



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**FACULTAD DE INGENIERÍA
DIVISIÓN DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

*DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DEL
SISTEMA DE POTENCIA PARA PROPULSORES
ELÉCTRICOS EN MICRO SATÉLITES*

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

PRESENTA:

MANUEL MÉNDEZ ASTUDILLO

TUTOR:

DR. JOSÉ ALBERTO RAMÍREZ AGUILAR



Ciudad Universitaria, Marzo 2012

A mis papás y a mi hermano.

Agradecimientos

En la definición y realización de este trabajo hubo maravillosas contribuciones de personas a las que quiero agradecer.

Mi asesor de tesis, el Dr. José Alberto Ramírez Aguilar por su ayuda y comprensión en la etapa más importante que fue el planteamiento de la tesis.

Al equipo Quetzal de la UNAM, coordinado por el Dr. Saúl Daniel Santillán Gutiérrez y el Dr. Carlos Romo Fuentes que creyeron en mí y me dieron la oportunidad de realizar parte de mi sueño.

Al Dr. Paulo C. Lozano del MIT que me orientó y permitió usar uno de sus propulsores coloidales, así como a Carla Martínez Pérez que me ayudó a hacer el experimento final.

A mis papás por su apoyo incondicional.

Índice

Índice	4
Objetivo	6
Introducción	7
1 El subsistema de potencia	9
1.1 Plataformas Satelitales	9
1.2 El subsistema de potencia	12
1.2.1 Páneles Solares	13
1.2.2 Baterías	17
1.3 Transformador	20
1.4 Transistor Bipolar de Juntura (TBJ).....	26
1.5 MOSFET.....	28
1.6 IGBT	32
1.7 Temporizador	33
1.8 Flyback	36
1.9 LM741.....	39
2 Propulsores Eléctricos	41
2.1 Principio de Operación de los Propulsores	41
2.2 Propulsores Eléctricos.....	43
2.3 Propulsión Electro-térmica	43
2.3.1 Resistojets	44
2.3.2 Arcjets	45
2.3.3 Inductivo y dispositivos calentados por radiación.....	47
2.4 Propulsión Electrostática	47
2.4.1 Propulsores iónicos.....	49
2.4.2 Propulsión Eléctrica por Emisión por Efecto de Campo (PEEEEC).....	50
2.4.3 Propulsores Coloidales.....	51
2.5 Propulsión Electromagnética	55
2.5.1 Propulsores Magneto-plasma-dinámicos (PMPD).....	56

2.5.2	Propulsores Hall.....	57
2.5.3	Propulsores Pulsados de Plasma	58
2.6	Acondicionamiento de la potencia.....	60
2.7	Aplicaciones	61
3	Diseño de la Unidad de Procesamiento de Poder (UPP)	64
3.1	UPP	65
3.1.1	Diseño del flyback.....	66
3.2	Circuito Digital de Control.....	86
3.2.1	CPLD	92
3.3	Resultados Experimentales.....	96
	Trabajo a Futuro	107
	Conclusiones.....	108
	Lista de Acrónimos	110
	Anexo A Fuente 12 V.	111
	Anexo B Matlab.	112
	Anexo C Código VHDL.....	115
	Bibliografía.....	118

Objetivo

Diseñar y construir un prototipo cuya finalidad sea alimentar un propulsor coloidal para un micro satélite. Se usará el prototipo para obtener resultados experimentales del desempeño de dicho propulsor.

Introducción

El espacio exterior ha sido causa de asombro y estudio de diversas generaciones, desde las primeras culturas egipcias y mesoamericanas, hasta el hombre moderno. En este campo de la ciencia se ha desarrollado mucho conocimiento de tal forma que a mediados del siglo pasado se logró lanzar el primer satélite artificial hecho por el hombre que orbitó alrededor de la Tierra [2]. Después de este hecho, siguieron otros como el primer hombre en la Luna, la exploración en el planeta Marte y el envío de satélites a lugares más lejanos del universo. El interés de las naciones y la magnitud de los proyectos han dado lugar a la creación de agencias espaciales alrededor de todo el mundo y a la cooperación internacional.

Hoy en día, México tiene nuevamente la oportunidad de entrar a la era espacial con relevantes proyectos y metas ambiciosas a corto y a largo plazo. Con acuerdos académicos y técnicos con instituciones nacionales e internacionales especializadas en el área espacial se definen proyectos universitarios de cooperación como QUETZAL que tiene como meta diseñar un micro satélite que será desarrollado por la Universidad Nacional Autónoma de México, UNAM, en colaboración con el Instituto Tecnológico de Massachusetts, MIT, el cual lleva como objetivo científico monitorear la columna de gases contaminantes presentes en la atmósfera de la Ciudad de México.

