realiza una discriminación de los objetos detectados previamente para clasificarlos como un blanco de interés (amenaza) o un blanco sin interés, como por ejemplo aves. Por último, la fase de neutralización, en el caso de que el blanco se haya clasificado como una amenaza, se toman las decisiones pertinentes para neutralizar el blanco [4].

Este Trabajo Fin de Máster se centra en la fase de neutralización de RPAS. Dentro de la fase de neutralización existen diferentes opciones como sistemas láser, despliegue de redes o el uso de águilas entrenadas para dar caza a los RPAS [4]. Sin embargo, una opción poco explorada es la aplicación de sistemas de radiofrecuencia de alta potencia como un arma dirigida de energía. A estos sistemas de radiofrecuencia de alta potencia se les conoce como sistemas *High Power Microwave* (HPM). Los sistemas HPM, aplicados como armas dirigidas de energía, pretenden anular físicamente RPAS transmitiendo pulsos de microondas de alta potencia para provocar daños irreversibles.

Por tanto, en este trabajo se pretende analizar la tecnología HPM, con el fin de definir teóricamente un sistema HPM como una aplicación de arma dirigida de energía. Para ello, en el capítulo 2, se realiza un estudio teórico que permita conocer dicha tecnología. A continuación, en el capítulo 3, se describe el estudio práctico llevado a cabo en el laboratorio que permite caracterizar las potencias necesarias para interferir y destruir receptores de RPAS. Finalmente, en el capítulo 4, se define un sistema HPM de banda estrecha.

1.2.OBJETIVOS

Los objetivos de este proyecto son tres. Primero, estudiar de manera teórica la tecnología HPM. En segundo lugar, adquirir receptores de RPAS para interferirlos e intentar anularlos físicamente. En tercer lugar, en base a lo aprendido, definir un sistema HPM.

Para lograr los objetivos, se llevan a cabo tres etapas en el trabajo:

1. Estudio teórico de la tecnología HPM
 - Definición de la tecnología HPM
 - Definición de la arquitectura HPM con los principales subsistemas
 - Descripción de sistemas HPM operativos

2. Estudio práctico de la tecnología HPM
 - Análisis de mercado: se estudiará la compatibilidad entre emisoras de radio y receptores para posteriormente adquirir tanto la emisora como varios tipos de receptores de diferentes marcas.
 - Análisis de las formas de onda de la emisora: protocolo de comunicación entre la emisora y receptores, banda de frecuencias.
 - Regeneración de distintas formas de onda: barrido frecuencial, salto aleatorio de frecuencia. Para ello, se programará en MATLAB dichas formas de onda. A continuación, se generarán los ficheros necesarios para transmitir las formas de onda en una Radio Definida por Software (SDR)
 - Interferir de manera conducida a los receptores para calcular la relación interferencia/portadora mediante las diferentes formas de onda.
 - Calcular la potencia necesaria para anular físicamente los receptores con onda pulsada.

3. Definición de un sistema HPM
 - Definir los requisitos del sistema
 - Proponer una arquitectura con los subsistemas principales
 - Calcular un balance de potencias.

2. ESTUDIO TEÓRICO DE LA TECNOLOGÍA HPM

Este capítulo se basa en el estudio teórico de la tecnología *High Power Microwave* (HPM). En este trabajo, la aplicación que tiene esta tecnología es de arma dirigida de energía. Por ello, en el primer apartado es necesario explicar la amenaza que se desea neutralizar. A continuación, en los siguientes apartados se introduce la tecnología HPM y la arquitectura del sistema en banda estrecha. Finalmente, en el último apartado se presentan diferentes sistemas HPM operativos.

2.1. CLASIFICACIÓN DE LA AMENAZA

Dado que en los últimos años la fabricación y el uso de RPAS ha crecido rápidamente es necesario hacer una clasificación de estos sistemas. En el año 2011, el departamento de defensa de Estados Unidos (DoD) realizó una clasificación por grupos según el peso, la máxima altitud de vuelo y velocidad máxima [5].

Tabla 2.1: Clasificación de RPAS

Categoría	Tamaño	Peso (kg)	Altitud (m)	Velocidad (km/h)
Grupo 1	Pequeño	0-9	<366	<185
Grupo 2	Mediano	9-25	<1067	<463
Grupo 3	Grande	<599	<5486	<463
Grupo 4	Más grande	>599	<5486	Cualquiera
Grupo 5	Enorme	>599	>5486	Cualquiera

En la Tabla 2.1: Clasificación de RPAS se observa la existencia de cinco grupos de RPAS, sin embargo, en este trabajo el estudio de neutralización de RPAS se centra exclusivamente en las categorías de grupo 1 y 2, es decir para RPAS que tengan un tamaño pequeño o mediano.



Figura 2.1: RPAS de grupo 1. Extraídas de [6]

2.2.TECNOLOGÍA HPM

La tecnología *High Power Microwave* (HPM) consiste en la generación de pulsos electromagnéticos con una potencia de pico superior a 100 MW y en un rango de frecuencias entre 1 y 300 GHz, aunque si esta tecnología se emplea como arma dirigida de energía (DEW por sus siglas en inglés *Directed Energy Weapon*) el rango de frecuencias está comprendido entre 1 y 10 GHz [7].

Las primeras fuentes de microondas de HPM descienden de las fuentes de microondas convencionales como los magnetrones o *backward wave oscillator* (BWO). A partir de estas fuentes, se incrementó la potencia mediante el uso de corrientes más altas y acoplamientos de campo de haz más fuertes dentro de la región de interacción. A partir de aquí, surgieron nuevas fuentes de radiofrecuencia como los magnetrones relativistas, *kylstrons* o los osciladores de cátodo virtual [7].

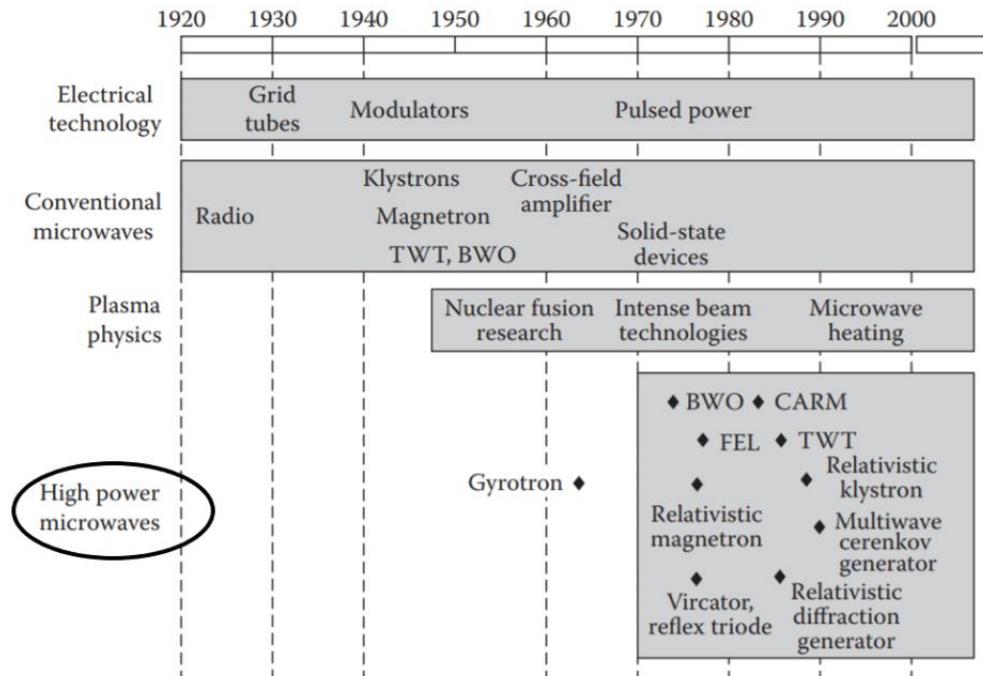


Figura 2.2: Origen histórico de la tecnología HPM. Extraída de [7]

Es muy común que los sistemas HPM sean de tipo pulsado. En la Figura 2.3, se muestra una representación de la potencia de pico frente a la potencia media. En los sistemas HPM el ciclo de trabajo, que es el producto de la frecuencia de repetición de pulso y la longitud del pulso, es del orden de 10^{-6} (como mucho 10^{-5}), mientras que en sistemas convencionales el ciclo de trabajo varía entre 1 (si es onda continua) y 10^{-4} .

Esta tecnología, es de particular interés por su posible aplicación como DEW. Un arma dirigida de energía se caracteriza por radiar ondas de radiofrecuencia hacia un blanco con el fin de provocar daños irreversibles.

Por otro lado, dentro de la tecnología HPM se distinguen dos tipos de sistema: sistemas de banda estrecha y sistemas de banda ancha. En una aplicación DEW, los sistemas de banda estrecha requieren tener un conocimiento de la amenaza para identificar previamente las frecuencias de interés, mientras que los sistemas de banda ultra ancha utilizan un rango de frecuencias amplio. La arquitectura de un sistema de banda estrecha es diferente al de banda ancha, sin embargo, en este trabajo solo se estudiarán los sistemas HPM de banda estrecha, puesto que el ancho de banda proporcionado es suficiente para neutralizar la amenaza.

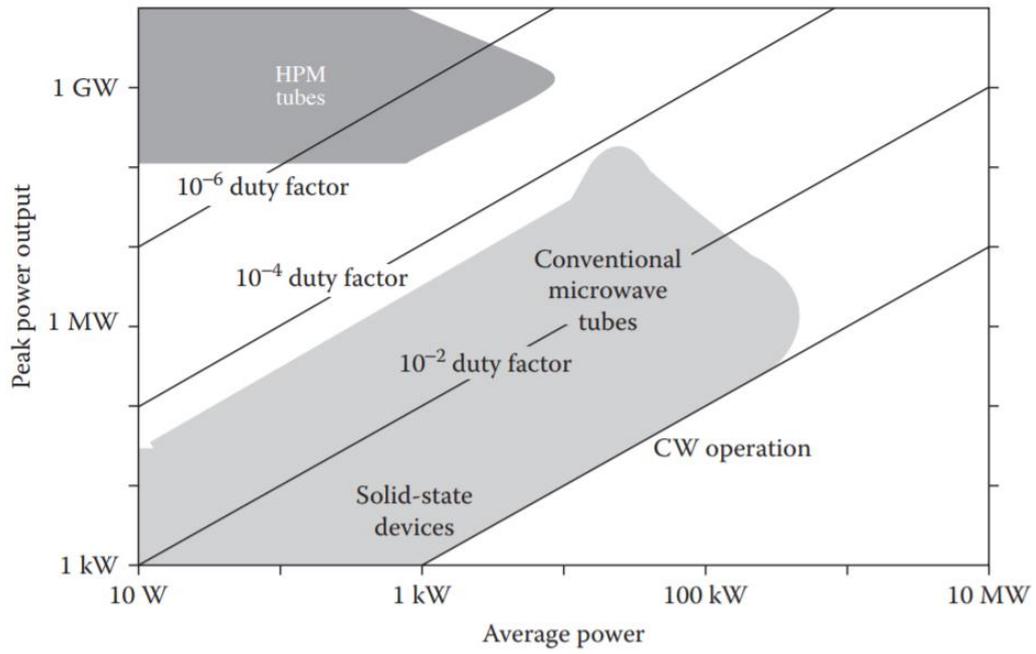


Figura 2.3. Potencia de pico vs Potencia media. Extraída de [7]

2.3.ARQUITECTURA DE UN SISTEMA HPM DE BANDA ESTRECHA

A lo largo de este apartado se tratará la arquitectura principal de un sistema HPM de banda estrecha. Este se puede representar por diagrama de bloques de la Figura 2.4. Caracterizar un sistema HPM no es tarea fácil por la cantidad de posibilidades que existen. En este apartado, se pretende estudiar los principales subsistemas que lo componen.

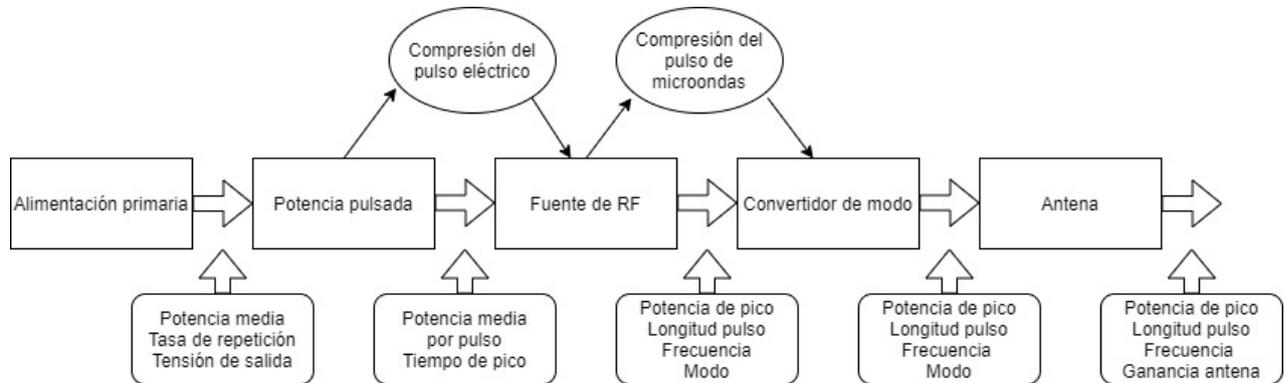


Figura 2.4: Arquitectura sistemas HPM. Modificada de [7]

Desde la izquierda a la derecha se observan los siguientes subsistemas:

- **Alimentación primaria o *prime power*:** se encarga de generar energía eléctrica.
- **Potencia pulsada o *pulsed power*:** almacena la energía proporcionada por la alimentación primaria y la administra con un pulso eléctrico de corta duración.
- **Fuente de radiofrecuencia o *radiofrequency source*:** convierte el pulso eléctrico proporcionado por el bloque de potencia pulsada en un pulso de radiofrecuencia.
- **Convertidor de modo o *mode converter*:** se encarga de adaptar la distribución espacial de la energía de radiofrecuencia para optimizar la transmisión y acoplamiento de la antena.
- **Antena:** dirige la onda de radiofrecuencia hacia el objetivo.

Este diagrama de bloques resume lo que es un sistema HPM. Se debe reiterar que existen muchas posibilidades de subsistemas que se pueden emplear, por lo que es una tarea ardua que el diseñador del sistema resuelve de manera iterativa. Además, se deben tener en cuenta muchos parámetros a la hora de diseñar el sistema. Algunos de ellos son: la potencia de pico por pulso para alcanzar un blanco, la repetición de pulsos (PRR o PRF) dentro de una ráfaga de pulsos, la longitud de la ráfaga de pulsos, la repetición de la ráfaga, el volumen total del sistema, el peso del sistema, o la velocidad de respuesta angular máxima para redirigir el haz de la antena sobre el blanco.

Sin embargo, la aplicación que se pretende dar a este sistema HPM es la de neutralizar RPAS pertenecientes a los grupos 1 y 2 como una aplicación de defensa, en la que típicamente, dependiendo del escenario, se requiere de un sistema móvil. Esto hace que los parámetros más relevantes sean la potencia media suministrada y el volumen del sistema.

En relación con la potencia media suministrada, hay un detalle muy importante que se debe destacar. Típicamente, la energía almacenada en la fuente de alimentación se suministra al sistema en forma de ráfaga de pulsos y no de manera continua. Esto proporciona una ventaja respecto a la alimentación primaria de modo continuo debido a que la potencia media almacenada es mucho menor, reduciendo la problemática de la gestión térmica.

A continuación, se entrará un poco más en detalle en cada uno de los subsistemas descritos anteriormente.

2.3.1. SUBSISTEMA ALIMENTACIÓN PRIMARIA

Existen multitud de opciones tecnológicas para este subsistema. La alimentación primaria se puede clasificar en alimentación primaria de modo continuo y alimentación primaria en modo ráfaga de pulsos.

En la Figura 2.6 se observa los posibles componentes para una alimentación primaria de modo continuo. Cabe la posibilidad de emplear un alternador de diésel o turbo seguido de un convertor de corriente alterna de combustión interna a corriente continua. En segundo lugar, también es posible utilizar baterías de larga duración que proporcionan un pulso largo en continua.

Por otro lado, en la Figura 2.7 se observa los componentes para una alimentación primaria en modo de ráfagas. En este modo, existen cuatro estados operacionales (representados en la figura): disparo, cargando, cargado y en espera y apagado. En el estado disparo o *burst* el sistema HPM emite una ráfaga de pulsos de potencia de duración τ_B separados de un intervalo de disparo o *interburst* de duración τ_{IB} . Dentro de una ráfaga de pulsos, el sistema emite varios pulsos de duración τ_p que se repiten cada cierta frecuencia (PRF).

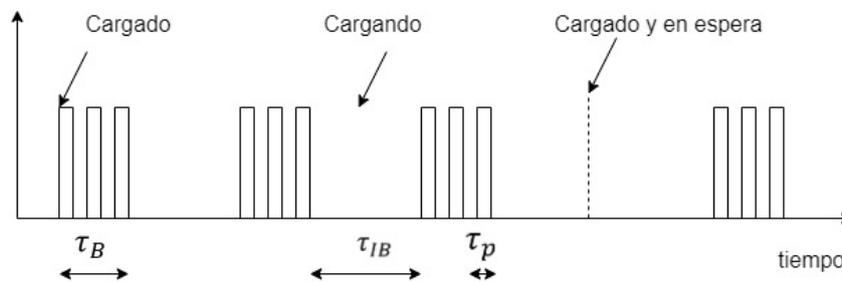


Figura 2.5: Estados de operación en sistemas de ráfaga de pulsos. Modificada de [7]

En el caso de utilizar una alimentación primaria en modo de ráfagas, es necesario una interfaz entre la alimentación primaria y el componente que almacena la energía. Dicho componente se encarga de almacenar la energía proporcionada por la alimentación primaria durante el periodo en el que el sistema está recargando después de haber lanzado una ráfaga.

La principal diferencia entre usar una alimentación primaria de modo continuo o alimentación primaria de modo ráfaga es la energía media almacenada. Es decir, la energía media será mucho mayor en un sistema HPM que utilice una alimentación primaria de modo continuo, lo que puede suponer un inconveniente, como se ha comentado anteriormente, debido a que será necesario hacer una gestión térmica.

Hoy en día, se están realizando estudios en Estados Unidos para la utilización de baterías como alimentación primaria. Desde el año 2010, el Laboratorio de Energía Pulsada y Energía de la Universidad de Texas en Arlington ha estado apoyando a la Oficina de Investigaciones Navales (ONR) en su estudio de electroquímica dispositivos y sistemas de almacenamiento de energía [8].

Este estudio se centra en baterías en forma de ultra condensadores (UCs) y baterías de ion litio (LIBs) para su uso como fuente de energía primaria para aplicaciones como DEW. Actualmente, se está estudiando como estos dispositivos funcionarán, envejecerán y fallarán cuando operen para sistemas de alta potencia, y de esta manera hacer un correcto dimensionado. Los ultra condensadores podrían usarse en aplicaciones que requieran una fuente de alimentación de alta potencia, gran duración y seguridad, pero no para una alta capacidad de almacenamiento de energía. En este último caso, una mejor opción sería utilizar baterías de ion litio [8]. Dentro de esta última categoría, existen multitud de elementos químicos que se pueden usar, de los cuales muchos de ellos no han sido aún estudiados para aplicaciones de alta potencia, por lo que encontrar una solución no es trivial.

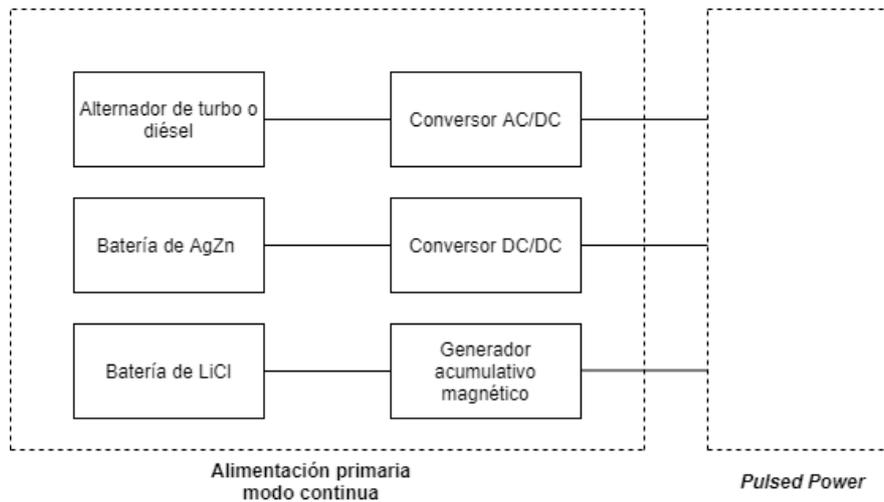


Figura 2.6: Componentes alimentación primaria modo continuo. Modificada de [7]

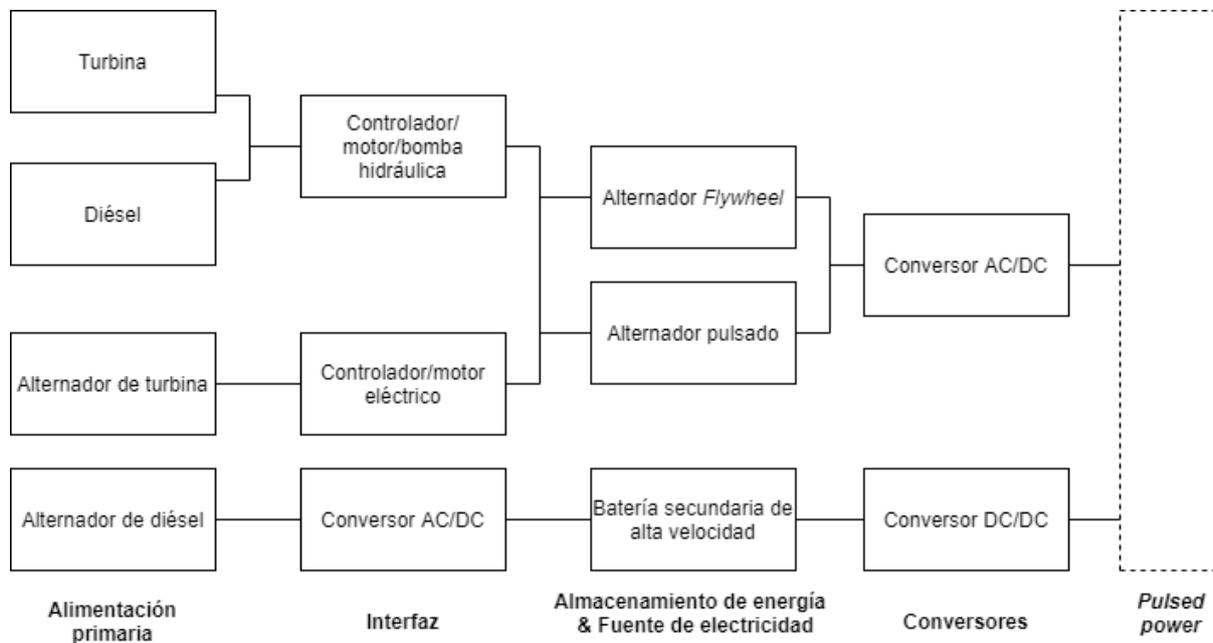


Figura 2.7: Componentes alimentación primaria modo pulsado. Modificada de [7]

2.3.2. SUBSISTEMA POTENCIA PULSADA

El siguiente subsistema del sistema HPM es el llamado *pulsed power*. La energía recibida por la alimentación primaria se comprime en tiempo aumentando la tensión y el voltaje para tener un pulso de corta duración y dirigirlo hacia la carga.

Los tipos de sistemas de potencia pulsada se muestran en la Figura 2.8. Principalmente, el subsistema de potencia pulsada puede ser mediante sistemas de línea de pulsos o almacenamiento magnético.

Dentro de los sistemas de línea de pulsos se distinguen dos tipos [7]:

- En primer lugar, un generador de Marx seguido de una línea de formación de pulso. El generador de Marx es un conjunto de condensadores que se cargan en paralelo y conmutan

rápidamente en un circuito serie, permitiendo así que la tensión cargada original se multiplique por el número de etapas capacitivas. Generalmente, para reducir su tamaño se aíslan con aceite de transformador. Finalmente, la línea de formación de pulso conmuta con la carga.

- En segundo lugar, un banco de condensadores de bajo voltaje seguido de un transformador de Tesla para impulsar la tensión y cargar la línea de formación de pulso.

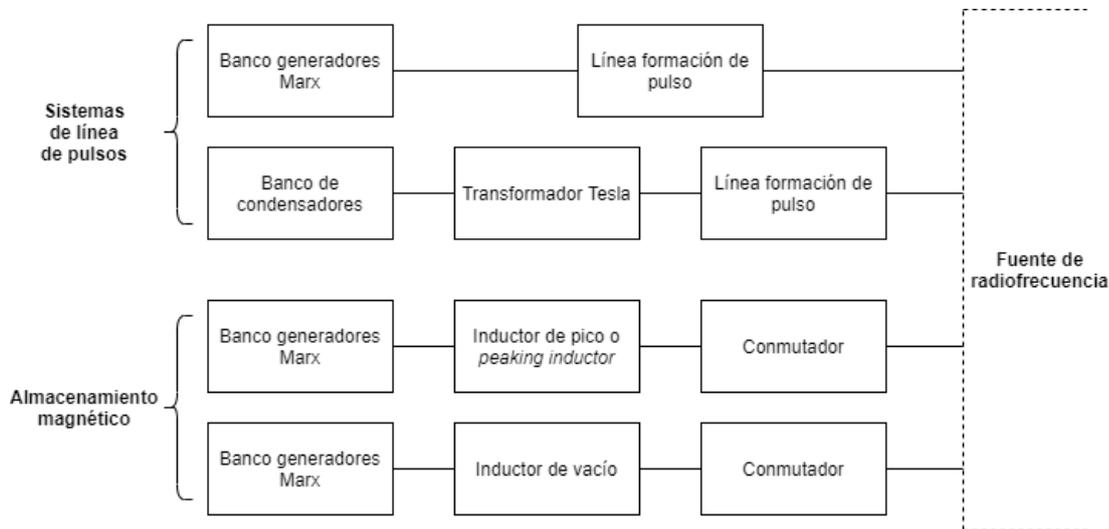


Figura 2.8: Componentes del subsistema de potencia pulsada. Modificada de [7]

En ambas tipologías mencionadas anteriormente se usa una línea formación de pulso (PFL), como se observa en la figura Figura 2.8. La longitud eléctrica de una línea formación de pulso es directamente proporcional a la duración del pulso transmitido (ver ecuación (2.1)), por lo que para tamaño de pulsos mayores a 200 ns la línea de formación de pulso se convierte en una línea muy larga. En estos casos, se utilizan componentes discretos inductivos y capacitivos para formar una red de formación de pulso.

$$\tau = \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot L}{c} \quad (2.1)$$

Siendo τ la anchura del pulso transmitido, ϵ_r la constante relativa dieléctrica del material, L la longitud eléctrica de la línea formación de pulso y c la velocidad de la luz en el vacío.

Por otro lado, a la hora de conmutar la línea de formación de pulso y la red de formación de pulso en la carga se usan interruptores de chispa mediante un gas de medio aislante dieléctrico. A continuación, se dispone de una resistencia de balastro, que es una resistencia líquida ajustable que ayuda a la adaptación de impedancias. Por último, una vez que el pulso eléctrico sale de la región de formación de pulso y entra en la región de vacío de la fuente de radiofrecuencia pasa a través de una interfaz de dieléctrico sólido. La típica interfaz, como se observa en la Figura 2.9, se compone de unos de anillos aislantes con una inclinación específica que permiten distribuir el potencial uniformemente en cada anillo [7].

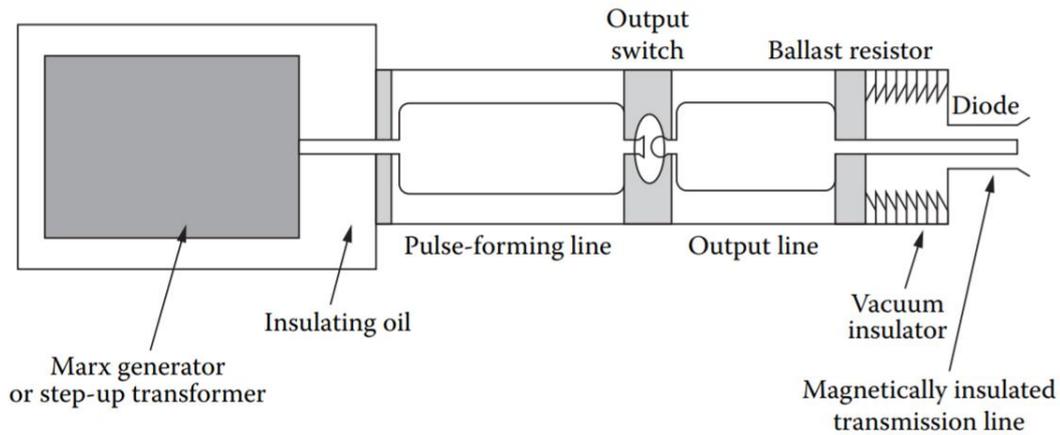


Figura 2.9: Generador de Marx y PFL. Extraída de [7]

El principal problema que presenta el generador de Marx es que a partir de repeticiones de pulsos superiores a 10 Hz no se suelen utilizar debido a las pérdidas que presenta. En ese caso, la mejor opción es trabajar con un banco de condensadores y un transformador de Tesla [7].

Por otro lado, el segundo tipo de sistema de potencia pulsada es mediante almacenamiento magnético. El principal interés en estos sistemas es debido a la posibilidad de producir aceleradores compactos, dado que la densidad de energía magnética almacenada puede llegar a ser dos órdenes de magnitud superior a los sistemas que almacenan energía de forma electrostática. Sin embargo, estos sistemas no son comúnmente empleados por varias desventajas como la destrucción rápida de los conmutadores debido al uso o las bajas impedancias de los pulsos que se transmiten, que supone otro problema al tener que resolver un problema de adaptación de impedancias entre este subsistema con el siguiente [7].

2.3.3. SUSBSISTEMA FUENTES DE RADIOFRECUENCIA

Las fuentes de radiofrecuencia son usualmente el elemento más complejo del sistema. Además, la interfaz más importante de un sistema HPM es entre los subsistemas de potencia pulsada y la fuente de microondas. Esto es debido a la necesidad de adaptar las impedancias.

En la Figura 2.10, se representa la impedancia para distintas fuentes de radiofrecuencia. Se observa que para aplicaciones convencionales de microondas (radar, comunicaciones) las tensiones son menores que 100 kV e impedancias mayores que 1kΩ, mientras que para sistemas HPM las tensiones son entre 0,1 MV y 1 MV, y las impedancias en su mayoría entre 10Ω y 100Ω.

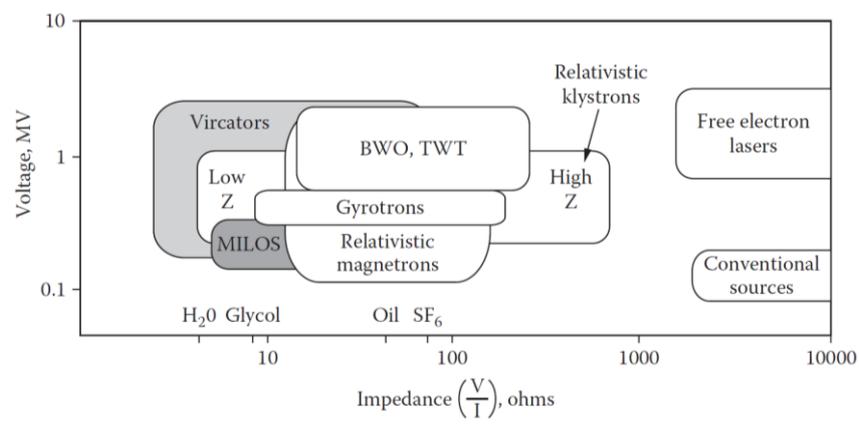


Figura 2.10: Fuentes de radiofrecuencia. Extraída de [7]

La inmediata implicación es que la adaptación de impedancias entre estos dos subsistemas (potencia pulsada y fuente de radiofrecuencia) supone un problema complejo debido a que típicamente la impedancia de la fuente varía con el tiempo, sin embargo, la adaptación de impedancias se busca cuando se transmite el pulso.

En el caso de que el sistema haga una adaptación de impedancias, se añade una línea de transmisión cuya longitud es

$$L = \frac{3}{2} \cdot v \cdot \tau_{BEAM} \quad (2.2)$$

Donde L es la longitud de la línea, v es la velocidad de propagación del pulso por la línea (normalmente al estar relleno de aceites aislantes la velocidad se puede aproximar como dos tercios de la velocidad de la luz) y τ_{BEAM} es la anchura del pulso.

La mayor desventaja existente al adaptar las impedancias es, como se puede apreciar en la expresión (2.2), que la longitud de la línea de transmisión es directamente proporcional a la anchura del pulso generado. Por ejemplo, si la anchura de pulso transmitido es de 50 ns, se necesitaría una línea de 15 m. Por tanto, según el tipo de aplicación esto puede suponer que esta longitud sea inviable. En ese caso, no se adaptarían las impedancias.

A continuación, se describen el principio de funcionamiento de los magnetrones relativistas, los osciladores de línea aislados magnéticamente (MILO), los osciladores de onda hacia atrás (BWO), y los *klystrons*.

MAGNETRONES RELATIVISTAS

Un magnetrón es un dispositivo *crossed-field* o de campo cruzado que genera ondas de microondas aprovechando la energía cinética de los electrones que están a la deriva sometidos por un campo eléctrico y magnético perpendiculares entre sí. El hecho de que la velocidad de deriva sea perpendicular tanto al campo eléctrico como al campo magnético hace que estos dispositivos de campo cruzado estén dentro de la categoría Cerenkov tipo M [7].

$$\mathbf{v}_d = \frac{\mathbf{E} \times \mathbf{B}}{|\mathbf{B}|^2} \quad (2.3)$$

La estructura de un magnetrón es la que se ilustra en la Figura 2.1. Las líneas discontinuas representan el campo eléctrico, mientras que las líneas salientes del papel representan el campo magnético. Los electrones se emiten directamente desde el cátodo hacia la región de interacción. El campo magnético curva la trayectoria del electrón y el movimiento desplaza regiones cargadas positivamente en el ánodo, causando corrientes alrededor de las cavidades resonantes. El requisito de resonancia es que la velocidad de deriva de los electrones sea igual a la velocidad de fase de una onda electromagnética que se propaga en la misma dirección.

$$|\mathbf{v}_d| = \frac{\omega}{k} \quad (2.4)$$

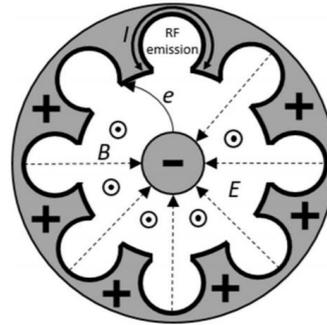


Figura 2.11: Estructura magnetrón relativista. Extraída de [9]

Los parámetros como las dimensiones del ánodo, la región de interacción, la estructura de la cavidad o el número de cavidades determinan la frecuencia y los modos de salida. Las microondas se pueden extraer de manera axial o radial. Si se hace de forma axial los modos serán de tipo TM, mientras que si se hace de forma radial serán de tipo TE [7].

Los magnetrones convencionales son comúnmente usados en aplicaciones tipo radar. Sin embargo, para sistemas HPM las potencias que producen son insuficientes. Es por ello, por lo que surgen los magnetrones relativistas que son una versión de alta tensión y corriente de los magnetrones convencionales. Estos magnetrones operan en frecuencias de entre 1 y 10 GHz y pueden alcanzar potencias en torno a los pocos GW.

En la Tabla 2.2 se hace una comparativa de los parámetros más significativos entre los magnetrones convencionales y los relativistas.

Tabla 2.2: Parámetros principales magnetrons. Modificada de [7]

Parámetro	Magnetrones convencionales	Magnetrones relativistas
Voltaje	100 kV	500 kV
Corriente	~100 A	5-10 kA
Proceso cátodo	Emisión termoiónica y secundaria	Emisión explosiva
Duración del pulso	~1 μ s	~100 ns
Potencia	10 MW	~1 GW
Eficiencia	~50%	~20-30%

Como se observa en la Tabla 2.2, la eficiencia de los magnetrones relativistas es menor que la de los magnetrones convencionales. En la actualidad, se sigue investigando en cómo mejorar la eficiencia de los magnetrones relativistas. La universidad estadounidense de Nuevo México en colaboración con la Oficina de Investigaciones Navales (ONR) empezó en el año 2019 a estudiar un tipo de magnetrón relativista que puede alcanzar teóricamente el 70% de eficiencia. Consiste en un magnetrón *diffraction output* (MDO), en el que se inyecta externamente un haz de electrones, formando un cátodo virtual en el espacio de interacción (técnica conocida como “cátodo transparente”) y posteriormente se extraen las microondas de manera axial. Aunque sigue en estudio, experimentalmente se ha alcanzado una eficiencia del 63%. Además, se está intentando mejorar aún más la eficiencia del magnetrón MDO con cátodo virtual empleando un efecto de espejo magnético con el fin de suprimir la fuga de corriente axial [8].



Figura 2.12: MDO con cátodo virtual y espejo magnético. Extraída de [10]

MAGNETICALLY INSULATED LINE OSCILLATOR (MILO)

Un oscilador de línea aislado magnéticamente o *magnetically insulated line oscillator* (MILO) es esencialmente un magnetrón lineal que aprovecha la propiedad de alta potencia de las líneas de transmisión. Los electrones se emiten desde el cátodo y las corrientes que se generan son tales como para que el campo magnético sea suficientemente grande para que los electrones no crucen la región de interacción. De esta manera, no se necesita el uso de magnetrones externos, permitiendo reducir el peso y tamaño con respecto a otros tipos de fuente de radiofrecuencia. Sin embargo, su principal desventaja es la baja eficiencia.

La universidad Texas Tech University (TTU) empezó a estudiar los MILO en el proyecto *A High Repetition Rate, Long Lifetime Magnetically Insulated Line Oscillator* dirigido por Dr. John Mankowski en el año 2018 [8]. El objetivo del proyecto es la construcción de un MILO que opere en banda S y a alta repetición con una potencia de salida de 1 GW. Además, la construcción de un generador de Marx de baja impedancia (10 Ohm) para alimentar al MILO. El hecho de que el diseño sea en banda S y no en banda L es por dos motivos. El primero, es para facilitar la conexión entre el generador de Marx y el MILO ya que la impedancia del MILO es baja comparada con otras fuentes de radiofrecuencia, y por tanto el diseño del generador de Marx es más sencillo. Respecto al segundo motivo, diseñar en banda S implica que la fuente de radiofrecuencia es más pequeña y esto conlleva a que las densidades de alta potencia estresen más térmicamente los componentes. De esta manera, se podrá estudiar experimentalmente mejor los límites operacionales del MILO [8].

Después de realizar las simulaciones con componentes teóricos se observan que se alcanzan potencias de pico de 4,2 GW a 2,45 GHz en modo TM₀₁ en pulsos de unos 50 ns y con una eficiencia del 10% aproximadamente cuando se le excita con una tensión de pico de 600 kV y una corriente de entrada de 58kA. Sin embargo, al simular con componentes reales del MILO la eficiencia cae al 2%, siendo la potencia de pico máxima de 1,1 GW [8]. En los próximos años se espera construir el oscilador para llevar a cabo las pruebas completas del sistema.

Una de las principales ventajas de estudiar este tipo de tecnologías es que el desarrollo tanto de magnetrones relativistas como de los MILO va a permitir reducir la masa de los sistemas HPM en un orden de magnitud. Esto favorece que esta tecnología se pueda incorporar en sistemas móviles.

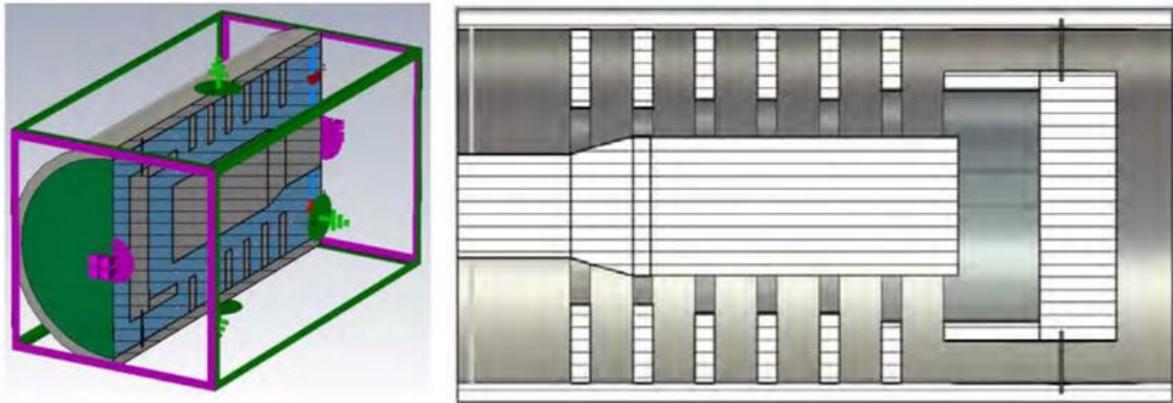


Figura 2.13: Estructura MILO. Extraída de [8]

BACKWARD WAVE OSCILLATOR (BWO)

Un oscilador de onda hacia atrás o *backward wave oscillator* es un oscilador Cerenkov tipo O, en el que la radiación ocurre cuando una partícula cargada se mueve por un medio más rápido que la velocidad de la luz en dicho medio. Si se introduce una estructura de onda lenta (conocida en inglés como *slow-wave structure*) apropiada, la velocidad de fase de la onda disminuye. Además, los electrones que tengan mayor velocidad que la velocidad de fase de la onda la amplificarán.

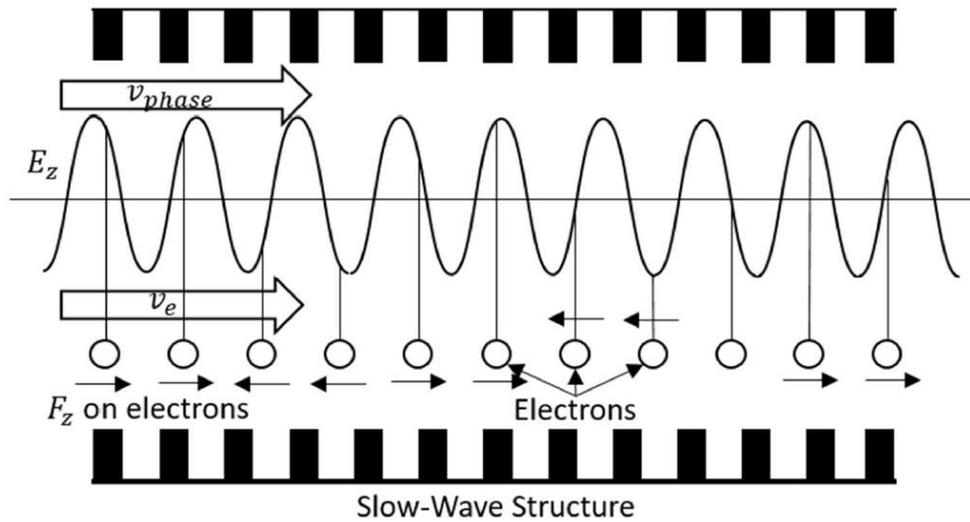


Figura 2.14: Principio de funcionamiento BWO. Extraída de [9]

En la Tabla 2.3, se muestran los parámetros más significativos de los BWO.

Tabla 2.3: Parámetros principales de un BWO. Modificada de [7]

Parámetros	BWO
Rango de frecuencia	1-10 GHz
Potencia de pico	3 GW
Anchura de pulso	~20 ns

Eficiencia	20%
PRF	200 Hz
Impedancia eléctrica	70-150 Ω
Modo de salida	TM ₀₁
Campo magnético	3-4 T

KLYSTRON

La estructura de un *klystron* está formada por un largo tubo donde los electrones viajan a una alta velocidad desde el cátodo hasta el colector. En la Figura 2.15 se ilustra el principio de funcionamiento. Se dispara un haz de electrones a lo largo del tubo de deriva, cuyo haz está controlado por un campo magnético. A su vez, se inyecta microondas de baja potencia que excitan la primera cavidad causando un campo eléctrico resonante sobre el hueco. El campo eléctrico acelera y desacelera los electrones agrupándolos. El haz de electrones modulado se va excitando por las siguientes cavidades y al final del tubo llega amplificado, pudiendo extraerse la radiación electromagnética mediante una guía de onda [7].

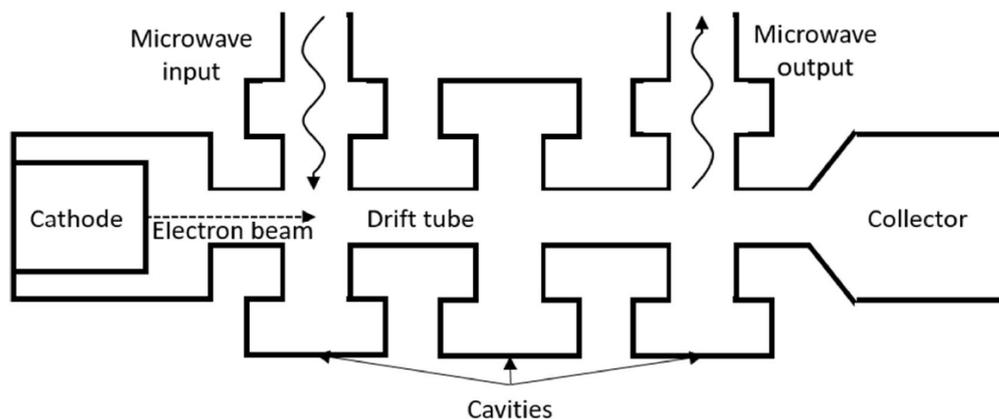


Figura 2.15: Estructura de un *klystron* [9]

A diferencia de los magnetrones relativistas, los *klystrons* necesitan una señal de entrada que define la frecuencia de la señal de salida. Es por ello, que un *klystron* funciona como un amplificador cuyas dimensiones físicas determinan la frecuencia de trabajo, la duración del pulso y el ancho de banda.