Una vez que haya sido analizada la misión y definidos los parámetros principales, el satélite requerirá de propulsión para hacer maniobras después de su puesta en órbita, lo que le permitirá llegar a su órbita programada. Dado que hay diferentes tipos de propulsores será necesario elegir el que cumpla de la mejor manera posible con los requerimientos impuestos por la misión. La familia de propulsores eléctricos ofrece una gran gama de posibilidades y son adecuados para un micro satélite (10-100 kg) de masa. Sin embargo, estos propulsores, aparte de usar algún tipo de combustible, requieren de un circuito eléctrico que les administre de energía eléctrica para su funcionamiento.

En el presente trabajo de tesis se presenta el diseño de un prototipo de un subsistema eléctrico que será hecho con materiales disponibles en el mercado mexicano de semiconductores con el menor costo posible, el circuito es capaz de encender un propulsor eléctrico. El circuito tendrá protecciones contra eventuales acontecimientos indeseables y su control podrá ser realizado fácilmente por la computadora de vuelo. La unidad de procesamiento de poder generará requisitos para otros subsistemas y se diseñará para que tenga una interfaz sencilla de adaptar con los otros subsistemas.

La metodología que se utilizó para realizar esta investigación fue en primer lugar elaborar un marco teórico apropiado de las misiones espaciales con investigación bibliográfica. En una segunda etapa con ayuda de un simulador de circuitos se diseña la unidad de procesamiento de poder con el objetivo de ser construida y verificada. Finalmente, se diseña, simula e implementa un circuito de control digital robusto de tal manera que se protege al propulsor de posibles daños. Como resultado se obtiene un prototipo funcional

que puede ser integrado fácilmente con los otros subsistemas y capaz de suministrar de energía eléctrica al propulsor.

Así, la tesis está dividida en tres capítulos. El primero aborda en general lo que son las misiones espaciales, lo que es el subsistema de potencia de un micro satélite y finalmente se expone la teoría necesaria de los dispositivos electrónicos que se emplearan en el tercer capítulo para realizar la unidad de procesamiento de poder.

El segundo capítulo estudia los diferentes propulsores eléctricos que existen, así como sus requisitos de potencia eléctrica. Con base a ese estudio se eligió el propulsor adecuado para un micro satélite como lo es QUETZAL.

El tercer capítulo muestra el diseño de la unidad de procesamiento de poder, así como los resultados obtenidos del circuito y también los resultados del experimento realizado con un propulsor coloidal en una cámara de vacío en el MIT.

Finalmente, se presentan los resultados del diseño completo del prototipo de la unidad de procesamiento de poder para un propulsor coloidal, el cual podrá ser integrado al satélite QUETZAL haciendo mínimas modificaciones para que cumpla con las normas de calificación espacial.

1 El subsistema de potencia

1.1 Plataformas Satelitales

Cualquier misión espacial, desde la más simple hasta la más compleja debe realizarse siguiendo una metodología estricta y organizada porque los grupos de trabajo son interdisciplinarios, grandes y tener que repetir dos veces el mismo trabajo es demasiado caro y una vez que el satélite está en el espacio es imposible hacer algún cambio.

El definir una misión espacial requiere de mucho cuidado ya que todos los subsistemas están interrelacionados entre sí y la modificación de uno provoca la reestructuración de todos los demás. Por esto es necesario seguir una metodología para evitar iteraciones innecesarias y cambios costosos en el transcurso del proyecto. Los satélites se clasifican dependiendo de la masa total. Ver Tabla 1.1.

Categoría	Masa (kg)
Satélites Grandes	>1000
Satélites Medianos	500 – 1000
Mini Satélites	100 – 500
Micro Satélites	10 – 100
Nano Satélites	1 – 10
Femto Satélites	0.1 – 1

Tabla 1.1 Categorías de las plataformas satelitales [3]

El satélite es una parte de una misión espacial, ésta incluye muchos otros subsistemas tanto en el espacio como en tierra, algunos ejemplos son la estación terrena, (TT&C), el lanzador y otros elementos. Para poder diseñar una misión exitosa lo primero que se define es el objetivo de la misión, el por qué se va a enviar un satélite artificial al espacio.

Una vez que se han definido los objetivos se pueden tratar los requerimientos subsecuentes mismos que están estrechamente interrelacionados entre sí. Es muy importante hacer un buen análisis de todas estas para que se pueda llegar al mejor compromiso entre todos, de tal forma que se cumpla el objetivo de la misión.