Existen diferentes dos categorías de *klystrons*: de alta y baja impedancia. Los *klystron* de alta impedancia se dividen en dos subclases. La primera, son los *klystron* levemente relativistas que operan con tensiones cercanas a 500 kV, mientras que los *klystrons* completamente relativistas operan con tensiones de 1 MV. Por otro lado, los *klystrons* de baja impedancia tienen una impedancia cercana a 100 Ω o incluso menor [7].

En la Tabla 2.4, se representan los principales parámetros de los *klystrons*. Se puede observar que estos dispositivos tienen una alta eficiencia si se comparan con otras fuentes de HPM.

Tabla 2.4: Parámetros principales de *klystrons*. Modificada de [7]

Parámetros	Alta impedancia		
	<i>Klystrons</i> levemente relativistas	<i>Klystrons</i> completamente relativistas	<i>Klystrons</i> baja impedancia
Rango frecuencial	2,856-11,4 GHz	11,4-14 GHz	1-3 GHz
Potencia de pico	150 MW	100-300 MW	10-15 GW
Eficiencia	50-60%	35-50%	40%
Anchura de pulso	3μs	35 ns	50-100 ns
Tensión	~500 kV	~1 MV	~1MV
Impedancia eléctrica	~1 kΩ	200-400 Ω	30 Ω

2.3.4. ANTENAS

Este apartado, se centra en el último subsistema de los sistemas HPM, las antenas. Es muy importante tener en cuenta que uno de los principales problemas que tienen las antenas de sistemas HPM es la ruptura del aire (*air breakdown* en inglés). Este fenómeno ocurre cuando el campo eléctrico local es suficiente para acelerar un electrón que colisione con los átomos del aire. De esta manera, se podría formar una región de conducción en el aire en el que la onda electromagnética se pueda reflejar o absorber. La densidad de potencia máxima depende la presión de la siguiente manera [7]:

$$S \left(\frac{MW}{cm^2} \right) = 1,5 \cdot \rho^2 (atm) \quad (2.5)$$

Donde S representa la densidad de potencia, ρ la presión en unidades de atmósfera. De la misma manera, la máxima amplitud de campo eléctrico se puede calcular relacionando:

$$S \left(\frac{MW}{cm^2} \right) = \frac{\left(E \left(\frac{MV}{cm} \right) \right)^2}{2 \cdot \eta(\Omega)} \quad (2.6)$$

Donde si η es la impedancia en el vacío, la máxima amplitud de campo eléctrico para evitar la ruptura del aire es de 33 kV/cm.

Respecto a las antenas, existen multitud de ellas que pueden ser usadas para sistemas HPM dependiendo de la aplicación.

ANTENAS DE BOCINA

Las antenas de bocina consisten en usar un extremo abierto de guía onda para radiar. Existen varios tipos de antena de bocina según su geometría como se ilustra en la figura.

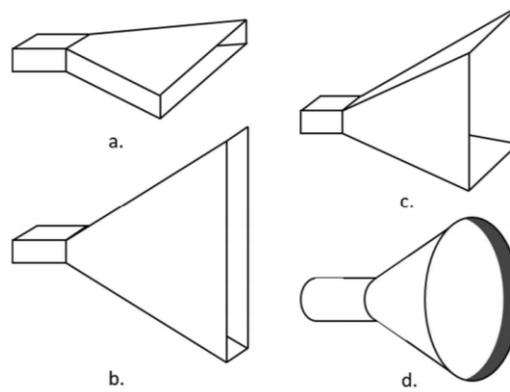


Figura 2.16: Diferentes antenas de bocina. a) plano H. b) plano E. c) piramidal. d) Cónica. Extraída de [9]

Dentro de las antenas de bocinas las más usadas para HPM son las piramidales y las bocinas cónicas, ya que la directividad es mayor respecto a las bocinas sectoriales plano E o H. Además, para maximizar la directividad es necesario que la polarización sea lineal [7].

La mayoría de las fuentes de radiofrecuencia tienen como modo de salida el TE_{10} . Este modo, se usa en bocinas piramidales, sin embargo, no se puede emplear en bocina cónicas, por lo que es necesario un convertor de modo entre la fuente de radiofrecuencia y la bocina cónica para tener una polarización lineal.

Un parámetro muy importante a la hora de diseñar una bocina es la apertura. La apertura es directamente proporcional a la potencia, y también influye en la directividad. Además, en sistemas HPM, debe tenerse en cuenta la ruptura del aire.

ANTENA DE VLASOV

La antena de Vlasov está diseñada especialmente para sistemas HPM. Su diseño ayuda a eliminar el *breakdown* del aire. Tiene un alimentador TM_{01} que produce un haz de perfil gaussiano. Esto hace que se pueda combinar muy bien con fuentes de radiofrecuencias que generen modos TM_{0n} como MILO. La antena de Vlasov es un caso particular porque consigue que el pico de densidad de potencia esté en el centro del haz, a diferencia de cómo se irradian los modos TM_{0n} que suelen tener un nulo en el centro [7].

Sin embargo, esta antena tiene una gran desventaja en relación con su geometría. Se construye a partir de una guía de onda circular y con un corte transversal con un ángulo de inclinación entre 30 y 60 grados. Esto hace que su apertura no sea muy grande en comparación con otro tipo de antenas, por lo que la antena de Vlasov no se suele usar para aplicaciones en las que se requiera una ganancia mayor de 20 dB.

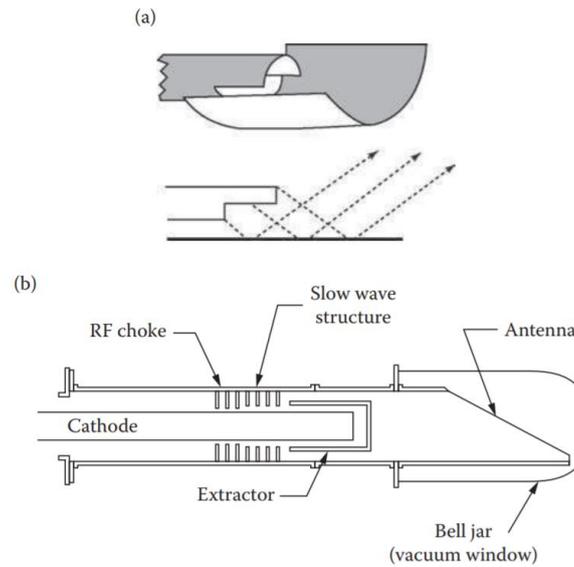


Figura 2.17: Antena de Vlasov junto con MILO. Extraída de [7]

REFLECTOR PARABÓLICO

El reflector parabólico es una de las antenas más conocidas dentro de los reflectores. Tiene dos componentes, un alimentador y un reflector parabólico con superficie reflectante. El principio de funcionamiento consiste en focalizar la potencia incidente en el reflector sobre una fuente primaria (alimentador) situada en su foco [11].

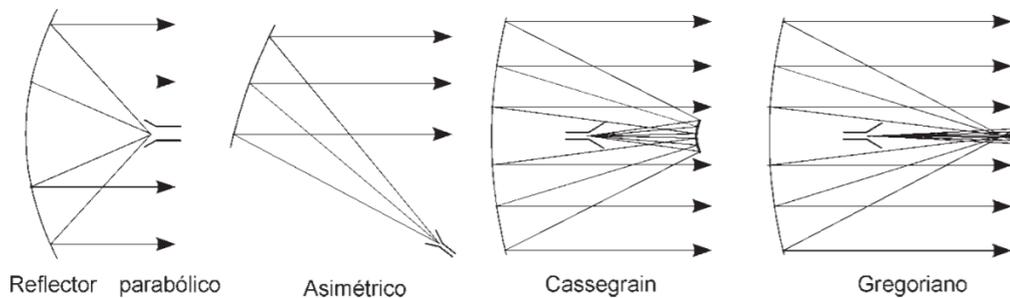


Figura 2.18: Configuraciones de reflector parabólico. Extraída de [11]

La geometría del reflector parabólico se define con dos parámetros, el diámetro del reflector (D) y la distancia focal (f). El diámetro del reflector se dimensiona teniendo en cuenta la ganancia deseada, mientras que la distancia focal influye en la relación f/D que está relacionada con la posición del foco, la curvatura del reflector y el diagrama de radiación del alimentador.

En sistemas HPM, las antenas deben soportar grandes potencias. La gestión de la potencia máxima del reflector parabólico está en relación con la estructura del alimentador.

ANTENA FLAPS

La antena *Flat Parabolic Surface* (FLAPS) consiste en un array de dipolos dispersores que están posicionados $\lambda/8$ sobre un plano de masa. La energía de la onda incidente causa una onda estacionaria entre el dipolo y el plano de tierra. El dipolo tiene una reactancia que es función de su longitud y espesor. Esta combinación de onda estacionaria y reactancia del dipolo hacen que la onda

incidente se refleje con un desplazamiento en fase que puede ser controlado mediante la longitud, espesor del dipolo, la distancia al plano de masa, la constante dieléctrica de la capa intermedia entre el dipolo y masa, y el ángulo de incidencia. Este reflector, puede reemplazar los reflectores convencionales y puede alcanzar una eficiencia superficial del 95%, un ancho de banda entre el 3% y el 10% de la frecuencia central de diseño y en un rango de 1 a 100 GHz [12].

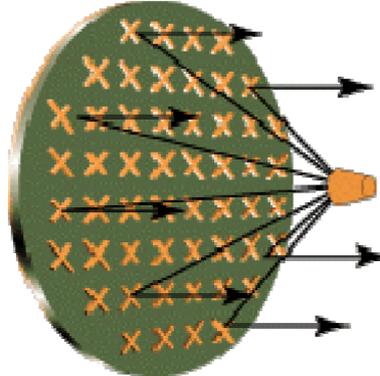


Figura 2.19: Antena FLAPS. Extraída de [12]

Este tipo de reflectores se empezó a diseñar inicialmente para aplicaciones de defensa. La empresa *Raytheon* desarrolló para la *Air Force Researches* una DEW llamada *Active Denial System* cuyo reflector era tipo FLAPS. Este sistema no letal, genera ondas de radiofrecuencia en frecuencias cercanas a 94 GHz con el fin de infligir un dolor intenso sin dañar realmente a las personas contra las que se dirige [7].



Figura 2.20: Active Denial System. Extraída de [7]

ANTENA DE GUÍA DE ONDAS RANURADA

Las antenas de guía de ondas ranurada o *slotted array waveguide antenna* son ampliamente usadas en radar marítimo debido a su simplicidad mecánica y a su sencillo acoplamiento a una interfaz de guía de ondas utilizada en magnetrones. Para producir radiación, es necesario que las ranuras estén ubicadas en una dirección transversa a las a las líneas de corriente.

ANTENA TIPO ARRAY HELICOIDAL

En el año 2008 se publicó un artículo sobre el diseño y simulación de una antena de tipo array helicoidal formado por 48 elementos radiantes. La frecuencia de trabajo es desde 3,7 a 4,1 GHz con una ganancia de 23,2 dBi y con capacidad de soportar más de un GW de potencia [13].

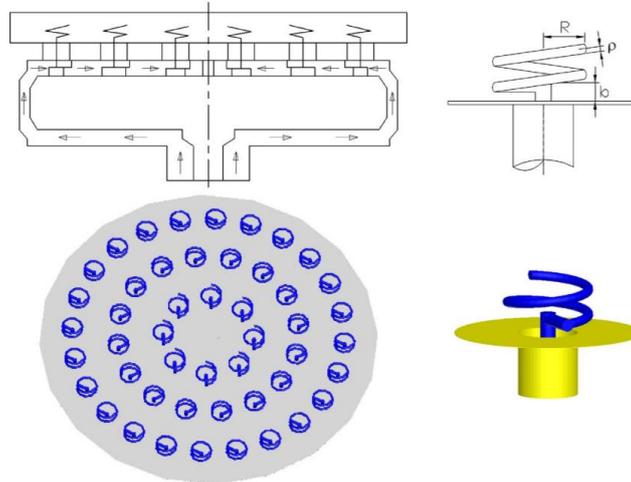


Figura 2.21: Antena array helicoidal. Extraída de [13]

ANTENA RANURA DE LÍNEA RADIAL

En el año 2013 se publicó un artículo describiendo el diseño de una antena de ranura de línea radial que opera en banda X con una alta eficiencia, una estructura compacta y una notable capacidad para soportar potencias altas [14].

La antena diseñada para aplicaciones HPM es radial line slot que consiste en un array de ranuras sobre una guía de ondas plana de pequeño perfil. Para poder soportar las potencias demandadas en aplicaciones HPM los bordes de las ranuras se redondean como se observa en la Figura 2.22 [14].

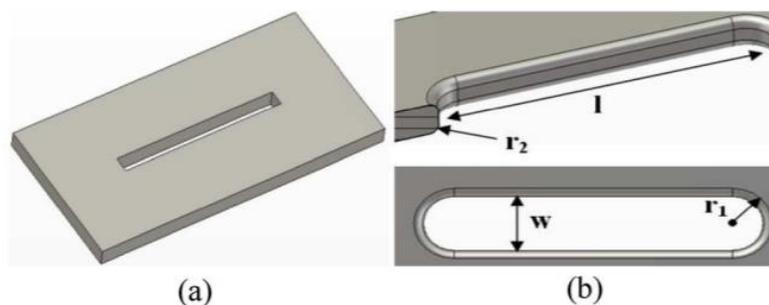


Figura 2.22: a) Slot tradicional. b) Slot ensanchado. Extraída de [14]

La antena opera a la frecuencia de 9,42 GHz. Tiene una longitud de 15 cm y un radio de apertura de 27 cm. Los resultados de las simulaciones muestran que la eficiencia de la apertura es del 44,8% y la eficiencia de radiación más del 99%. En resultados experimentales, se mide que la ganancia de la antena es de 29 dBi [14].



Figura 2.23: Antena ranura de línea radial. Extraída de [14]

Para comprobar la capacidad de la antena para soportar potencias altas, se lleva a cabo una prueba de verificación en un laboratorio, como se observa en la figura. Se genera un pulso de 80 ns de duración a una PRF de 20 Hz y de una potencia de 600 MW y se mide el diagrama de radiación de la antena que se aproximadamente coincide con el diagrama de radiación previamente simulado [14].

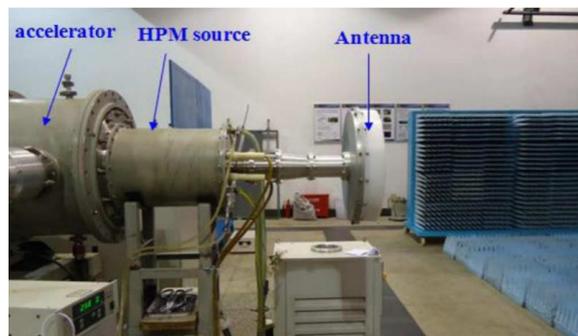


Figura 2.24. Medición diagrama de radiación de la antena HPM. Extraída de [14]

2.4.SISTEMAS HPM OPERATIVOS

A continuación, se describen algunos sistemas HPM operativos. No todos estos sistemas tienen una aplicación DEW, sino que algunos como Microwave Test Facility (MTF), ORION, *Hyperion* y *Supra* tienen la finalidad de hacer estudios y pruebas de radiación a vehículos militares como tanques o aviones. En general, la arquitectura de estos sistemas está definida en artículos de investigación [15] o en algunos libros [7]. Sin embargo, otros sistemas como *Tactical High-power-microwave Operational Responder* (THOR), RANETS E o *High Power Microwave* (PHASER) que sí son de aplicación DEW fueron desarrollados por departamentos defensa en países como Estados Unidos y Rusia, cuyos datos son una incógnita puesto que están clasificados.

2.4.1. MICROWAVE TEST FACILITY (MTF)

Este sistema HPM es de origen sueco y fue diseñado para hacer pruebas de radiación de campos de alta intensidad. El principal requisito del sistema es generar un conjunto de cinco frecuencias específicas para hacer pruebas de interferencia electromagnética en aviones de combate. Las características de diseño del MTF están basadas en conocimientos previos del entorno operativo de microondas para sistemas civiles y militares. Las pruebas que se hacen a aeronaves requieren una alta eficiencia por parte del sistema de microondas. Por tanto, las fuerzas armadas suecas necesitaban un sistema de pruebas que fuera móvil, confiable, flexible y que pudiera operar en condiciones climatológicas adversas. Además, un trabajo de investigación anterior al desarrollo del sistema MTF sugirió las características deseables de un sistema HPM como la duración del pulso, la longitud de una ráfaga de pulsos o la frecuencia de repetición del pulso [15].

Debido a los requisitos de flexibilidad y movilidad, el sistema MTF se ha instalado en un contenedor tipo ISO de 12 m, alimentado por un generador AC diésel. En cuanto a las frecuencias, es capaz de producir cinco fijas en las bandas empleadas en sistemas radar L, S, C, X y Ku. Los demás parámetros como la PRF, el tamaño del pulso o la máxima potencia se muestran en la tabla. Es importante tener en cuenta que no todas las máximas características se pueden obtener de manera simultánea como la máxima PRF para la máxima longitud de pulso.

Para controlar los parámetros mencionados en la tabla se realiza remotamente mediante un remolque de control aislado, equipado con monitores ópticos y un sistema de medición para registrar y tener en tiempo real toda la información pertinente a los pulsos generados.

La máxima potencia del sistema se alcanza en la banda S, ya que se puede utilizar un compresor de pulsos (PCS de sus siglas en inglés) formado por dos cavidades sintonizadas que son bombeadas por un *klystron* que es capaz de generar pulsos de 4,5 μ s y una PRF máxima de 300 Hz. A la salida de las dos cavidades se pueden generar ráfagas de pulsos de 10 s de duración con pulsos de 0,4 μ s a una PRF máxima de 300 Hz.

En cuanto a las antenas, el sistema MTF usa tanto bocinas como reflectores de tipo *Cassegrain* según la directividad que se desee alcanzar.

Tabla 2.5: Principales parámetros sistema MTF. Extraída de [15]

Banda frecuencial	Frecuencia (GHz)	PRF (Hz)	Máxima duración pulso (μ s)	Potencia máxima (MW)	E pico@15 m (kV/m)	Ganancia antena (dBi)
L	1,3	1000	5	25	30	30
S (PCS)	2,8	1000 (300)	5 (0,4)	20 (140)	30 (80)	37
C	5,7	1000	5	5	17	40
X	9,3	1000	3,8	1	10	30
Ku	15	2100	0,53	0,25	6	30



Figura 2.25: MTF facilities. Extraída de [15]

2.4.2. ORION

ORION fue diseñado y construido por *Pyphysics International*, ahora *Titan*, con localización en California como diseño especificado por Reino Unido en el año 1995. ORION, es capaz de generar radiación HPM mediante pulsos con una potencia de pico de más de 350 MW en un rango de frecuencias entre 1,07 y 3,3 GHz.

Tabla 2.6: Principales parámetros ORION. Modificada de [7]

Frecuencia (GHz)	Periodo entre ráfaga pulsos (min)	Duración ráfaga de pulsos (s)	PRF (Hz)	Duración pulso (ns)	Máxima potencia de pico (MW)	Ganancia antena (dBi)
1,07-3,3	8	10	100	50-500 ns	+350	26,7

El sistema no está alojado en un solo contenedor ISO, sino que necesita cinco contenedores ISO. Esto es debido a que cada contenedor tiene una función diferente como la alimentación primaria, potencia pulsada, almacenamiento, guías de onda o equipos de control para para monitorizar y adquirir los datos del sistema. Para facilitar el transporte, los contenedores están montado con provisiones de aislamiento de vibraciones y golpes. Además, por seguridad cada contenedor dispone de detectores de humo, extintores de incendio e intercomunicadores de audio [7].

El sistema está alimentado por dos generadores de diésel que es administra una potencia máxima de 1,1 MW. A continuación de la alimentación primaria, el bloque de potencia pulsada está formada por dos etapas, aisladas mediante aceite. La primera es un modulador de conmutación basado en un *thyatron* que carga una red de formación de pulsos (PFN) a través de un transformador e interruptor de gas. La principal característica del bloque de potencia pulsada es que es capaz de transmitir pulsos de entre 50 y 500 ns en pasos de 50 ns, con un voltaje variable de 200 a 500 kV y una frecuencia de repetición de 100 Hz. Esto es posible gracias a que, según el tamaño de pulso deseado, se ajusta el número de etapas LC de la red de formación de pulsos [15]. Este bloque de potencia pulsada puede llegar a transmitir 5 GW de potencia a la carga de 50 Ω del magnetrón.

Respecto al bloque de fuente de radiofrecuencia, ORION dispone de cuatro magnetrones relativistas de frecuencia variable cada uno capaz de entregar entre 400 y 800 MW de potencia. El campo magnético externo que necesitan los magnetrones se proporciona mediante *cyromagnets*. Finalmente,

los magnetrones se combinan mediante una red de atenuadores y combinadores seguido de una guía de onda para llevar la potencia a la antena [7].

La antena empleada en el sistema ORION, como se observa en la figura, está formado por un reflector parabólico de tipo *offset* cuya alimentación es una bocina piramidal. La antena está diseñada para maximizar la eficiencia, reducir el nivel de lóbulos secundarios y produce un haz elíptico a 3 dB de 7×15 m en un rango de 100 m. La ganancia es de 26,7 dBi [7].

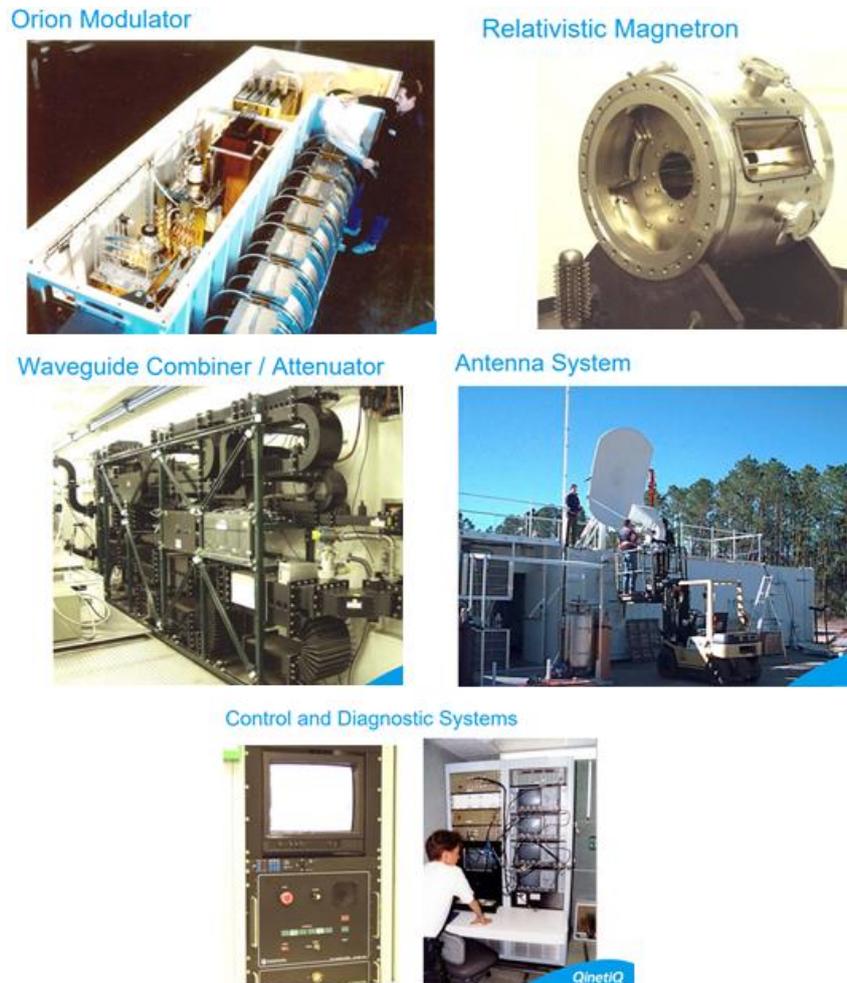


Figura 2.26: Sistema ORION. Imágenes extraídas de [16]

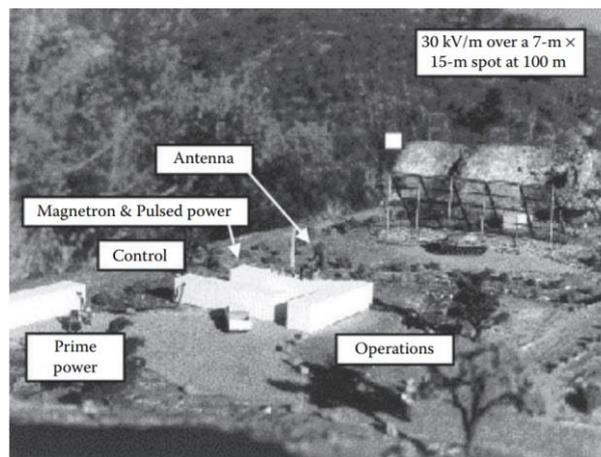


Figura 2.27: Sistema ORION exterior. Extraída de [7]

2.4.3. HYPERION

La instalación de pruebas de HPM francesa *Hyperion* fue especificada para pruebas de alto nivel en sistemas como aviones. El objetivo de este sistema es iluminar un sistema en funcionamiento con energía de alta potencia.

A diferencia de otros sistemas, *Hyperion* es una instalación fija, es decir, la energía es radiada en una cámara anecoica donde el dispositivo bajo prueba se ubica en el interior. Debido a estos requisitos, se utilizan dos reflectores. El primero, un reflector parabólico fijo, transforma el haz esférico radiado en un haz cilíndrico con un frente de fase plano. El segundo es un plano metálico sintonizable que permite una iluminación sobre el dispositivo bajo medida con una elevación de haz incidente de 10 a 30 grados [15].

La radiación que genera este sistema tiene un ancho de banda de 0,72 a 3 GHz. Esto se consigue gracias a dos *reltrons* sintonizables que cubren la banda de 0,72 a 1,44 GHz que generan un pulso de 200 ns. Por otro lado, para las bandas de 1,3-1,8 GHz y 2,4-3GHz dos magnetrones generan pulsos de 100 ns de duración.

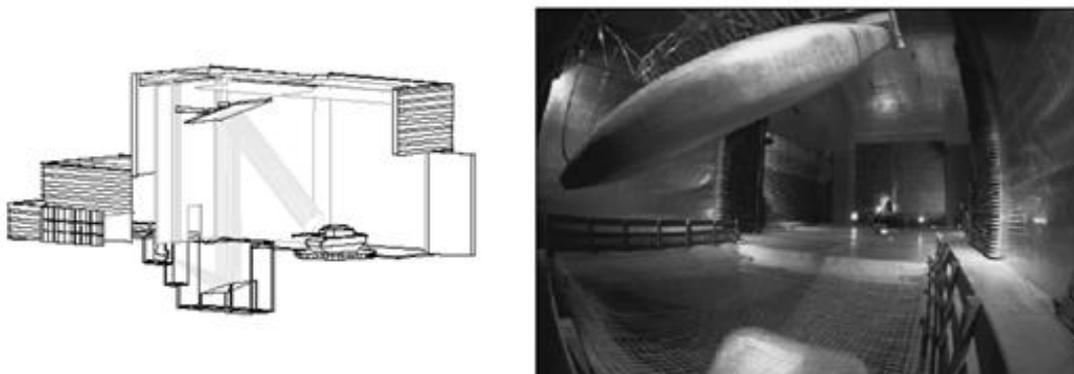


Figura 2.28: Sistema *Hyperion*. Extraída de [15]

2.4.4. SUPRA

El sistema HPM alemán *Supra*, se encuentra en una instalación interior en una cámara anecoica de dimensiones $20\text{ m} \times 4\text{ m} \times 4\text{ m}$ para realizar pruebas a automóviles o tanques pequeños [15].

El sistema está compuesto por una unidad de alimentación primaria que proporciona 40 kW. El bloque de potencia pulsada está compuesto por un generador de Marx y una red PFN. Como fuente de

radiofrecuencia se utilizan cuatro *reltrons* que generan pulsos de frecuencia sintonizable entre 0,68 y 1,44 GHz. Supra puede llegar a generar 100 disparos por ráfaga con pulsos de potencia de pico entre 100 y 400 MW y 300 ns de duración en PRFs de 10 Hz [15].

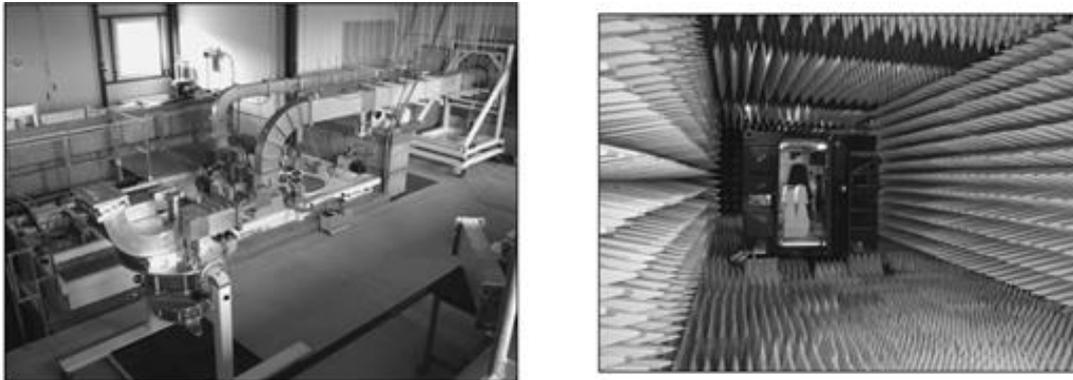


Figura 2.29: Sistema SUPRA. Extraídas de [15]

2.4.5. BOFORS HIGH POWER MICROWAVE BLACKOUT

Bofors es un sistema móvil diseñado por *BAE Systems* en colaboración con las fuerzas armadas suecas. Tiene un peso de unos 500 kg y una longitud aproximada de 2 m. Trabaja en banda L y S y es capaz de generar pulsos de más de 180 MW con una repetición de 10 Hz.

El bloque de potencia pulsada está formado por un generador de Marx de 30 etapas que es capaz de trabajar con una PRF de 10 Hz. La fuente de radiofrecuencia consiste en un oscilador de cátodo virtual que requiere para trabajar condiciones de vacío. Finalmente, en cuanto a la antena, se disponen de varias antenas de bocina cónicas con ganancias desde 15 a 25 dBi [17].



Figura 2.30: Sistema Bofors. Extraída de [17]

2.4.6. SISTEMA RANETS E

Este sistema HPM pertenece a la *Russian Rosoboron Export Company*. Se trata de un sistema móvil de 5 toneladas de peso que puede rotar 360° y de 0° a 60° en elevación. Esta arma DEW genera pulsos de radiofrecuencia en la banda X con potencias de pico de 500 MW. Los pulsos tienen una duración entre 10 y 20 ns y con una frecuencia de repetición de pulso de 500 Hz. La antena es un reflector parabólico con una ganancia de entre 45 y 50 dBi. Las fuentes rusas le atribuyen un alcance letal de

entre 10 y 15 km, como se observa en la Figura 2.31, contra sistemas vulnerables frente a amplitudes de campo eléctrico de pico de 3 kV/m.

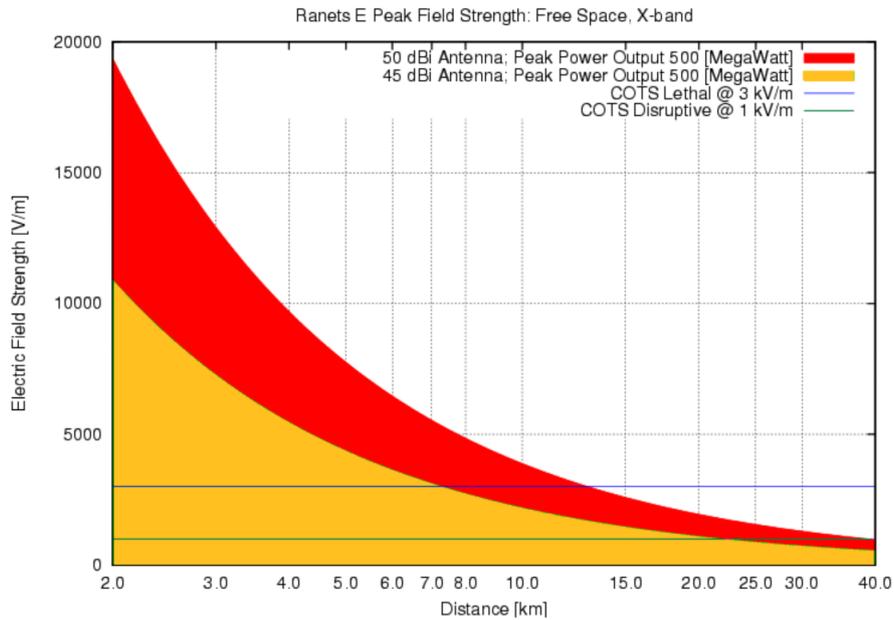


Figura 2.31: Campo eléctrico vs distancia para neutralizar una amenaza. Extraída de [18]

El sistema fue revelado por primera vez en el año 2001 por dicha compañía como un arma DEW, pero se desconoce la arquitectura del sistema.



Figura 2.32: Sistema Ranets E. Extraída de [19]

SISTEMA TACTICAL HIGH-POWER-MICROWAVE OPERATIONAL RESPONDER (THOR)

Este sistema, de aplicación DEW, ha sido desarrollado por la *Air Force Research Laboratory (AFRL)* con fines militares, concretamente para proteger espacios aéreos.

Su función es neutralizar enjambres de RPAS del grupo 1 y 2 que estén ubicados a un alcance entre 750 m y 2 km. La fuente de radiofrecuencia HPM trabaja en banda S.

THOR está almacenado en un contenedor transportable de 6 metros y que puede llegar a ser transportado en un avión C-130. El sistema se puede configurar en 3 horas y tiene una interfaz diseñada para ayudar al usuario a su utilización. Se estima que el coste total para desarrollar este sistema fue de aproximadamente 15 millones de dólares americanos [20], [21], [22].



Figura 2.33: Sistema THOR. Extraída de [20]

SISTEMA HIGH POWER MICROWAVE (PHASER) AFRL

Este sistema, ha sido diseñado por la empresa *Raytheon* para el departamento de defensa de Estados Unidos. Se trata de un arma DEW que es capaz de atacar a más de una un RPA del grupo 1 y 2 de manera simultánea y a un rango de distancia significativo [23].

PHASER es un sistema móvil que está instalado en un contenedor de 6 m que incluye un generador interno de diésel como fuente de alimentación primaria [23].

Existen diferentes modos de operación de este arma DEW, dependiendo de la elección de distintos parámetros, con el fin de interferir o destruir el blanco [23].

Entre septiembre y octubre del año 2013 este prototipo derribó dos RPAS (*Tempest* y un *Flanker*) de ala fija que volaban a una altura de unos 30 metros [23]. Se desconoce la arquitectura del sistema ya que se dicha información se encuentra clasificada.



Figura 2.34: Sistema PHASER. Extraída de [24]

NAGIRA

NAGIRA es un sistema HPM construido por Rusia, entregado en el año 1995 al Reino Unido. El sistema se almacena en dos contenedores. Uno de ellos contiene el sistema HPM, como se observa en la figura, mientras que el segundo se utiliza para operaciones de control [7].

En cuanto a su arquitectura, el subsistema de potencia pulsada produce haces de electrones de hasta 600 kV y 5 kA en pulsos de 10 ns y con una frecuencia de repetición de pulso de 150 Hz. Este haz de electrones de 3 GW de potencia, se inyecta en un BWO para generar ondas de radiofrecuencia en la banda X con una potencia de pico de hasta 500 MW. Seguidamente, se realiza una conversión del modo TM_{01} al modo TE_{11} . Para radiar, se emplea un disco parabólico de 1,2 m de diámetro.



Figura 2.35: Sistema NAGIRA. Extraída de [7]

3. ESTUDIO PRÁCTICO DE LA TECNOLOGÍA HPM

En este capítulo se estudia la aplicación de la tecnología HPM como un arma dirigida de energía. El objetivo es anular físicamente receptores de vehículos remotamente tripulados (RPA) mediante diferentes formas de onda de alta potencia y de manera conducida.

Primeramente, se explica la motivación de realizar este estudio práctico. A continuación, se hace un estudio de mercado para comprar una emisora de radiocontrol y varios receptores de diferentes marcas. En el siguiente apartado, se hace una calibración que permitirá extrapolar el estudio conducido a radiado. En el penúltimo apartado, se llevan a cabo pruebas de interferencia a los receptores con distintas formas de onda. Finalmente, se realizan las pruebas destructivas con onda continua y pulsada.

3.1.MOTIVACIÓN DEL ESTUDIO PRÁCTICO

En este apartado se pretende responder la pregunta ¿por qué es necesario hacer un estudio práctico? A lo largo del capítulo anterior se resume la arquitectura de un sistema HPM. Sin embargo, ahora una vez que se conoce la arquitectura, se pretende estudiar la aplicación de estos sistemas HPM para neutralizar vehículos aéreos no tripulados o también conocidos como *Remotely piloted aircraft system* (RPAS) de tamaño pequeño y mediano.

La energía de microondas se acopla en los RPAS de dos maneras. La primera, es el acoplo delantero (conocido en inglés como *frontdoor*), ocurre cuando la energía entra de forma directa mediante sus antenas y acaba en el sistema de recepción de la amenaza. La segunda, conocida como acoplo por puerta trasera o *backdoor*, ocurre cuando la onda electromagnética se acopla a la electrónica del sistema como puede ser por medio de grietas o cables sin blindaje [7].

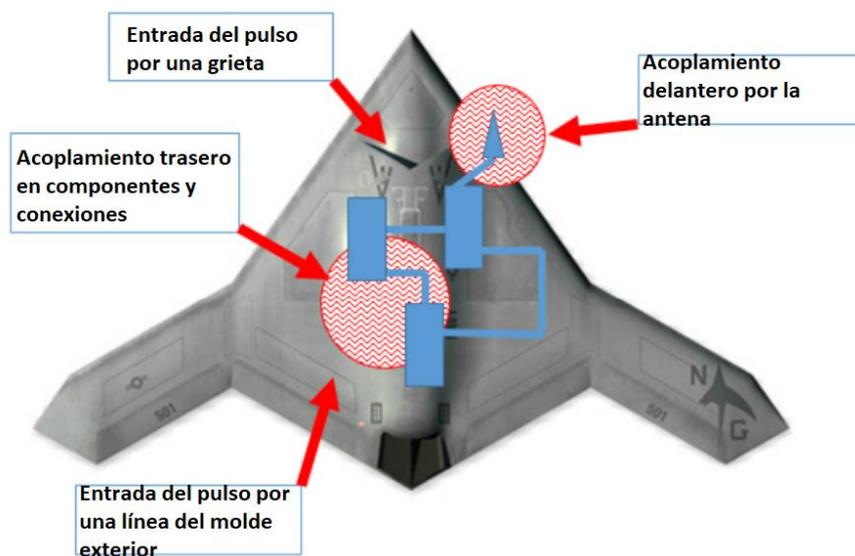


Figura 3.1: Mecanismos de acoplamiento. Modificada de [5]

En general, la potencia acoplada a la circuitería interna causada por la densidad de potencia de una onda incidente se puede expresar de la siguiente manera [7]:

$$P = S \cdot \sigma \quad (3.1)$$

Donde P es la potencia acoplada, S es la densidad de potencia de la onda incidente, y σ es la sección transversal de acoplamiento. Para el acoplo de puerta delantera, la sección transversal de

acoplamiento (σ) representa el área efectiva de la apertura de la antena, que será mayor en la frecuencia en la que se diseña la antena. Por otro lado, el acoplo que se produce en la puerta trasera es más difícil de predecir de manera teórica, dado que la sección transversal de acoplamiento varía rápidamente en función de la frecuencia.

Una vez que la radiación electromagnética penetra en el sistema de la amenaza, los fallos en los dispositivos semiconductores se producirán si se alcanza una determinada temperatura crítica. En la Figura 3.2, se muestra una representación de la potencia por unidad de área umbral necesaria para provocar daños en un dispositivo. Existen diferentes regiones dependiendo de la duración del pulso electromagnético. La primera para pulsos menores de 100 ns, es la región adiabática en la que la potencia umbral escala como t^{-1} . La segunda región para anchuras de pulsos entre 100 ns y 10 μ s, es la región de Wunsch-Bell en la que la potencia umbral escala como $t^{-1/2}$. Finalmente, para anchura de pulsos mayores a 10 μ s, la región es constante.

La consecuencia de estas relaciones es que para anchura de pulsos cortos (región adiabática) requieren mayor potencia, pero menor energía. En cambio, para anchura de pulsos más grandes se requiere menor potencia, pero más energía.

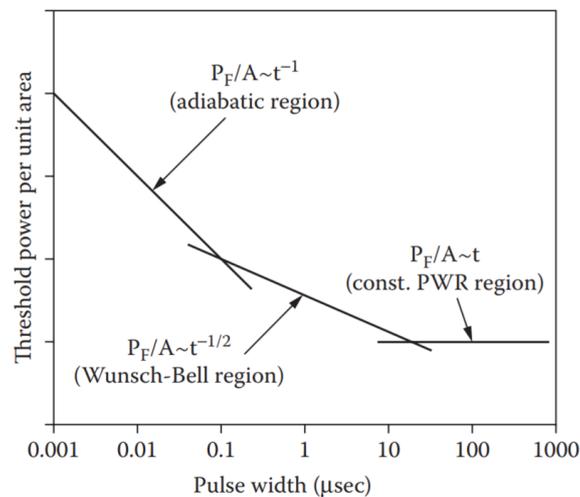


Figura 3.2: Relación potencia umbral con anchura de pulso. Extraída de [7]

Por otro lado, la *Air Force Research Laboratory* (AFRL) tiene caracterizado los fallos como un estadístico, en el que se estima la probabilidad de fallo de la amenaza como función de la energía acoplada. Para ello, es necesario hacer un modelado y una simulación HPM. Existen diferentes programas software para hacer este análisis en su mayoría diseñados por la *Air Force Research Laboratory* (AFRL) de carácter privado [25]. En estos programas permiten introducir los parámetros que caracterizan a un sistema HPM: la potencia de radiofrecuencia transmitida, la ganancia de la antena transmisora, la anchura del pulso transmitido y la frecuencia de repetición de pulso (PRF). Además, se selecciona una misión, que depende de la amenaza, en la que se caracterizan los subsistemas de la amenaza más susceptibles a la probabilidad de fallo. A partir de todos parámetros, mediante un modelo estadístico, se obtiene el campo eléctrico que se debe generar en el objetivo para conseguir una determinada probabilidad de fallo.

La AFRL categoriza los efectos de HPM para un acoplo de *backdoor* en cinco categorías [5]:

- *No effect*: no se produce ningún efecto.
- *Interference*: afecta mientras haya iluminación.
- *Disturbance*: efecto presente después de la iluminación, aunque hay posibilidades de que el sistema se recupere.
- *Upset*: se requiere una intervención externa para que el sistema se recupere.

- *Damage*: se requiere un cambio del hardware, software o firmware.

Para RPAS pertenecientes a grupos 1 y 2, la AFRL define que para generar efectos de *Upset* es necesario que se produzca un acoplo de tipo *backdoor* de 8 kV/m, mientras que para generar efectos de *Damage* es necesario un acoplo *backdoor* de campo eléctrico de entre 15 kV/m y 20 kV/m [5]. Sin embargo, se desconoce tanto la probabilidad de fallo que generarían estos campos eléctricos, así como la anchura del pulso transmitido y la PRF del sistema HPM. Por tanto, estos datos son orientativos.

Por otro lado, en el año 2018 el instituto de investigación de medidas ópticas y físicas publicó en Rusia un estudio sobre la vulnerabilidad de sistemas RPAS frente a ondas electromagnéticas. En concreto, se centró en estudiar el RPA DJI Phantom 3 Standard dado que es uno de los modelos más populares dentro del mercado. Este RPA opera en dos bandas de frecuencias. La primera es la de 2,4 GHz (de 2,4 a 2,483 GHz), y la segunda en la banda de 5,8 GHz (de 5,725 a 5,825 GHz) [26].



Figura 3.3: Sistema RPA grupo 1. Extraída de [26]

El objetivo del estudio es interferir al RPA mediante diferentes radiadores de banda ancha (en torno a 1 GHz) con anchuras de pulso desde 200 ps a 270 ps y una PRF desde 1 kHz a 1 MHz. Como elemento radiante se usan cuatro bocinas TEM [26].

En cuanto a las pruebas realizadas, en la Figura 3.4 se muestra el esquema principal. El RPA está en modo de vuelo y la emisora está dentro de una caja metálica con el fin de disminuir el nivel de señal. Los resultados de esta prueba muestran que utilizar una PRF alta se observa un mal funcionamiento en la comunicación de la emisora con el receptor, pero al dejar de interferir el receptor sigue funcionando correctamente. Por otro lado, al interferir con amplitudes de campo eléctrico en torno a 1,4 kV/m, a una distancia de la fuente interferente de 35 m e independientemente de la PRF, se observa que el RPA pierde completamente la señal de la emisora y empieza a aterrizar [26]. Además, esta mal función no es reversible, siendo necesario restear manualmente el RPA.