Esta interacción entre los diferentes subsistemas se puede analizar en un diagrama de flujo, que inicia con el objetivo de la misión y se continúa diseñando los demás requerimientos de manera circular hasta que se llega a la mejor opción para todos los subsistemas. Esta metodología [1] se muestra en la Figura 1.1

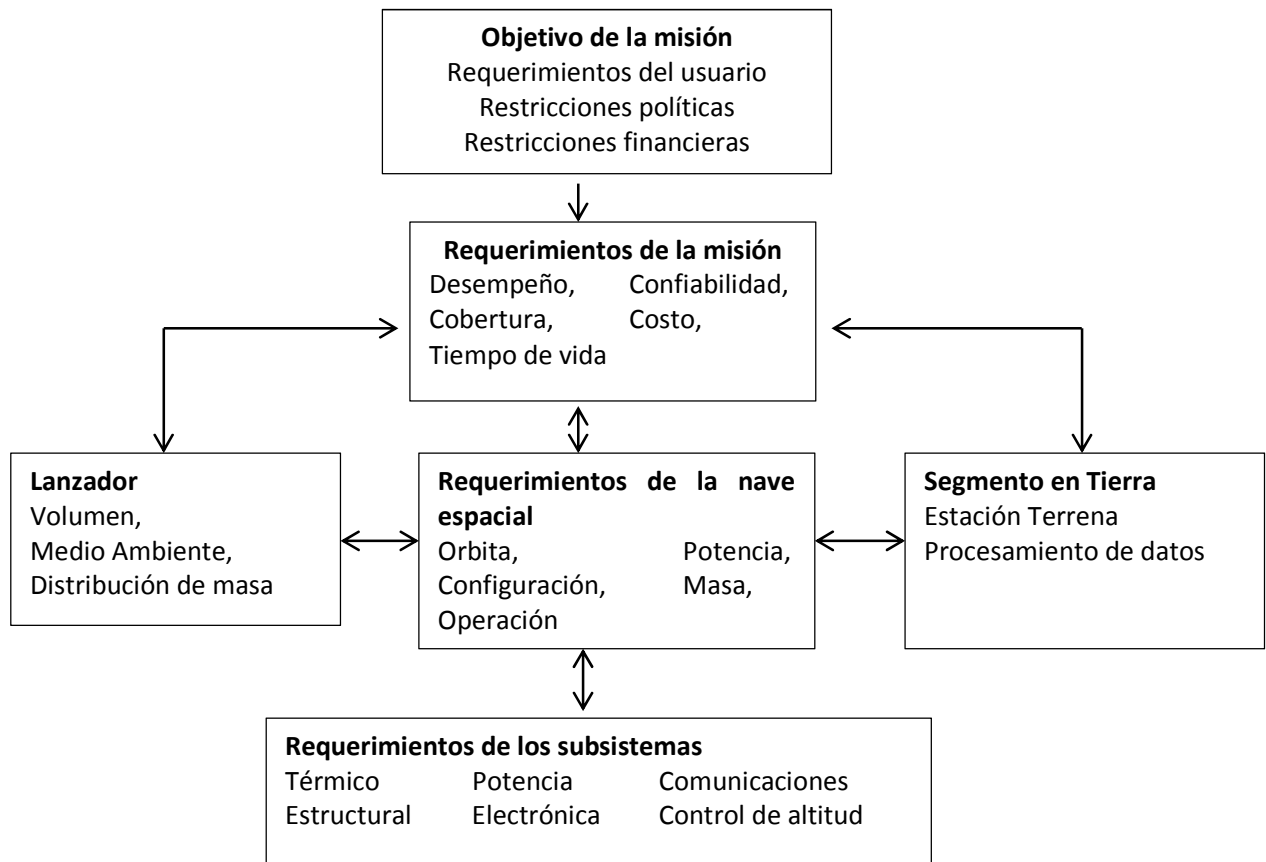


Figura 1.1 Diagrama de flujo para el diseño de una misión. [1]

Si ahora se considera solamente al ingenio espacial, éste a su vez está conformado por varios subsistemas y unos dependen de los otros para que el sistema completo pueda funcionar. Por ejemplo, todos estos subsistemas hacen que la carga útil esté apuntando en la dirección correcta, que sea operable, que esté comunicada con la Tierra, que se mantenga en órbita a una cierta temperatura de operación aceptable. Todos estos subsistemas conforman lo que se conoce como el bus principal. Ver Figura 1.2.