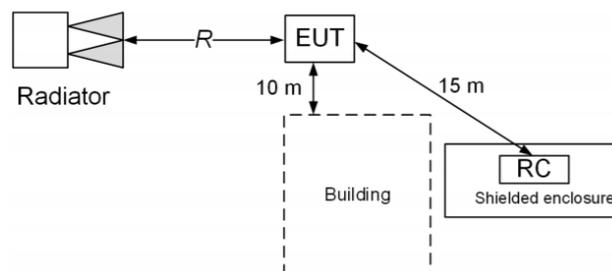


Fig. 4. Test site

Figura 3.4: Sitio de pruebas. Extraída de [26]

Por tanto, como se ha visto, con estos dos estudios es difícil conocer la potencia necesaria para provocar daños irreversibles en RPAS de grupos 1 y 2. Por ello, se decide llevar a cabo pruebas de interferencia y anulación física con el fin de medir la potencia necesaria para anular físicamente a diferentes RPAS.

3.2. ESTUDIO DE MERCADO

Para poder realizar el estudio práctico es necesario disponer de receptores RPAS de grupos 1 y 2 y de una emisora de radiocontrol.

En el mercado existen gran variedad de marcas de receptores y emisoras. Sin embargo, se desea una emisora sea compatible con receptores de diferentes marcas para hacer un estudio más significativo.

Después de analizar diferentes marcas de emisoras de radiocontrol como FlySky, FrSky, Futaba o Spektrum, se decide por la marca Futaba. Esto es debido a que dicha marca utiliza un protocolo espectro ensanchado por salto de frecuencia, conocido dentro del mundo de radiocontrol como FHSS, que es compatible con diferentes marcas de receptores.

La marca de radiocontrol Futaba utiliza en concreto los protocolos S-FHSS (versión mejorada del protocolo FHSS), T-FHSS tierra (para dispositivos de tierra como coches), T-FHSS aire y FASST. Finalmente, después de estudiar la compatibilidad de diferentes emisoras Futaba con receptores de otras marcas, se decide comprar la emisora Futaba T-10J que utiliza los protocolos S-FHSS y T-FHSS aire.



Figura 3.5: Emisora Futaba T10J

Por otro lado, en cuanto a los receptores, se decide comprar dos receptores de cuatro tipos diferentes. Tres de ellos, se comunican con la emisora mediante el protocolo S-FHSS: los receptores RSF08SB de la marca cooltec, R2006GS de la marca Futaba, R6SF de la marca Corona. El receptor restante, R3008SB de la marca Futaba utiliza el protocolo de comunicación T-FHSS aire.

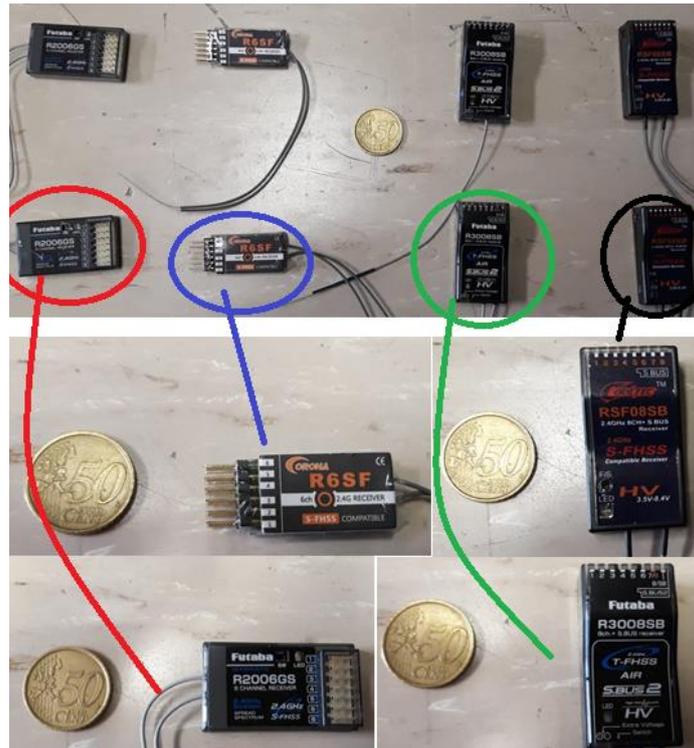


Figura 3.6. Receptores compatibles con la marca Futaba

Además, es necesario un cable para alimentar al receptor y un micro servo, de gran utilidad, para saber si la emisora y el receptor se encuentran enlazados.

Una vez que se dispone de todo el material, se procede a enlazar todos los receptores con la emisora. Para ello, es necesario configurar en la emisora el protocolo a utilizar (S-FHSS o T-FHSS aire) dependiendo del protocolo de comunicación del receptor. Después, mediante una fuente de alimentación, se alimenta al receptor con 5 V y se observa que se enciende un led rojo. Al pulsar un interruptor del receptor se enlaza el receptor con la emisora, encendiéndose un led verde en el receptor.

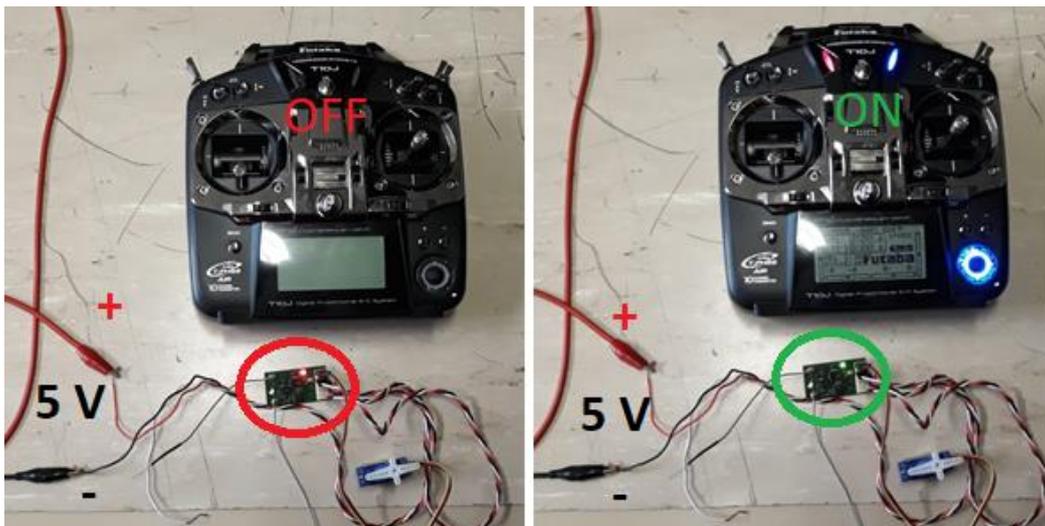


Figura 3.7: Enlace de comunicación entre emisora y receptor

3.3.CALIBRACIÓN

El estudio de interferencia y anulación física del receptor se va a hacer de manera conducida, es decir, quitando la antena del receptor y mediante un conector IPEX que es una transición entre el conector de la antena y el conector del cable SMA. Sin embargo, para poder extrapolar el estudio de interferencia conducida a radiada, es necesario relacionar la densidad de potencia con la potencia que el receptor recibe a la salida de la antena, y poder estimar la sección transversal de acoplamiento.

$$\sigma = \frac{p}{\phi} \quad (3.2)$$

Donde σ es la sección transversal de acoplamiento, p es la potencia medida en el activo de la antena del receptor, S es la densidad de potencia que se calcula sabiendo la ganancia de la antena transmisora, la potencia generada y la distancia de la antena transmisora a la antena del receptor.

Para realizar la medida, es necesario que tanto la antena transmisora conectada al generador de señal como las antenas receptoras del receptor estén en campo lejano. Dado que la antena transmisora es más corta que la antena receptora, esta última es la que limita. El campo lejano se alcanza a distancias iguales o superiores a 36 cm.

$$\text{Campo lejano} \geq \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \geq 36 \text{ cm} \quad (3.3)$$

Donde λ representa la longitud de onda que es de 12,5 cm y D la longitud de la antena que es de 15 cm.

Por otro lado, la densidad de potencia se expresa de la siguiente manera:

$$\phi \left(\frac{W}{cm^2} \right) = \frac{pire}{4 \cdot \pi \cdot r^2} = \frac{p_{tx} \cdot g_{tx}}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (3.4)$$

$$p_{rx}(W) = \sigma(cm^2) \cdot \phi \left(\frac{W}{cm^2} \right) \quad (3.5)$$

Donde en unidades naturales, ϕ es la densidad de potencia, $pire$ es la potencia isotrópica radiada equivalente, p_{tx} la potencia transmitida por el generador de señal, g_{tx} la ganancia de la antena transmisora, r es la distancia de la antena al receptor, y σ es la constante que se quiere estimar.

Relacionando las dos expresiones anteriores, (3.4) y (3.5), se puede calcular el valor de σ como:

$$\sigma (cm^2) = \frac{4 \cdot \pi \cdot r^2}{p_{tx} \cdot g_{tx}} \cdot p_{rx} \quad (3.6)$$

Donde r son 95 cm, P_{tx} son -5 dBm, y G_{tx} son 0,6 dBi.

Para tener una medida más precisa, se van a hacer tres medidas diferentes y se tomará como σ el valor medio. Para ello, se va cambiando la posición del receptor respecto al generador de señal, manteniendo siempre la misma distancia, tal y como se muestra en la Figura 3.8. Además, como los receptores disponen de dos antenas, se decide medir la potencia a la salida de ambas.

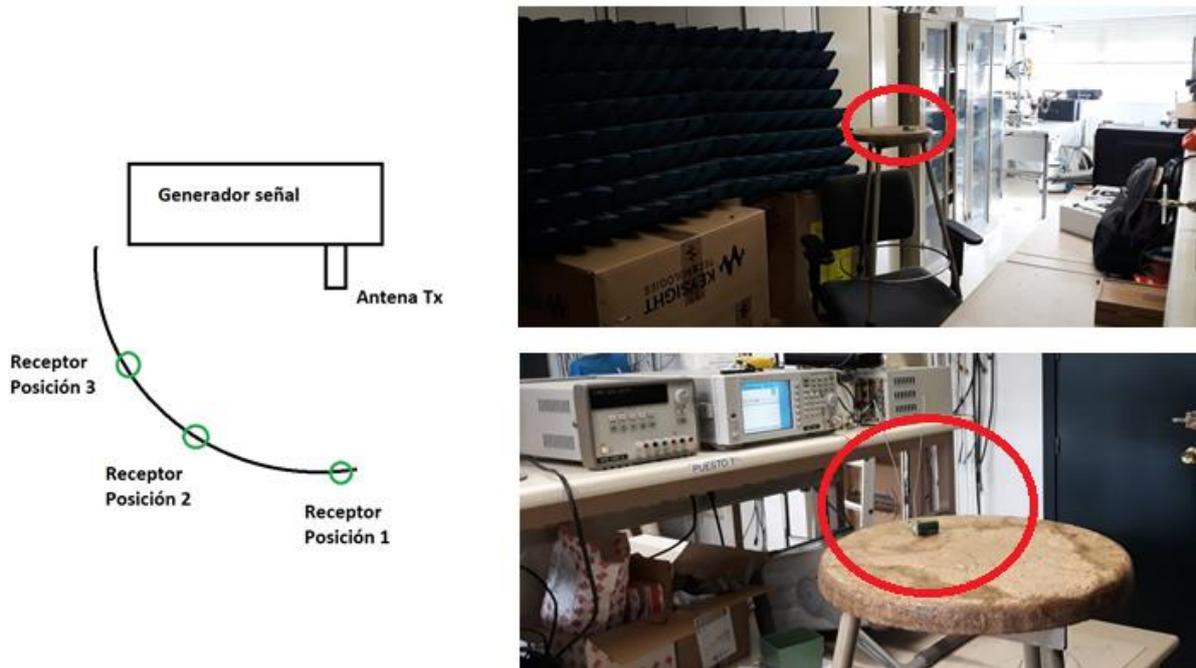


Figura 3.8: Medida de calibración

Los resultados de la medida se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Potencias medidas en el activo de la antena

$P_{RF}(\text{dBm})$	Posición	Antena	Potencia (dBm)
-5	1	Izquierda	-38,85
		Derecha	-36,85
-5	2	Izquierda	-40,85
		Derecha	-38,85
-5	3	Izquierda	-38,85
		Derecha	-42,85

Mediante la expresión (3.6) se calcula el valor σ y hallando el promedio de todas las medidas se obtiene:

$$\sigma_{promedio} (cm^2) = 38,1 \tag{3.7}$$

3.4.REVISIÓN Y GENERACIÓN DE LAS FORMAS DE ONDA

Este apartado trata sobre las formas de onda que se van a generar para interferir a los receptores. En concreto, se van a generar dos formas de onda distintas.

En primer lugar, se va a generar una forma de onda de banda estrecha que consiste en la generación de una portadora cuya frecuencia está dentro del ancho de banda de la emisora. En segundo lugar, se van a generar distintas formas de onda de banda ancha, intentando replicar las formas de onda utilizadas por la emisora.

Previamente a la generación de las formas de onda, es necesario previamente hacer un análisis de los protocolos S-FHSS y T-FHSS aire. Posteriormente, se generarán las distintas formas de onda.

3.4.1. REVISIÓN DE LAS FORMAS DE ONDA DE LA EMISORA

El protocolo FHSS es una técnica de espectro ensanchado por salto de frecuencia que consiste en transmitir la información durante un intervalo de tiempo en una frecuencia. Una vez transcurrido el intervalo de tiempo, la frecuencia de emisión cambia. Es decir, la frecuencia de portadora va saltando según un código pseudoaleatorio que es conocido por la emisora y el receptor.

Por otro lado, los protocolos S-FHSS y T-FHSS son versiones actualizadas del protocolo FHSS, y son utilizados en sistemas de vehículos aéreos no tripulados. Analizando estos dos protocolos en el analizador de espectros, se observa, que para el protocolo S-FHSS la emisora salta en 33 portadoras diferentes, desde 2,404 GHz hasta 2,4625 GHz. Las treinta primeras con una separación en de 1,45 MHz, mientras que las tres últimas tienen una separación de 9 MHz. Por otro lado, para el protocolo T-FHSS air la emisora es capaz de transmitir 31 portadoras en un ancho de banda de 60 MHz.

Sin embargo, en un escenario real podría darse el caso de que se quisiera neutralizar RPAS cuyos receptores no utilizan los protocolos mencionados anteriormente, por lo que la generación de la forma de onda no tendrá en cuenta los parámetros de los protocolos S-FHSS y T-FHSS aire.

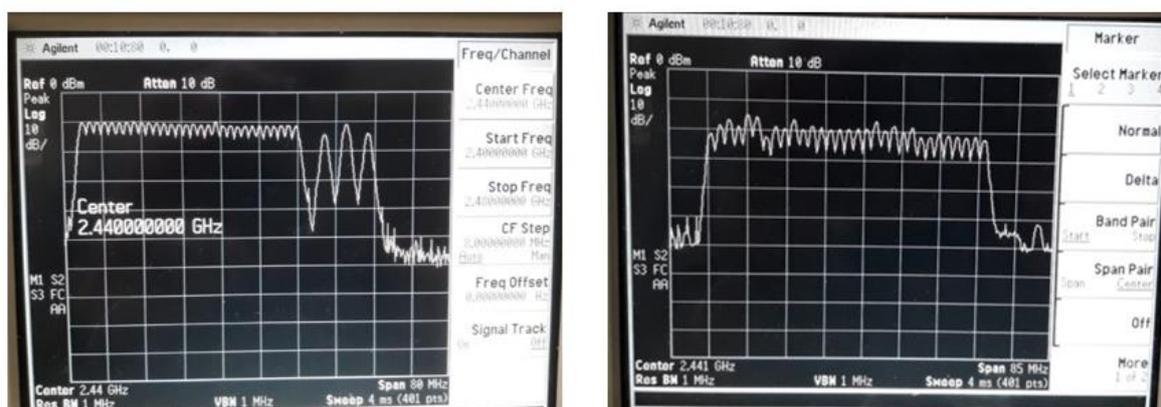


Figura 3.9: Banda frecuencial de los protocolos. S-FHSS a la izquierda y T-FHSS a la derecha

3.4.2. GENERACIÓN DE FORMAS DE ONDA

La forma de onda de banda estrecha, se puede generar mediante un generador de señal de radiofrecuencia. Sin embargo, para generar las formas de onda de banda ancha será de gran utilidad una radio definida por software (SDR).

El software de la SDR corre sobre una plataforma Linux, sin embargo, necesita tener una interfaz para su uso. Mediante un cable de red *Ethernet* se conecta a un ordenador para comunicarse mediante el protocolo SSH. Además, para la transferencia de ficheros se utiliza el protocolo *Secure File Transfer Protocol* (SFTP).



Figura 3.10: SDR junto con un ordenador que proporciona una interfaz

En el menú principal de la SDR, Figura 3.11, se puede observar que hay dos estados de funcionamiento. En este caso, solo se usará el estado de transmisión. En este estado es necesario definir varios parámetros. En primer lugar, se define la frecuencia de muestreo (307,2 MHz, 76,8 MHz o 49,152 MHz). En segundo lugar, se define la frecuencia central y en este caso comprendida en la banda de 2,4 GHz, que es la banda de la emisora. Por último, el parámetro de atenuación permite controlar la potencia de salida.

```

Radio STATE:  OFF
TX STATE:    OFF
SAMPLE RATE:  0.000015 MHz
CENTER FREQ:  450.000000 MHz
ATTENUATION:  -40.000 dB
OUTPUT POWER: -inf dBm
RX STATE:    OFF
SAMPLE RATE:  76.800000 MHz
CENTER FREQ:  450.000000 MHz
INT RX GAIN:  30.000 dB
AVERAGE POWER: -inf dBm
RX CHANNEL POWER ANALYSIS: OFF

HELP:
Q: Quit      P: Load Profile  R: Radio ON/OFF  X: TX/RX OFF
T: TX Tone   D: TX Data       S: RX Power Sniff L: Log RX Data
F: Set Operating Frequency  +/-: Inc/Dec Atten/Gain
    
```

Figura 3.11: Menú principal de la SDR

Una vez que se han configurado todos los parámetros pertinentes, la SDR permite transmitir un tono a la frecuencia central previamente definida, o transmitir datos en formato IQ, siendo esta última opción la deseable. Para poder transmitir datos en formato IQ es necesario guardar en la memoria de la SDR los ficheros en un formato específico. Los ficheros, deben tener una extensión binaria y sin cabecera. Dentro del fichero, se almacenan filas de muestras de datos de tipo Int16 (enteros con signo de 2 bytes), con valores comprendidos entre -32768 y 32767. Además, como se observa en la Figura 3.12, en el contenido del fichero debe haber una sola columna con filas que deben estar entrelazadas con las muestras de los canales I y Q.

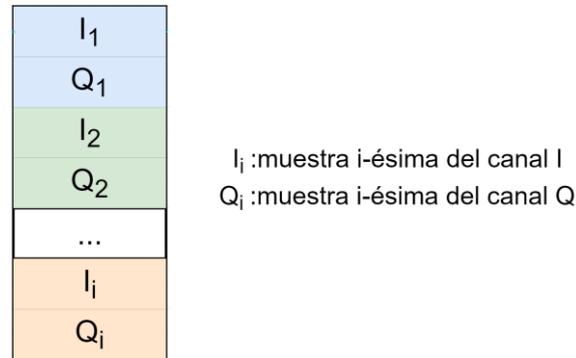


Figura 3.12: Formato ficheros de la SDR

Una vez que se conoce el formato de los ficheros, se generan en MATLAB dos formas de ondas en banda ancha: salto aleatorio en frecuencia y salto ascendente en frecuencia.

De forma genérica, una modulación en frecuencia se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_c + \varphi(t)) \tag{3.8}$$

$$\varphi(t) = 2\pi \cdot T_s \cdot \int_0^t f_{inst}(t) \cdot dt \tag{3.9}$$

Donde A representa la amplitud, f_c la frecuencia central, $\varphi(t)$ la fase instantánea, T_s el periodo de muestreo, y $f_{inst}(t)$ la fase instantánea. Por otro lado, las componentes en fase y cuadratura se pueden expresar como:

$$I = R\{e^{j\varphi(t)}\} = \cos(\varphi(t)) \tag{3.10}$$

$$Q = I\{e^{j\varphi(t)}\} = \text{sen}(\varphi(t)) \tag{3.11}$$

Dependiendo de si la forma de onda es un salto aleatorio o salto ascendente en frecuencia la fase instantánea varía. En concreto, para la forma de onda de salto aleatorio, la frecuencia instantánea es una variable aleatoria con distribución de probabilidad uniforme que pertenece al intervalo de frecuencias del ancho de banda de la emisora (aproximadamente 60 MHz). En la Figura 3.13, se observa una representación de la frecuencia y la fase instantánea para la forma de onda de salto aleatorio y para un periodo de 0,6 ms (tiempo que permanece la frecuencia instantánea en una misma frecuencia), una diferencia mínima entre frecuencia instantánea de 2 MHz y una frecuencia de muestreo de 307,6 MHz.

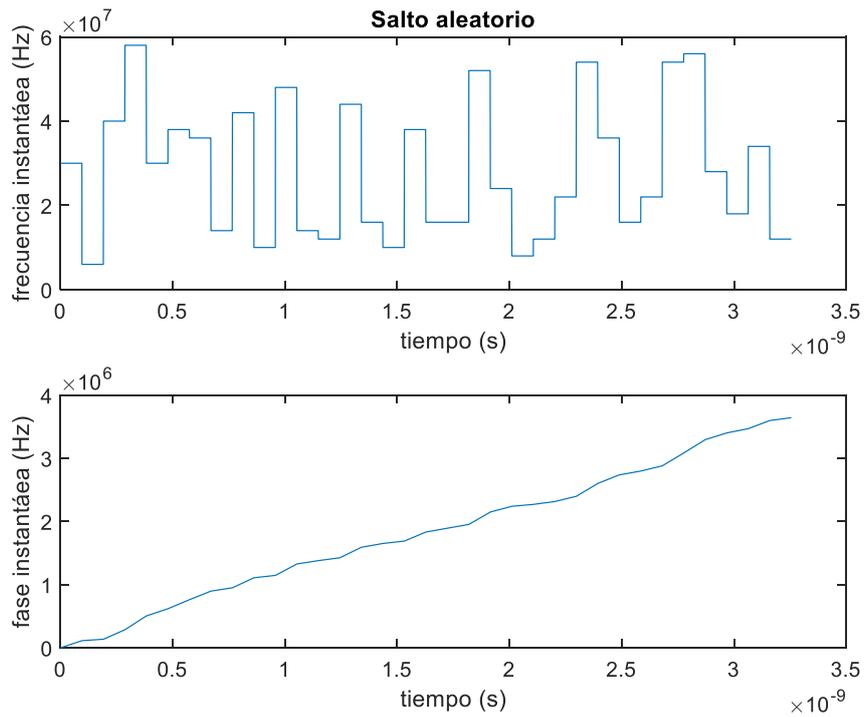


Figura 3.13: Forma de onda salto aleatorio

Por otro lado, para transmitir una forma de onda de salto ascendente, la frecuencia instantánea en este caso toma valores, que van ascendiendo, comprendidos entre el ancho de banda de la emisora. En la Figura 3.14 se representa nuevamente la frecuencia y la fase instantánea para la forma de onda de salto ascendente, con los mismos parámetros que en el caso anterior.