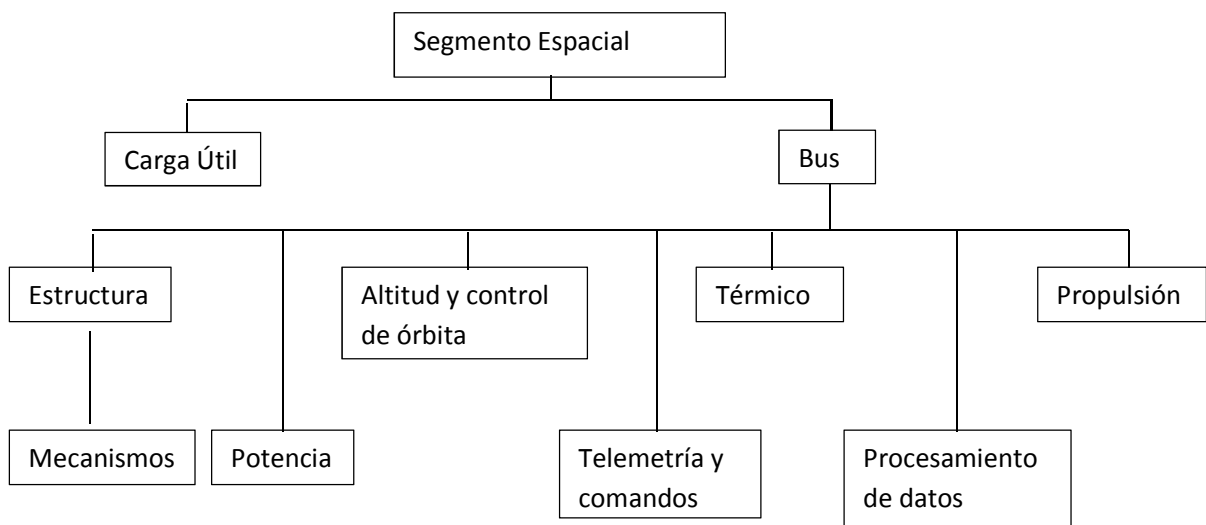


Figura 1.2 Estructura de los subsistemas que conforman una plataforma satelital [1].

Objetivos de cada subsistema.

Dependiendo de la misión, del tamaño de la carga útil, de la órbita y peso del módulo de potencia habrá una estructura física más conveniente que otras. En sí, la estructura mantiene a todos los subsistemas juntos y los protege del medio ambiente exterior [4].

El subsistema de control y estabilización se encarga de mantener al satélite en la órbita, inclinación, posición y altitud deseadas para que la carga útil pueda llevar a cabo su función.

El sistema térmico es fundamental debido a que el satélite cuenta con un espacio finito y requiere ser operado a una temperatura adecuada, por lo que es necesario hacer un estudio térmico para garantizar que todos los componentes siempre tengan una temperatura ideal cuando estén en operación y una temperatura de sobrevivencia en todo momento. El exceso de calor que se produce dentro de la estructura será tratado adecuadamente para que ningún subsistema sufra de sobrecalentamiento ni tampoco esté por debajo de la temperatura mínima de trabajo.

El sistema de propulsión es muy importante y complejo ya que cada misión es diferente en cuanto a la masa que se debe mover y las velocidades que se deben alcanzar. Una vez que el satélite ha quedado en la órbita deseada, éste debe ser capaz de ajustar su órbita. Para que se pueda mover de un lugar a otro, se necesitan de propulsores. Los propulsores más comunes son los de reacción química, los eléctricos y los nucleares.

La mayoría de las cargas útiles y de servicio de los satélites incluyen sensores electrónicos que deben ser suministrados con energía eléctrica. Es decir, no solamente se debe alimentar a la carga útil con energía eléctrica, sino también a la carga de servicio (transmisores, receptores, computadora de vuelo, propulsores eléctricos), básicamente a todos los subsistemas del satélite que conforman el bus. El subsistema de potencia eléctrica se encarga de esta labor y será tratado más a detalle en una sección posterior.

Los satélites son enviados al espacio con un objetivo en particular. Una vez que el satélite ha recopilado la información, ésta es enviada a la tierra para que se le dé un uso adecuado y se obtengan los datos requeridos. Puesto que el satélite se comunica con el segmento terrestre es indispensable contar con un sistema de telemetría y comando que es el encargado de todas las comunicaciones para que el satélite pueda recibir instrucciones de todo tipo incluyendo la activación y desactivación de subsistemas y el envío de las condiciones de operación en órbita al segmento terrestre.

Uno de los requerimientos de los satélites es que sea en parte autónomo, es decir, que no dependa completamente de las instrucciones desde el centro de control en tierra. Para esto, un sistema capaz de tomar decisiones a partir de los datos recopilados es indispensable. Necesita poder procesar datos que le dan su ubicación, su inclinación, su temperatura para que pueda corregir o modificar lo necesario para su buen desempeño. Este subsistema es el de procesamiento de datos o computadora de vuelo.