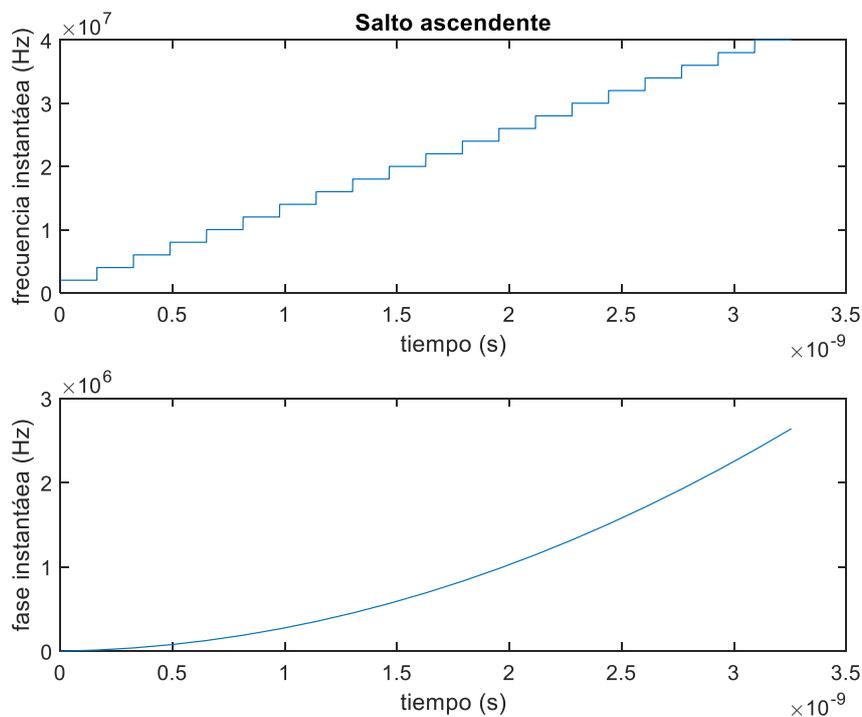


Figura 3.14: Forma de onda salto ascendente

3.5.PRUEBAS DE INTERFERENCIA CONDUcida

En este apartado se va a interferir la comunicación entre la emisora y el receptor de manera conducida, con el fin de calcular la relación interferencia a portadora (I/C) para las distintas formas previamente descritas en el apartado anterior.

En un escenario real, si se quisiera interferir a un RPA, lo deseado sería conocer el ancho de banda de la emisora. No obstante, este ancho de banda puede variar según la marca de la emisora. Por tanto, se decide interferir con varios anchos de banda.

A lo largo de este apartado se describen tres puntos. El primero la interferencia de banda estrecha, el segundo la interferencia de banda ancha, y por último los resultados obtenidos.

3.5.1. INTERFERENCIA BANDA ESTRECHA

Para interferir a los receptores con una señal de banda estrecha, se genera una forma de onda continua con el generador de señal cuya frecuencia esté dentro del ancho de banda de trabajo de la emisora.

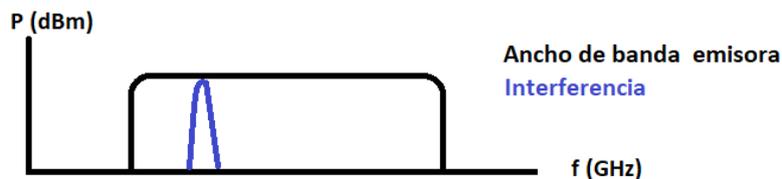


Figura 3.15: Esquema interferencia en banda estrecha

El primer paso, previamente a interferir a los receptores, es medir en el analizador de espectros la relación I/C para una potencia conocida generada por el generador de señal. Para ello, se monta el circuito que se muestra en la Figura 3.16. Mediante una unión SMA tipo T se conecta en un extremo la antena que recibe la señal de la emisora seguido de un atenuador de 10 dB, con el fin de que las señales interferentes transmitidas por el generador de señal sean de menor potencia y la potencia interferente sea menor. En el otro extremo de la unión, se conecta el cable SMA con el generador de señal. Finalmente, la salida de la unión SMA se conecta con el analizador de espectros.

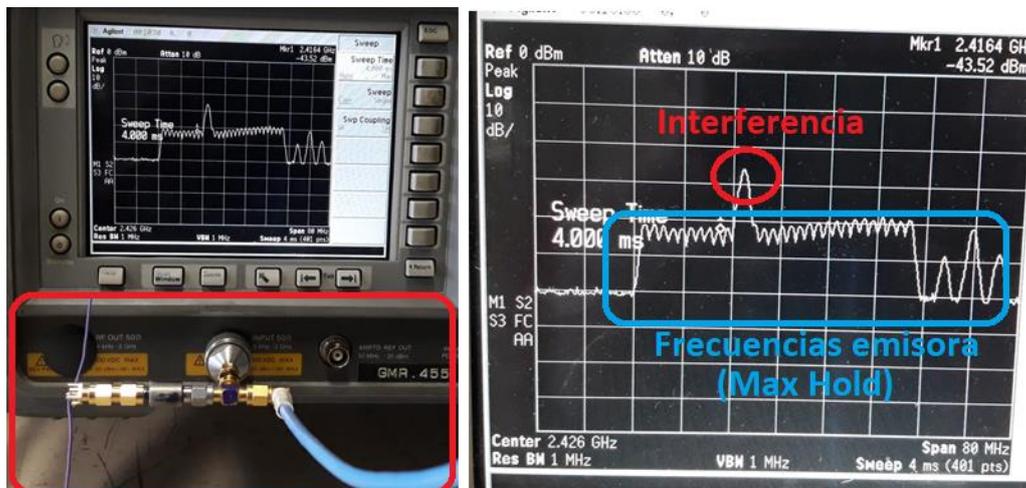


Figura 3.16: Medida I/C

El segundo paso, es conectar la salida de la unión SMA a la antena del receptor, como se observa en la Figura 3.17, mediante una transición SMA a I3 IPEX. La otra antena del receptor se conecta a una carga de 50Ω para aislarla. A continuación, una vez que se enciende la emisora y se alimenta el receptor se empieza a interferir a los receptores. Para ello, se empieza con potencias bajas y aumentando progresivamente hasta que la luz del receptor empieza a parpadear.

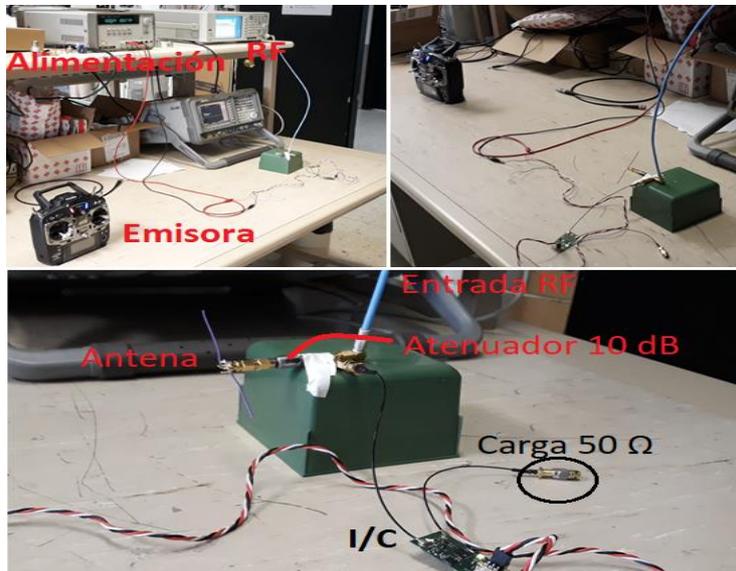


Figura 3.17: Montaje para interferir al receptor

3.5.2. INTERFERENCIA BANDA ANCHA

Para interferir a los receptores con señales de banda ancha, se van a probar las dos formas de onda generadas, salto ascendente en frecuencia y salto aleatorio en frecuencia, con una separación frecuencial de 2 MHz. Además, para cada forma de onda se va a interferir a los receptores de tres maneras. La primera con formas de onda que ocupen un tercio de la banda de frecuencias transmitidas por la emisora y con periodo de salto de frecuencia de 2 ms. La segunda con dos tercios del ancho de banda y con un periodo de salto de frecuencia de 1 ms. Finalmente, la tercera con el mismo ancho de banda de la emisora y con un periodo de salto de frecuencia de 0,5 ms. Por tanto, son seis casos diferentes para interferir a cada receptor.

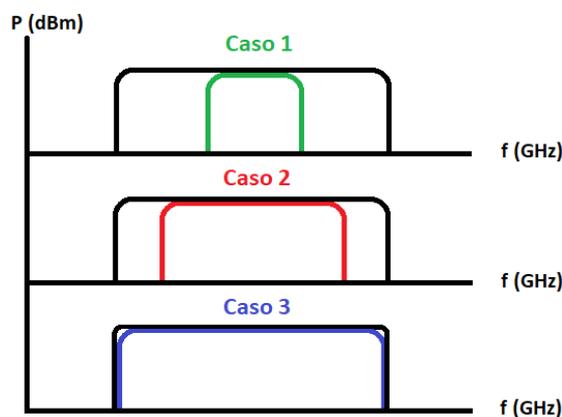


Figura 3.18: Casos de interferencia en banda ancha.

Tabla 3.2: Casos de interferencia banda ancha

Caso	$B_{interferencia}$	Tiempo de salto frecuencial
1	$\frac{1}{3}B_{emisora}$	2 ms
2	$\frac{2}{3}B_{emisora}$	1 ms
3	$B_{emisora}$	0,5 ms

Los pasos seguidos para medir la relación I/C son análogos al caso de interferencia de banda estrecha.

El primer paso es cargar en la SDR los programas que generan las formas de onda en sus distintas variantes comentadas anteriormente. A continuación, se conecta a una unión en forma de T SMA la antena que recibe la señal de la emisora seguido de un atenuador de 10 dB. En el otro extremo de la unión en T SMA se conecta un cable SMA que proviene de la SDR.

El segundo paso es conectar al analizador de espectros la unión en T SMA como se observa en la figura para realizar dos medidas. La primera, es la potencia media de la emisora. La segunda, es la potencia interferente procedente de la SDR.

El tercer paso, es interferir de manera conducida al receptor. Para ello, con la emisora encendida y el receptor alimentado, se conecta la unión en T a una antena del receptor con una transición de SMA a I3 IPX. La otra antena se conecta a una carga de 50Ω para. Una vez que se ha conectado todo se empieza a interferir al receptor, subiendo de menor a mayor potencia en pasos de 1 dB hasta que la luz del receptor empieza a parpadear.

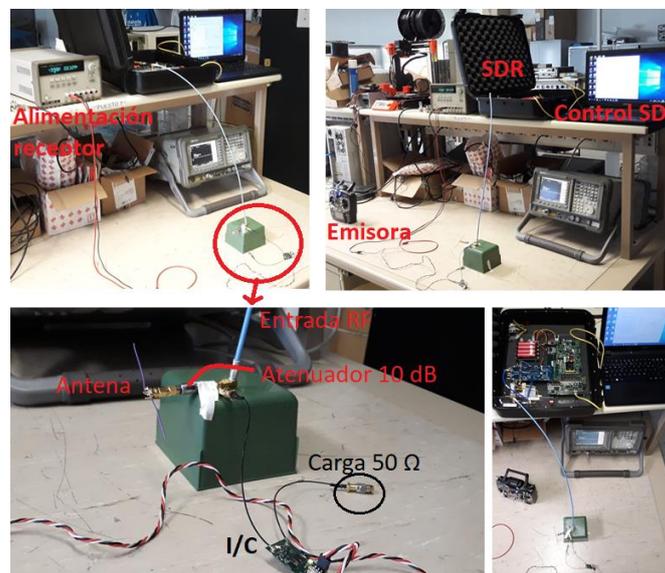


Figura 3.19: Montaje en interferencia banda ancha

3.5.3. RESULTADOS

Los resultados de la medida se representan en las tablas: Tabla 3.3, Tabla 3.4, Tabla 3.5. En dichas tablas se representan los cuatro receptores, tres de ellos utilizan el protocolo S-FHSS, y uno de ellos el protocolo T-FHSS.

La relación I/C es más fácil de medir para algunos receptores, en concreto los receptores de la marca Futaba porque la luz del led del receptor parpadea entre los colores verde (conectado a la emisora) y rojo (pérdida de conexión). Sin embargo, para los otros dos receptores la luz del led parpadea en color verde y de más raudamente.

Respecto a la interferencia en banda estrecha, se observa que dependiendo del receptor la relación I/C es diferente. El receptor Futaba R3008SB cuyo protocolo es T-FHSS aire necesita más relación I/C que el resto de los receptores que utilizan el protocolo S-FHSS.

Por otro lado, respecto a la interferencia en banda ancha, se observa que la relación I/C para los receptores del protocolo S-FHSS no cambia para los casos en los que se interfiere usando toda la banda de la emisora y dos tercios de esta. Sin embargo, al disminuir la banda de interferencia a una tercera parte de la emisora, se observa que la relación I/C necesita ser más grande. Por otro lado, para el receptor que utiliza el protocolo T-FHSS aire es necesario relaciones I/C más grandes, aumentando a medida que la banda de interferencia disminuye.

Además, comparando las tablas Tabla 3.4 y Tabla 3.5, se observa que hay pequeñas diferencias entre emplear formas de onda con salto ascendente o aleatorio en frecuencia. En algunos casos la relación I/C es mayor al interferir con formas de onda aleatorias en frecuencia.

Finalmente, comparando la tabla entre banda estrecha y banda ancha, se observa que una interferencia en banda ancha reduce la relación I/C .

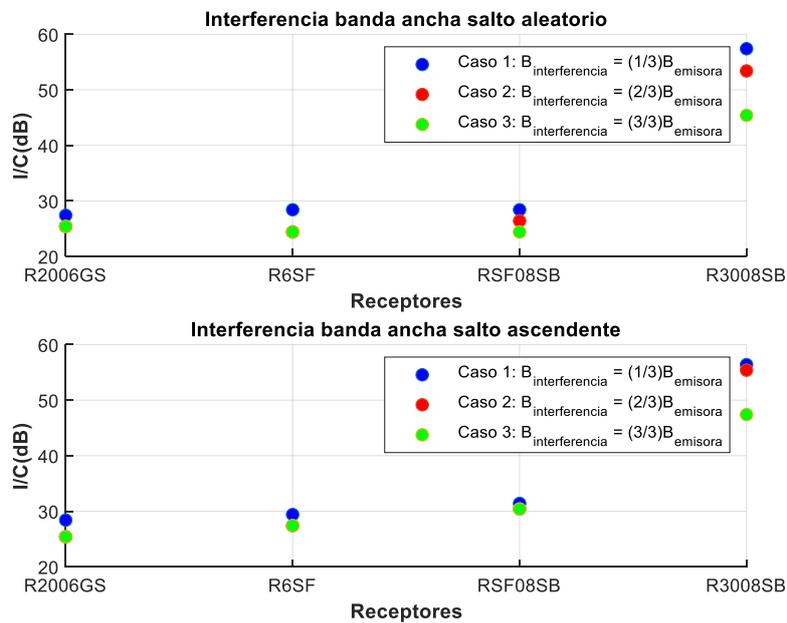


Figura 3.20: Comparativa interferencia en banda ancha con distintas formas de onda

Tabla 3.3: Valores medidos de I/C con onda continua en banda estrecha

I/C onda continua en banda estrecha				
Protocolo	S-FHSS			T-FHSS aire
Receptor	R2006GS Futaba	R6SF Corona	RSF08SB Cooltec	R3008SB Futaba
I/C	36 dB	43 dB	31 dB	52,5 dB

Tabla 3.4: Valores medidos de I/C con onda continua en banda ancha con salto ascendente

I/C onda continua salto ascendente en frecuencia				
Protocolo	S-FHSS			T-FHSS aire
Receptor	R2006GS Futaba	R6SF Corona	RSF08SB Cooltec	R3008SB Futaba
Caso 1	28,4 dB	29,4 dB	31,4 dB	56,4 dB
Caso 2	25,4 dB	27,4 dB	30,4 dB	55,4 dB
Caso 3	25,4 dB	27,4 dB	30,4 dB	47,4 dB

Tabla 3.5: Valores medidos I/C con onda continua en banda ancha con salto aleatorio

I/C onda continua salto aleatorio en frecuencia				
Protocolo	S-FHSS			T-FHSS aire
Receptor	R2006GS Futaba	R6SF Corona	RSF08SB Cooltec	R3008SB Futaba
Caso 1	27,4 dB	28,4 dB	28,4 dB	57,4 dB
Caso 2	25,4 dB	24,4 dB	26,4 dB	53,4 dB
Caso 3	25,4 dB	24,4 dB	24,4 dB	45,4 dB

3.6.PRUEBAS DESTRUCTIVAS CONDUCCIDAS

Una vez que se ha estudiado las pruebas de interferencia, se continúa con las pruebas destructivas. El objetivo ahora es destruir interferir al receptor con una potencia suficientemente grande como para que deje funcionar correctamente.

Para ello, se van a hacer dos pruebas. La primera, es destruir los receptores mediante onda continua y de esta forma conocer la potencia media mínima de destrucción. La segunda prueba, consiste en destruir los receptores con onda pulsada.

Estas dos pruebas que se van a realizar se harán para una forma de onda de banda estrecha.

3.6.1. DESTRUCCIÓN CON ONDA CONTINUA

El objetivo es destruir todos los receptores sometiéndolos a potencias medias elevadas con una forma de onda continua y en banda estrecha. Para destruir los receptores, será necesario disponer de más potencia de radiofrecuencia que con anterioridad al realizar las pruebas de interferencia. Por ello, se utiliza el amplificador de alta potencia (HPA) HMC8205BF10. Este amplificador tiene una ganancia de 20 dB y opera en un ancho de banda de 0,3 GHz a 6 GHz. La potencia de saturación es de 46 dBm y se alimenta con 50 V@1,3 A. Además, para reducir el calentamiento, el amplificador está integrado en una caja metálica junto con un ventilador.

En la Figura 3.21 se observa, un esquema y la conexión del amplificador HPA. La salida FB1 sirve para medir la potencia a la salida del amplificador. En la banda de 2,4 GHz la salida FB1 mide 18,8 dB menos que la salida RF OUT.

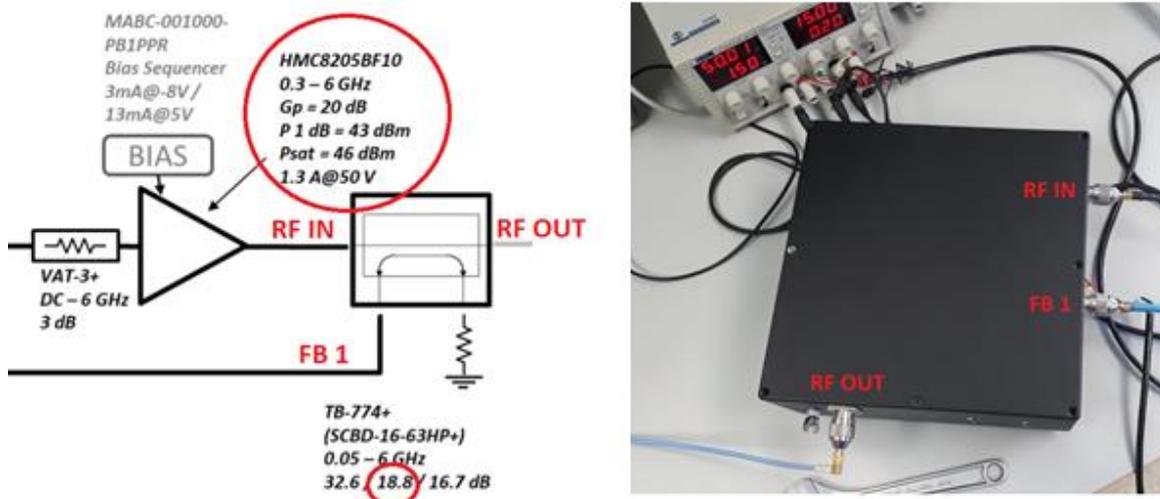


Figura 3.21: Amplificador de alta potencia (HPA)

Una vez que se dispone de un amplificador de alta potencia, se prepara el montaje para destruir los receptores. En las figuras Figura 3.22 y Figura 3.23, se representa el esquema utilizado para llevar a cabo las pruebas de destrucción por onda continua. Se genera una señal de radiofrecuencia en la banda de 2,4 GHz mediante el generador de señal. A su salida se conecta un amplificador que a su salida puede llegar a generar potencias de hasta 46 dBm. Seguidamente se conecta el amplificador HPA. A la salida del amplificador se conecta el receptor, mientras que la salida FB1 se lleva al analizador de espectros para monitorizar la potencia que se está generando en el receptor. Por último, se alimenta tanto el amplificador HPA como el receptor.

Una vez que el montaje está listo, se empieza a generar potencias interferentes. Después de un tiempo suficientemente largo como para que el receptor se haya podido dañar, se apaga la interferencia y se comprueba si el receptor se comunica con la emisora. En caso positivo, se continúa subiendo la potencia interferente hasta que el receptor se destruya.

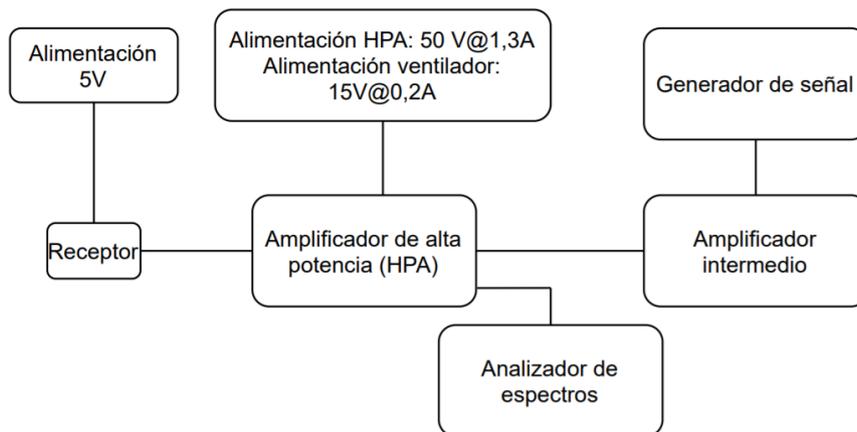


Figura 3.22: Esquema del montaje para pruebas destructivas

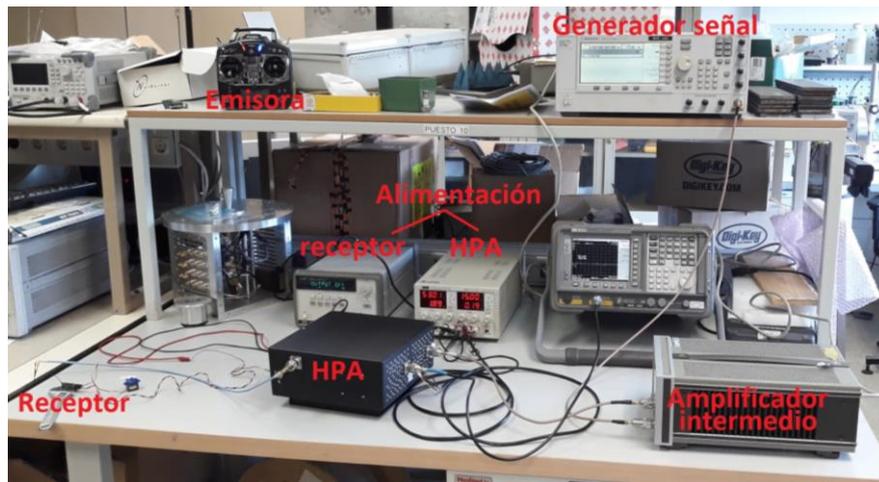


Figura 3.23: Montaje para pruebas destructivas

3.6.2. DESTRUCCIÓN CON ONDA PULSADA

En este apartado, se va a estudiar la potencia de pico mínima necesaria para destruir los receptores mediante una forma de onda pulsada en banda estrecha. El montaje es exactamente el mismo que en el apartado de destrucción por onda continua. Sin embargo, ahora se debe decidir el ciclo de trabajo. El ciclo de trabajo se define como:

$$DC (\%) = PRF \cdot \tau \cdot 100\% \quad (3.12)$$

Donde PRF es la frecuencia de repetición de pulso, y τ la anchura del pulso.

En el apartado 2.4, se definen algunos sistemas HPM operativos. En la tabla, se representan los ciclos de trabajo para los sistemas más significativos, teniendo en cuenta la PRF y la anchura del pulso.

Tabla 3.6: Ciclos de trabajo de algunos sistemas HPM

Sistema	Banda de trabajo	PRF	τ	DC (%)
MTF	S	1000 Hz	5 μ s	0,5
Orion	L y S	100 Hz	500 ns	0,005
Ranets E	X	500 Hz	20 ns	0,001

Se decide utilizar un ciclo de trabajo de 0,5% como el sistema MTF, con una PRF de 1000 Hz y una anchura de pulso de 5 μ s.

3.6.3. RESULTADOS

Los resultados de las pruebas destructivas con forma de onda continua se muestran en las tablas Tabla 3.7 y Tabla 3.8. De los cuatros receptores, tres de ellos son destruidos mientras que el receptor R6SF Corona no se consigue destruir, ya que es necesario disponer de más potencia de la que el HPA proporciona. Además, se puede observar que la potencia necesaria para destruir un receptor por onda

continua es muy parecida, independientemente de la marca y del protocolo, mientras que, en las pruebas de interferencia, sí que existía una diferencia significativa entre el protocolo S-FHSS y T-FHSS, siendo éste último más robusto.

Tabla 3.7: Medidas de potencia con onda continua

Onda continua				
Receptor	Protocolo	Potencia media (dBm)	Potencia media (W)	¿Destruído?
R2006GS Futaba	S-FHSS	42,6	18,2	Sí
R6SF Corona		41,2	13,2	No
RSF08SB Cooltec		43,1	20,4	Sí
R3008SB Futaba	T-FHSS aire	42,3	17	Sí

Respecto a las pruebas destructivas por onda pulsada no se consigue destruir a los receptores. En la tabla se muestra la potencia de pico máxima a la que se someten.

Tabla 3.8: Medidas de potencia con onda pulsada

Onda pulsada					
Receptor	Protocolo	Ciclo de trabajo (%)	Potencia de pico (dBm)	Potencia de pico (W)	¿Destruído?
R2006GS Futaba	S-FHSS	0,5	42,8	19,1	No
R6SF Corona			41,8	15,1	No
RSF08SB Cooltec			43,2	20,9	No
R3008SB Futaba	T-FHSS aire		42,6	18,2	No

En la Figura 3.24, se ilustran los receptores después de ser destruidos con onda continua. Se observa a la izquierda, la instantánea del momento de la destrucción. A la derecha, se puede apreciar el deterioro de los receptores.

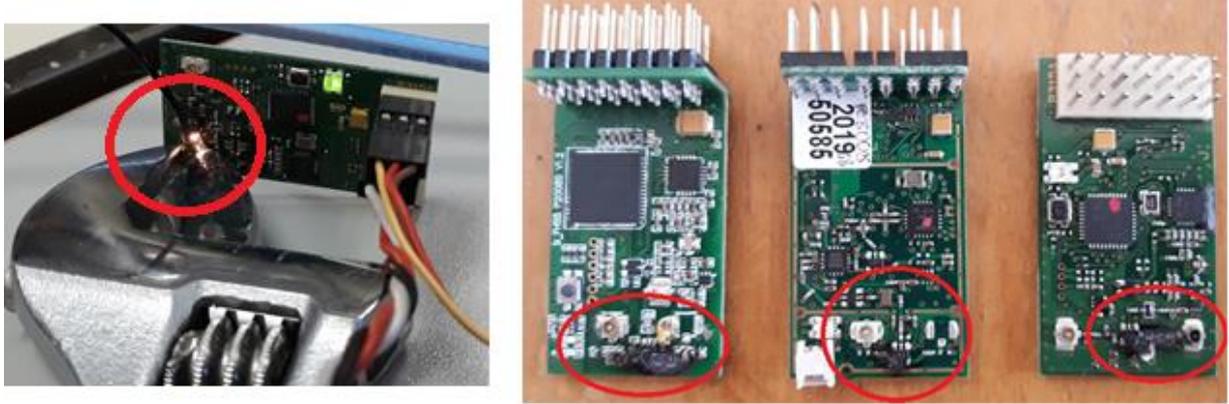


Figura 3.24:Receptores destruidos por onda continua

4. DEFINICIÓN DE UN SISTEMA HPM DE BANDA ESTRECHA

El procedimiento para definir un sistema HPM como una aplicación de arma dirigida de energía, se muestra en la Figura 4.1. En primer lugar, se debe identificar la amenaza y la distancia a la que se desea neutralizarla. En segundo lugar, es necesario conocer la densidad de potencia que se debe generar para anular físicamente a la amenaza. A partir de esta información se definen los requisitos del sistema. A continuación, se diseña el sistema, definiendo los subsistemas. Y por último, se construye el sistema y se prueba [27].

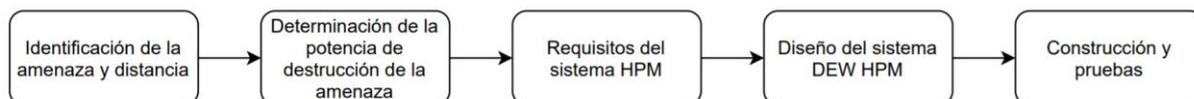


Figura 4.1: Esquema para definir un sistema HPM como aplicación DEW

No obstante, diseñar estos tipos de sistemas es un proceso muy complejo. En este capítulo, en base a lo aprendido a lo largo del trabajo, se pretende mostrar desde un punto de vista teórico el procedimiento y los cálculos necesarios para definir un sistema HPM en banda estrecha como una aplicación de arma dirigida de energía.

La amenaza que se desea neutralizar son RPAS de grupos 1 y 2. En el capítulo 3 se hicieron pruebas de anulación física conducidas con el fin de estimar la densidad de potencia necesaria para destruir el receptor del RPA. Aunque no se consiguió generar potencias suficientes con el material disponible para la destrucción de los receptores, al menos se conoce que para la anulación física de un RPA de tamaño pequeño y mediano se necesita generar una densidad de potencia (\emptyset) entre el siguiente rango

$$54,85 \left(\frac{W}{m} \right) \leq \emptyset \leq 298,4 \left(\frac{kW}{m} \right) \quad (4.1)$$

El margen inferior se calcula teniendo en cuenta que la potencia de pico máxima a la que se sometió un receptor es de 20,9 W y la sección transversal de acoplamiento (σ), estimada en el apartado 3.3, es $38,1 \text{ cm}^2$. El margen superior se calcula teniendo en cuenta que la AFRL define que para provocar daños irreversibles en un RPA es necesario un acoplo de *backdoor* de 15 kV/m [5]. Con el diseño de este sistema se pretende que el acoplo sea de puerta delantera, por lo que es posible que la densidad de potencia del margen superior sea menor. A pesar de todo, se considera para el diseño el valor superior al ser más restrictivo.

Respecto a la distancia a la que se desea neutralizar la amenaza depende mucho del escenario. En este caso, para hacer una simplificación se define que la distancia máxima sea de 500 m. Por tanto, la potencia isotrópica radiada equivalente (*PIRE*) que el sistema debe generar es

$$PIRE = 10 \cdot \log_{10}(\emptyset \cdot 4\pi \cdot r^2) = 119,72 \text{ dBW} \quad (4.2)$$

Las especificaciones de partida se muestran en la Tabla 4.1. El objetivo es definir un sistema que trabaje en la banda de los receptores de RPAS y que pueda transmitir potencias de pico parecidas a la de sistemas HPM existentes. El ciclo de trabajo es de $4 \cdot 10^{-6}$, cuyo orden es muy común en este tipo de sistemas. Finalmente, la duración de la ráfaga de pulsos y el periodo entre ráfagas es de 1 y 10 s respectivamente, siendo valores consistentes en misiones de defensa [7].

Tabla 4.1: Requisitos del sistema HPM

Parámetro		Valor	Unidades
Frecuencia	f	2,4	GHz
Potencia isotrópica radiada equivalente	$PIRE$	120	dBW
Frecuencia repetición de pulso	PRF	200	Hz
Longitud de pulso	τ_{RF}	20	ns
Duración de la ráfaga (<i>burst</i>)	τ_B	1	s
Periodo inter-ráfaga (<i>inter-burst</i>)	τ_{IB}	10	s

A continuación, en los siguientes apartados, partiendo de las especificaciones se va a ir eligiendo los subsistemas y calculando los parámetros más significativos.

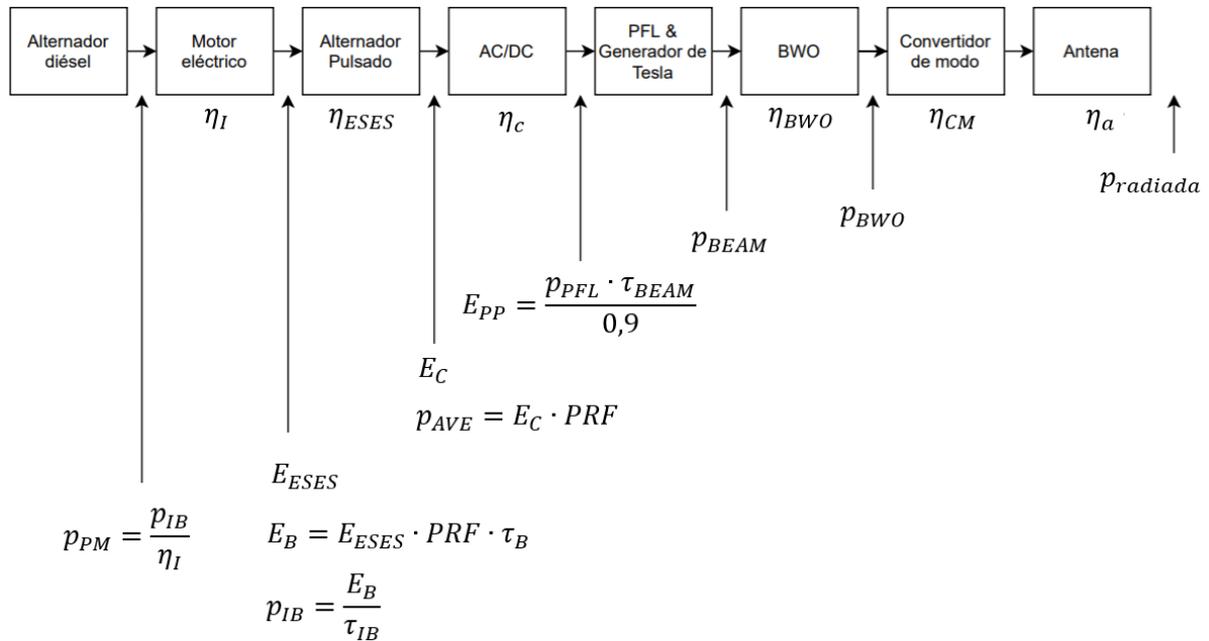


Figura 4.2: Arquitectura del sistema HPM propuesto

4.1. ANTENA

Entre las distintas posibilidades, se decide por emplear un reflector parabólico como los sistemas HPM operativos ORION, Ranets E o NAGIRA. Como alimentador se decide emplear una guía rectangular.

La ganancia de una antena parabólica se expresa como:

$$G (dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\eta \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\lambda} \right)^2 \right) \tag{4.3}$$

Donde η es la eficiencia, D el diámetro del reflector, λ la longitud de onda. Considerando una eficiencia del 85% y un diámetro de 1,8 m, la ganancia es de 32,4 dBi. Por tanto, será necesario que la potencia radiada sea de

$$p_{radiada} = 539,4 \text{ MW} \quad (4.4)$$

4.2.SUBSISTEMA FUENTE DE RADIOFRECUENCIA

Las fuentes de radiofrecuencia principales son: *Klystron*, MILO, magnetrón relativista y BWO. El posible uso de un *Klystron*, aunque es capaz de generar potencias muy altas, se descarta debido que es necesario a su entrada una fuente de microondas y complicaría el estudio ya que su configuración es compleja. Los MILO no necesitan un campo magnético externo y operan con bajas impedancias, sin embargo, la eficiencia es muy baja, por ello también se descarta esta opción. Los magnetrones relativistas es una tecnología madura pero la gran desventaja es la rápida erosión del ánodo, limitando la vida útil. Por último, los BWO son una tecnología madura, al igual que los magnetrones relativistas, relativamente eficientes y capaces de generar GW de potencia. Por tanto, se escoge usar como fuente de radiofrecuencia un BWO.

Ahora, se parte de que la potencia radiada es de 539,4 MW y la eficiencia de la antena es del 85%. Además, es necesario un convertir el modo generado a la salida del BWO (TM_{01}) a un modo TE requerido en al emplear una guía rectangular como alimentador del reflector. Se toma una eficiencia del 95% para el convertidor de modo.

$$p_{BWO} = \frac{p_{rad}}{\eta_a \cdot \eta_{CM}} = 668 \text{ MW} \quad (4.5)$$

A continuación, para determinar la potencia necesaria a la entrada del BWO se debe tener en cuenta la eficiencia. Se toma como valor de eficiencia un 20% [7].

$$p_{BEAM} = \frac{p_{BWO}}{\eta_{BWO}} = 3340 \text{ MW} \quad (4.6)$$

Relacionando la potencia a la entrada del BWO con la impedancia, suponiendo una Z_{BWO} de 150 Ω [7], se obtiene

$$p_{BEAM} = V_0 \cdot I_b = \frac{V_0^2}{Z_{BWO}} \quad (4.7)$$

$$V_0 = \sqrt{p_{BEAM} \cdot Z_{BWO}} = 707,8 \text{ kV} \quad (4.8)$$

$$I_b = \frac{V_0}{Z_{BWO}} = 4,72 \text{ kA} \quad (4.9)$$

La potencia generada a la entrada del BWO es p_{BEAM} , con una tensión V_0 y una corriente I_b .

4.3.SUBSISTEMA POTENCIA PULSADA

Para este subsistema se opta por usar un transformador de Tesla con una línea de formación de pulso (PFL), ya que como se desean repeticiones de pulso mayores de 10 Hz un generador de Marx presenta más pérdidas.

La situación ideal sería que la impedancia de la línea de formación de pulso (Z_{PFL}) fuera la misma que la impedancia del BWO. En cambio, por razones relacionadas con la eficiencia en el volumen o el almacenamiento de la energía eléctrica, la impedancia Z_{PFL} tiende a ser entre 20 y 50 Ω .

La incorporación de una línea de adaptación de impedancias (conocido como *tapered line* en inglés) entre el BWO y el transformador de Tesla con la línea de formación de pulso se descarta, debido a que supondría un aumento muy significativo en el volumen del sistema.

Por tanto, considerando el circuito de la figura se obtiene las siguientes expresiones, donde Z_{PFL} es 50 Ω .

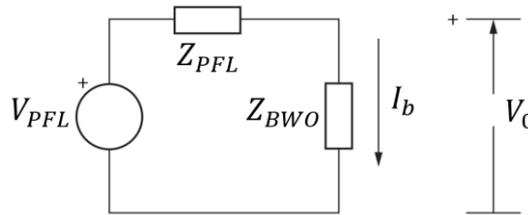


Figura 4.3: Circuito interfaz entre BWO y PFL

$$V_0 = V_{PFL} \cdot \frac{Z_{BWO}}{Z_{BWO} + Z_{PFL}} \quad (4.10)$$

$$p_{BEAM} = \frac{V_0^2}{Z_{BWO}} = V_{PFL}^2 \cdot \frac{Z_{BWO}}{(Z_{BWO} + Z_{PFL})^2} \quad (4.11)$$

Despejando V_{PFL} de la expresión (4.10), se obtiene

$$V_{PFL} = V_0 \cdot \frac{Z_{BWO} + Z_{PFL}}{Z_{BWO}} = 943,74 \text{ kV} \quad (4.12)$$

Además

$$p_{PFL} = \frac{V_{PFL}^2}{Z_{BWO} + Z_{PFL}} = V_0^2 \cdot \frac{Z_{BWO} + Z_{PFL}}{(Z_{BWO})^2} = 4,45 \text{ GW} \quad (4.13)$$

La anchura del pulso del BWO (τ_{RF}) no es la misma que la anchura del pulso del haz de electrones (τ_{BEAM}) que genera la línea de formación de pulso. Se va a considerar que $\tau_{BEAM} = \tau_{RF} + 5 \text{ ns}$, es decir, se consideran 5 ns de tiempo requerido para que la corriente del haz de electrones alcance el nivel necesario para que el BWO oscile con amplitud total.

Considerando, además, que el 90% de la energía es aprovechada en la línea formación de pulso, la energía a la entrada del subsistema potencia pulsada es

$$E_{PP} = \frac{p_{PFL} \cdot \tau_{BEAM}}{0,9} = 123,7 \text{ J} \quad (4.14)$$

4.4.SUBSISTEMA ALIMENTACIÓN PRIMARIA

En cuanto a la alimentación primaria, la opción más común y la que se va a emplear es usar una arquitectura de alimentación por ráfagas.

Como fuente de alimentación principal se va a utilizar un alternador de diésel que se encargará de entregar potencia continuamente al alternador pulsado, siendo necesario utilizar entre estos dos componentes una interfaz que será un controlador eléctrico. Por último, se necesita un convertidor AC/DC que está compuesto por un transformador con un almacenamiento capacitivo que alimentará al subsistema de potencia pulsada.

Ahora, se calcula la energía a la entrada de cada componente de este subsistema teniendo en cuenta las eficiencias pertinentes: convertidor AC/DC ($\eta_c = 88\%$), alternador pulsado ($\eta_{ESES} = 96\%$), controlador eléctrico ($\eta_I = 100\%$) [7].

La energía y la potencia media a la entrada del convertidor AC/DC en un pulso τ_{BEAM} es

$$E_C = \frac{E_{PP}}{\eta_c} = 140,56 \text{ J} \quad (4.15)$$

$$p_{AVE} = E_C \cdot PRF = 21,1 \text{ kW} \quad (4.16)$$

La energía a la entrada del alternador pulsado (componente *energy store & electrical source*) en un pulso τ_{BEAM} es

$$E_{ESES} = \frac{E_C}{\eta_{ESES}} = 146,43 \text{ J} \quad (4.17)$$

Teniendo en cuenta la PRF y la duración de una ráfaga de pulsos, la energía que se debe proporcionar a lo largo de una ráfaga de pulsos (*burst* en inglés) es

$$E_B = E_{ESES} \cdot PRF \cdot \tau_B = 21,9 \text{ kJ} \quad (4.18)$$

Ahora, teniendo en cuenta el intervalo *inte-burst* (τ_{IB}) se calcula la potencia media (p_{IB}) que se debe entregar al componente *energy store & electrical source* para que almacene la energía mientras que el sistema está en el estado de recarga.

$$p_{IB} = \frac{E_B}{\tau_{IB}} = 2,2 \text{ kW} \quad (4.19)$$

Por último, la potencia que alternador diésel debe generar durante el estado de recarga del sistema es

$$p_{PM} = \frac{p_{IB}}{\eta_I} = 2,2 \text{ kW} \quad (4.20)$$

La potencia que debe generar el alternador diésel es para que se genere un pulso de radiofrecuencia. Sin embargo, el sistema HPM consumirá más potencia debido a factores como la gestión térmica del sistema o el control de la antena para apuntar a la amenaza.

5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

5.1. CONCLUSIONES

Se puede concluir que en este Trabajo Fin de Máster se cumple con los objetivos marcados.

En primer lugar, se consigue llevar a cabo un estudio teórico de la tecnología HPM. Se estudia, a través de libros y artículos de investigación recientes, la arquitectura y los principales subsistemas que componen un sistema HPM: alimentación primaria, potencia pulsada, fuente de radiofrecuencia, convertidores de modo y antenas.

En segundo lugar, se consigue describir la arquitectura y los parámetros técnicos más relevantes en sistemas HPM operativos. Algunos de estos sistemas tienen fines de estudiar la influencia que tiene la radiación de microondas de alta potencia dirigida a vehículos militares como tanques y aviones, y otros se usan en aplicaciones de arma dirigida de energía. Para este último tipo de sistemas operativos se encuentran dificultades para encontrar la arquitectura o parámetros técnicos del sistema dado que, al ser una temática de defensa y seguridad, muchos países tienen la información clasificada. Este apartado aportará gran valor y se podrá usar de guía como punto de partida en futuras investigaciones en este ámbito debido a que, actualmente, no existe un documento que recoja tanta información de sistemas HPM operativos.

En tercer lugar, se consigue realizar un estudio práctico que pretende caracterizar la potencia para interferir y anular físicamente receptores de RPAS. Para ello, se empieza con un estudio de mercado para adquirir una emisora de radiocontrol y varios receptores de RPAS de distintas marcas. De esta manera, se puede estudiar el comportamiento de éstos cuando se someten a interferencias conducidas con diferentes formas de onda. Seguidamente, se realizan pruebas conducidas con onda continua y con onda pulsada, para caracterizar la potencia media y la potencia de pico necesaria para anular físicamente a cada receptor. Con onda continua se consigue destruir tres de cuatro receptores, siendo la potencia media necesaria bastante parecida entre cada caso. Sin embargo, al generar una onda pulsada no se consigue destruir ningún receptor puesto que se llega al límite de la potencia de pico máxima que se puede generar con la instrumentación disponible.

Por último, se define un sistema HPM de banda estrecha, describiendo los subsistemas y la potencia necesaria que se debe administrar al sistema. Para ello, se sigue el mismo procedimiento que emplea el departamento de defensa de Estados Unidos (DoD), y que ha sido utilizado para definir los sistemas operativos estadounidenses existentes [27],[28]. En este punto, se encuentra una gran limitación debida a que al no conseguir destruir los receptores con onda pulsada no es posible caracterizar de manera precisa la potencia necesaria para neutralizar RPAS. Sin embargo, se considera como potencia de pico necesaria un valor proporcionado por una fuente de la *Air Command and Staff College Air University* [5], consiguiendo así el último objetivo: definir, de forma teórica, un sistema HPM para anular físicamente receptores de RPAS.

5.2. LÍNEAS FUTURAS

Las líneas futuras que se encuentran a este trabajo son las siguientes:

- La caracterización de la potencia de pico necesaria para anular físicamente a los receptores RPAS. En este trabajo no ha sido posible generar potencias de pico suficientemente altas como para destruir los receptores. Se deberá estudiar otras alternativas, como la adquisición de magnetrones que operen en la banda de 2,4 GHz y con un ciclo de trabajo parecido a las fuentes de radiofrecuencia de sistemas HPM.
- Una línea futura más ambiciosa es la simulación de subsistemas HPM en entornos de simulación electromagnética como CST Studio o ADS, para posteriormente construir los subsistemas y medir sus parámetros más significativos. Esto es algo que algunas

universidades de Estados Unidos como *Texas Tech University* (TTU) ya han hecho para la simulación y posterior construcción de fuentes de radiofrecuencia como *Magnetically Insulated Line Oscillator* (MILO) [8].

6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] “Milicias hutíes atacan con drones el aeropuerto saudí de Abha provocando el incendio de un avión civil.” <https://atalayar.com/content/milicias-huties-atacan-con-drones-el-aeropuerto-saudí-de-abha-provocando-el-incendio-de-un> (accessed Jun. 21, 2021).
- [2] “Terrorismo islamista: La central de Trillo se blindo con guardias civiles ante la amenaza yihadista.” https://www.elconfidencial.com/espana/2016-07-28/la-central-de-trillo-se-blinda-con-guardias-civiles-ante-la-amenaza-yihadista_1239976/ (accessed Jun. 21, 2021).
- [3] “Libia: La ONU informa del primer ataque de drones autónomos a personas | Tecnología | EL PAÍS.” <https://elpais.com/tecnologia/2021-05-28/la-onu-informa-del-primer-ataque-de-drones-autonomos-a-personas.html> (accessed Jun. 15, 2021).
- [4] Cátedra Isdefe-UPM, “Estado del Arte de las Tecnologías Antidron,” p. 23, 2018, [Online]. Available: https://www.defensa.gob.es/ceseden/Galerias/ccdc/documentos/08_ESTADO_DEL_ARTE_DE_TECNOLOGIAS_ANTIDRON_JUN_18.pdf.
- [5] C. J. Burdon, “Hardening Unmanned Aerial Systems Against High Power Microwave Threats in Support of Forward Operations,” p. 14, 2017.
- [6] “Inicio - The Drones Land - El mundo de los drones por fin a tus pies.” <https://thedronesland.com/> (accessed Jun. 15, 2021).
- [7] J. Benford, J. A. Swegle, and E. Schamiloglu, *High-Power Microwaves*, 2 nd. 2007.
- [8] N. S. & Technology, “DIRECTED ENERGY WEAPONS (DEW) HIGH POWER MICROWAVE 6.1 PROGRAMS FY19 ANNUAL REPORT,” 2019.
- [9] V. Kutinlahti, “Antenna for Directive Energy Device Against Drones,” 2019.
- [10] D. Andreev, A. Kuskov, and E. Schamiloglu, “Review of the relativistic magnetron,” *Matter Radiat. Extrem.*, vol. 4, no. 6, 2019, doi: 10.1063/1.5100028.
- [11] A. Cardama Aznar, L. Jofre Roca, J. M. Rius Casals, J. Romeu Robert, S. Blanch Boris, and M. Ferrando Bataller, *Antenas*. 2002.
- [12] C. &Power Industry, “Malibu Division 3760-A Calle Tecate , Camarillo , CA 93012 FLAPS White Paper FLAT PARABOLIC SURFACE FLAPS™ Antenna Technology,” pp. 1–15.
- [13] X. Q. Li, Q. X. Liu, X. J. Wu, L. Zhao, J. Q. Zhang, and Z. Q. Zhang, “A GW level high-power radial line helical array antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2943–2948, 2008, doi: 10.1109/TAP.2008.928781.
- [14] C. W. Yuan, S. R. Peng, T. Shu, Z. Q. Li, and H. Wang, “Designs and experiments of a novel radial line slot antenna for high-power microwave application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 10, pp. 4940–4946, 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2273214.
- [15] F. Sabath *et al.*, “Overview of four European high-power microwave narrow-band test facilities,” *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 46, no. 3, pp. 329–334, Aug. 2004, doi: 10.1109/TEM.2004.831822.
- [16] G. Malvern, “N / A The High Power Microwave Facility : Orion QinetiQ Malvern Technology Centre St . Andrews Road , Great Malvern.”
- [17] M. U. Karlsson, F. Olsson, D. Åberg, and M. Jansson, “Bofors HPM blackout - a versatile and mobile L-band high power microwave system,” in *2009 IEEE Pulsed Power Conference*, 2009, pp. 499–501, doi: 10.1109/PPC.2009.5386327.
- [18] “Russian / Soviet Point Defence Weapons.” <http://www.ausairpower.net/APA-Rus-PLA-PD-SAM.html#Ranets> (accessed Nov. 26, 2020).

- [19] Thai Military and Asian Region Blog, “Ranets E – High Power Microwave Directed Energy Weapon | Thai Military and Asian Region,” 2016. <https://thaimilitaryandasianregion.wordpress.com/2016/01/19/ranets-e-high-power-microwave-directed-energy-weapon/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [20] “Troops To Test AFRL’s THOR Drone Killer This Fall « Breaking Defense - Defense industry news, analysis and commentary.” <https://breakingdefense.com/2020/08/troops-in-theater-to-test-afrls-thor-drone-killer-this-fall/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [21] “TACTICAL HIGH POWER OPERATIONAL RESPONDER (THOR) – Air Force Research Laboratory.” <https://afresearchlab.com/technology/directed-energy/successstories/counter-swarm-high-power-weapon/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [22] “Outline • Why Directed Energy? • What are the Strategic Drivers for our S&T? • Lasers for Aircraft Self-Protect • High Power Microwaves for Base Defense.”
- [23] “Raytheon’s High-Power Microwave Weapon Downs Drones – UAS VISION.” <https://www.uasvision.com/2016/11/18/raytheons-high-power-microwave-weapon-downs-drones/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [24] “Phaser High-Power Microwave System | Raytheon Missiles & Defense.” <https://www.raytheonmissilesanddefense.com/capabilities/products/phaser-high-power-microwave> (accessed Nov. 26, 2020).
- [25] “High-Power Microwave Directed Energy Weapons: A Model and Simulation Toolbox | DSIAC.” <https://www.dsiac.org/resources/articles/high-power-microwave-directed-energy-weapons-a-model-and-simulation-toolbox/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [26] K. Yu Sakharov, A. V. Sukhov, V. L. Ugolev, and Y. M. Gurevich, “Study of UWB Electromagnetic Pulse Impact on Commercial Unmanned Aerial Vehicle,” *IEEE Int. Symp. Electromagn. Compat.*, vol. 2018-Augus, pp. 40–43, 2018, doi: 10.1109/EMCEurope.2018.8484992.
- [27] J. TATUM, “Radio Frequency, Directed Energy Weapon Design Tool | DSIAC,” Nov. 02, 2019. <https://www.dsiac.org/resources/articles/radio-frequency-directed-energy-weapon-design-tool/> (accessed Nov. 26, 2020).
- [28] J. TATUM, “High-Power Microwave Directed Energy Weapons: A Model and Simulation Toolbox | DSIAC.” <https://www.dsiac.org/resources/articles/high-power-microwave-directed-energy-weapons-a-model-and-simulation-toolbox/> (accessed Nov. 26, 2020).

ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES

A.1 INTRODUCCIÓN

Este Trabajo Fin de Máster es un trabajo que se encuentra en el ámbito de la defensa y seguridad. Dentro de este ámbito, se centra en estudiar la neutralización de vehículos aéreos no tripulados (conocidos como RPAS). Debido a la creciente evolución de estos sistemas y la facilidad para la adquisición de estos, es necesario preparar mecanismos de seguridad que den respuesta ante un posible uso negligente o malintencionado de dichos sistemas.

En la actualidad, se están estudiando diferentes maneras de neutralizar los RPAS dependiendo del escenario, como puede ser mediante sistemas láser, despliegue de redes o el entrenamiento de aves. En este trabajo se estudia, una opción poco explorada, la tecnología *High Power Microwave* (HPM) como una aplicación de arma dirigida de energía.

Los sistemas HPM aplicados como arma dirigida pretenden causar daños irreversibles en los receptores de los RPAS mediante la generación de ondas electromagnéticas pulsadas de alta potencia. Es aquí donde surgen algunos impactos que deben ser considerados. En los siguientes apartados se hace una descripción de los impactos más relevantes.

A.2 DESCRIPCIÓN DE IMPACTOS RELEVANTES RELACIONADOS CON EL PROYECTO

Los impactos de usar esta tecnología como un mecanismo de neutralización dependen mucho del escenario.

Si se deseara neutralizar RPAS en un escenario urbano se deberían tener en cuenta varios aspectos. El primero es que en un escenario urbano lo más probable es que no exista una visión directa en todo momento entre los RPAS y el sistema HPM, existiendo reflexiones, difracciones y absorciones de las ondas radiadas. Sin embargo, en el caso de que se decidiera utilizar el sistema en este escenario se debe considerar el posible impacto que pudiera tener en la salud de las personas la radiación de ondas electromagnéticas de alta potencia. Además, dependiendo de la frecuencia de la onda electromagnética radiada, podría existir un impacto en la infraestructura de telecomunicaciones. En cualquier caso, la aplicación de sistemas HPM como arma dirigida de energía no están pensados para emplearse en escenarios urbanos.

A.3 ANÁLISIS DETALLADO DE ALGUNO DE LOS PRINCIPALES IMPACTOS

A continuación, se entra más en detalle sobre el impacto que tendría el uso de la tecnología HPM en un escenario urbano en términos de salud e infraestructuras de telecomunicaciones.

Salud

Los sistemas HPM generan ondas electromagnéticas de alta potencia en el rango de frecuencias entre 1-10 GHz. La radiación de ondas en dichas frecuencias está considerada como radiación no ionizante. Sin embargo, las potencias que se transmiten son del orden de las centenas de MW, por lo que se debería estudiar más en detalle si esto pudiera tener un impacto en la salud de las personas.

Infraestructura de las telecomunicaciones

En caso de utilizar un sistema HPM como arma dirigida de energía en un escenario urbano, podrían existir consecuencias adversas en las infraestructuras de las telecomunicaciones en el caso de que la frecuencia emitida por el sistema HPM estuviera dentro una banda de uso.

A.4 CONCLUSIONES

La aplicación de sistemas HPM como arma dirigida de energía pretende neutralizar amenazas de RPAS. Estas amenazas pueden comprometer la seguridad de puntos estratégicos militares, ciudades, e incluso la seguridad de las personas. Sin embargo, emplear un sistema HPM como arma dirigida de energía para neutralizar RPAS en ciertos escenarios como un arma de protección supone un gran avance en el campo de la defensa y seguridad.

ANEXO B: PRESUPUESTO ECONÓMICO

COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)					Horas	Precio/hora	Total
Ingeniero graduado					750	25.00 €	18,750.00 €
Supervisión del proyecto					75	45.00 €	3,375.00 €
COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)					Uso en meses	Amortización (en años)	Total
Material	Unidades	Precio Unidad	Precio total				
RPAS	Emisora Futaba T10J	1	384.00 €	384.00 €	6	10	19.20 €
	Receptor Corona R6SF	3	12.64 €	37.92 €		0.5	37.92 €
	Receptor Cooltec RSF08SB	3	32.96 €	98.88 €		0.5	98.88 €
	Receptor Futaba R3008SB	2	58.95 €	117.90 €		0.5	117.90 €
	Receptor Futaba R2006GS	2	42.00 €	84.00 €		0.5	84.00 €
	Cable IPEX-SMA	4	2.00 €	8.00 €		0.5	8.00 €
Instrumentación	SDR	1	1,200.00 €	1,200.00 €		20	30.00 €
	Sonda de radiofrecuencia Keysight 85024A	1	4,707.00 €	4,707.00 €		30	78.45 €
	Analizador de espectros Keysight N9010A	1	14,000.00 €	14,000.00 €		30	233.33 €
	Generador de señal Agilent 83752A	1	7,000.00 €	7,000.00 €		30	116.67 €
	Fuente de alimentación Keysight E3631A	2	1,800.00 €	3,600.00 €	30	60.00 €	
	Amplificador de alta potencia HMC8205BF10	1	800.00 €	800.00 €	30	13.33 €	
	Licencia MATLAB anual	1	800.00 €	800.00 €	1	400.00 €	
	Ordenador portátil	1	1,000.00 €	1,000.00 €	10	50.00 €	
	Cables SMA	5	50.00 €	250.00 €	30	4.17 €	
Transiciones	-	-	200.00 €	30	3.33 €		

COSTE TOTAL DE RECURSOS MATERIALES			1,355.18 €
GASTOS GENERALES (costes indirectos)	15%	sobre CD	3,522.03 €
BENEFICIO INDUSTRIAL	6%	sobre CD+CI	1,417.63 €
MATERIAL FUNGIBLE			
Impresión			100.00 €
Encuadernación			300.00 €
SUBTOTAL PRESUPUESTO			28,819.84 €
IVA APLICABLE		21%	6,052.17 €
TOTAL PRESUPUESTO			34,872.01 €

El presupuesto total es de TREINTA Y CUATRO MIL OCHOCIENTOS SETENTA Y DOS EUROS CON UN CÉNTIMO.

ANEXO C: CÓDIGO

C.1 SCRIPT SALTO ALEATORIO EN FRECUENCIA

```
%El número máximo de muestras de la sdr es de 12582144
maxMuestrasSDR = 12582144;
maxMuestrasSDR = maxMuestrasSDR/2; %ya que habrá canal I y Q
fs = 307.2e6; % definida por la sdr
% vectorFrecuencias = load('datosSDR/frecuenciasEmisora.txt');
% vectorFrecuencias = vectorFrecuencias-2.4e9;

vectorFrecuencias = (1:30)*2e6;

% Solo para pruebas
% vectorFrecuencias = vectorFrecuencias/1e3;

numeroMaximoFrecuencias = length(vectorFrecuencias);
Tm = 0.6e-3; % periodo salto frecuencia
Ts=1/fs;

% 2.- Se construye la señal

% M es el número de muestras que debe permanecer cada valor de frecuencia
M= floor(fs*Tm);
% N es el numero maximo de saltos:
N=floor(maxMuestrasSDR/M);
muestrasSDR=N*M;

indices = floor(rand(1,N)*numeroMaximoFrecuencias)+1;
frecuenciasAleatorias = vectorFrecuencias(indices);

frec_inst=ones(M,1)*frecuenciasAleatorias(1:N);
frec_inst=frec_inst(:);

fase_inst=2*pi*Ts*cumsum(frec_inst);

I=round(32767*cos(fase_inst));
Q=round(32767*sin(fase_inst));

% Dibujar frecuencia instantánea
tiempo = linspace(0,Ts,length(frec_inst));
subplot(2,1,1);
plot(tiempo,frec_inst);
title('Salto aleatorio');
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('frecuencia instantánea (Hz)');

% Dibujar fase instantánea
subplot(2,1,2);
plot(tiempo,fase_inst);
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('fase instantánea (Hz)');
% Se intercala I y Q
x=[I;Q];
x=x(:);

% Y finalmente, se escribe el archivo en formato int16

fileID = fopen('saltoAleatorio.dat','w');
fwrite(fileID, x, 'uint16');
fclose(fileID);
```

C.2 SCRIPT SALTO ASCENDENTE EN FRECUENCIA

```
%El número máximo de muestras de la sdr es de 12582144
maxMuestrasSDR = 12582144;
maxMuestrasSDR = maxMuestrasSDR/2; %ya que habrá canal I y Q
fs =307.2e6; % definida por la sdr
vectorFrecuencias = (1:30)*2e6;
% vectorFrecuencias = vectorFrecuencias';
% vectorFrecuencias = load('datosSDR/frecuenciasEmisora.txt');
% vectorFrecuencias = vectorFrecuencias-2.4e9;
numeroMaximoFrecuencias = length(vectorFrecuencias);
Tm = 1e-3; % periodo salto frecuencia
Ts=1/fs;

% 2.- Se construye la señal

% M es el número de muestras que debe permanecer cada valor de frecuencia
M= floor(fs*Tm);
% Numero maximo de saltos:
N=floor(maxMuestrasSDR/M);
muestrasSDR=N*M;

%Para
if N>numeroMaximoFrecuencias
    N = numeroMaximoFrecuencias;
end

frec_inst=ones(M,1)*vectorFrecuencias(1:N);
frec_inst=frec_inst(:);

fase_inst=2*pi*Ts*cumsum(frec_inst);

I=round(32767*cos(fase_inst));
Q=round(32767*sin(fase_inst));

% Dibujar frecuencia instantánea
tiempo = linspace(0,Ts,length(frec_inst));
subplot(2,1,1);
plot(tiempo,frec_inst);
title('Salto ascendente');
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('frecuencia instantánea (Hz)');

% Dibujar fase instantánea
subplot(2,1,2);
plot(tiempo,fase_inst);
xlabel('tiempo (s)');
ylabel('fase instantánea (Hz)');

% Intercalamos I y Q

x=[I';Q'];
x=x(:);

% Y escribimos el archivo en formato int16

fileID = fopen('saltoAscendente_fs_307.dat','w');
fwrite(fileID, x, 'uint16');
fclose(fileID);
```

C.3 SCRIPT ESTUDIO INTERFERENCIA

```

%Representación gráfica de las interferencias en banda estrecha y ancha.
% I/C es un vector fila con los valores de I/C (dB) siguiendo el siguiente orden
% para los receptores: (columnas)
% Columna 1) R2006GS Futaba
% Columna 2)R6SF Corona
% Columna 3)RSF08SB Cooltec
% Columna 4)R3008SB Futaba

% Medidas banda estrecha

I_C_be = [36 43 31 52.5];

% Medidas banda ancha con salto aleatorio en frecuencia
% Matriz en las columnas los receptores en el orden descrito anterior y en las
% filas se representa la interfeerencia según el ancho de banda. La primera
% fila representa un ancho de banda de interfeerencia de 1/3 respecto al
% ancho de banda de la emisora, la segunda fila 2/3 y la tercera fila 3/3
I_C_ba_saleat = [27.4 28.4 28.4 57.4;...
                25.4 24.4 26.4 53.4;...
                25.4 24.4 24.4 45.4];

%Medidas banda ancha con salto ascendente en frecuencia
I_C_ba_sascd = [28.4 29.4 31.4 56.4;...
               25.4 27.4 30.4 55.4; ...
               25.4 27.4 30.4 47.4];

% Representación gráfica
x_axis = ['R2006GS', 'R6SF', 'RSF08SB', 'R3008SB'];
plot(I_C_be, 'o', 'MarkerFaceColor', 'blue');
grid on;
set(gca, 'xtick', 1:4, 'xticklabel', {'R2006GS', 'R6SF', 'RSF08SB', 'R3008SB'})
ylabel('I/C (dB)');
xlabel('Receptores');
title('Interfeerencia banda estrecha');
%-----
% Salto aleatorio
figure;

subplot(2,1,1);
hold on;
plot(I_C_ba_saleat(1,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'blue');
plot(I_C_ba_saleat(2,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'red');
plot(I_C_ba_saleat(3,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'green');
grid on;

set(gca, 'xtick', 1:4, 'xticklabel', {'R2006GS', 'R6SF', 'RSF08SB', 'R3008SB'})
ylabel('\bfI/C (dB)');
xlabel('\bfReceptores');
title('Interfeerencia banda ancha salto aleatorio');
legend('Caso 1: B_{interfeerencia} = (1/3)B_{emisora}', 'Caso 2: B_{interfeerencia} =
(2/3)B_{emisora}', ...
       'Caso 3: B_{interfeerencia} = (3/3)B_{emisora}');
hold off;

%-----
% Salto ascendente

subplot(2,1,2);
hold on;
plot(I_C_ba_sascd(1,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'blue');
plot(I_C_ba_sascd(2,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'red');
plot(I_C_ba_sascd(3,:), 'o', 'MarkerFaceColor', 'green');
grid on;

set(gca, 'xtick', 1:4, 'xticklabel', {'R2006GS', 'R6SF', 'RSF08SB', 'R3008SB'})
ylabel('\bfI/C (dB)');
xlabel('\bfReceptores');
title('Interfeerencia banda ancha salto ascendente');
legend('Caso 1: B_{interfeerencia} = (1/3)B_{emisora}', 'Caso 2: B_{interfeerencia} =
(2/3)B_{emisora}', ...
       'Caso 3: B_{interfeerencia} = (3/3)B_{emisora}');

```

C.4 SCRIPT BALANCE DE POTENCIAS

```

% Especificaciones
p_rad = 539.4e6; %potencia radiada (W)
f = 2.4e9; %frecuencia (Hz)
lambda = 3e8/f; %longitud de onda (m)
PRF = 150; %frecuencia de repetición de pulso (Hz)
tau_RF = 20*1e-9; % longitud de pulso (s)
tau_BEAM = tau_RF+5*1e-9;
G = 32.4; % ganancia de la antena (dBi)

tau_B = 1; % duración de la ráfaga de pulsos (s)
tau_IB = 10; % periodo entre ráfagas de pulsos (s)

z_BWO = 150; % impedancia del magnetrón relativista (Ohms)
z_PFL = 50; % impedancia de la línea de formación de pulso (Ohms)
%-----
%Eficiencias
eta_a = 0.85; %eficiencia de la antena
eta_m = 0.95; %eficiencia del convertidor de modo (1 si no se usa)
eta_BWO = 0.2; %eficiencia del magnetrón
eta_c = 0.88; % eficiencia del conversor AC/DC
eta_eses = 0.96; %eficiencia del alternador pulsado
eta_i = 1; %eficiencia de la interfaz del prime mover con el energy store &
% electrical source
%-----
% Cálculo de los parámetros
%1)Antena
g = 10^(G/10);
D = sqrt(g/eta_a)*(lambda/pi);% diámetro del reflector
%2)BWO
p_BWO = p_rad/(eta_a*eta_m);

p_beam = p_BWO/eta_BWO;
V0 = sqrt(p_beam*z_BWO);
Ib = V0/z_BWO;
%3)Pulsed Power: Línea de formación de pulso (PFL) & Generador de Tesla
V_PFL = V0*((z_BWO+z_PFL)/(z_BWO));
p_PFL = (V0^2)*((z_BWO+z_PFL)/(z_BWO^2));

E_PP = (p_PFL*tau_BEAM)/0.9; %Energía a la entrada del generador Tesla %PFL
%4)Alimentación primaria
% 4.1 conversor AC/DC
E_c = E_PP/eta_c; % Energía a la entrada del conversor AC/DC
% Energy store & Electrical source
E_eses = E_c/eta_eses; % Energía a la entrada de Energy store & Electrical
% source por disparo
E_B = E_eses*PRF*tau_B; % Energía en una ráfaga de pulsos
p_ib = E_B/tau_IB; % potencia necesaria que se debe entregar al
% Energy store & Electrical source para la recarga
% Interfaz
p_pm = p_ib/eta_i; % potencia necesaria que debe entregar el prime mover

```