Toda misión espacial debe forzosamente tener un nivel muy elevado de confiabilidad dado que no es posible dar mantenimiento al sistema, principal diferencia con un sistema en tierra. Si algún subsistema llegara a fallar, toda la misión falla. Para evitar este tipo de problemas dos métodos son utilizados principalmente.

El primer método, el más común, es el de usar diseños que ya han sido probados, que se sabe funcionan de manera óptima y que han tenido un alto desempeño en todas las misiones donde han volado. La gran desventaja es que este método no permite que nuevos diseños más eficientes sean aprobados por el temor de que puedan fallar. El segundo método es no trabajar con los componentes en su potencia máxima nominal, lo cual hace que duren más y que no puedan fallar fácilmente. Sin embargo, esto requiere que se tengan más componentes para realizar la misma función lo que se traduce en un incremento en la masa del satélite.

1.2 El subsistema de potencia

En el caso de los satélites que se encuentran en una órbita baja, poseen un subsistema de potencia eléctrica que puede suministrar energía eléctrica a todo el satélite en todo momento, ya sea que se encuentre en plena radiación solar o que se encuentre en eclipse. Sus principales componentes serán descritos en los siguientes párrafos [5].

El subsistema se conforma por arreglos de celdas solares que forman paneles solares que a su vez son montados en la superficie de la estructura del satélite. Más adelante se dará una explicación más detallada de los paneles solares, pero por ahora basta con decir que son los encargados de recopilar la energía luminosa proveniente del sol y convertirla en energía eléctrica para usarla por todo el satélite, así como para almacenar parte de ella en baterías.

La Unidad de Control de Potencia (UCP) se encarga principalmente de convertir la energía recopilada por los paneles solares y la disponible en las baterías en un voltaje específico regulado. Es muy importante la precisión para poder asegurar que en todo momento se tiene el voltaje deseado y no someter a los dispositivos electrónicos a un estrés innecesario. Una tolerancia aceptable del voltaje regulado es de $\pm 1\%$.

Debido a que las baterías tienen requerimientos químicos y físicos para que puedan funcionar bien es necesario un regulador que controle la carga de la batería para que su ciclo de vida sea el más largo posible. El Regulador de la Carga de las Baterías (RCB), se encarga de controlar la potencia que ingresa de los paneles solares hacia las baterías. Este tema será tratado en la sección de baterías. La Figura 1.3 muestra el esquema general del subsistema de potencia.

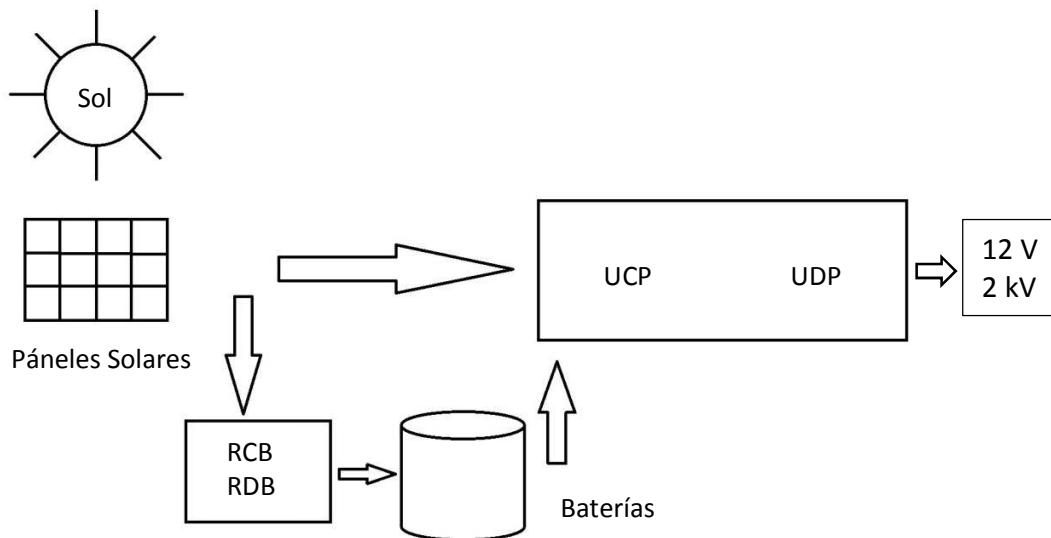


Figura 1.3 Esquemático del subsistema de potencia.

Así como la carga de las baterías debe ser controlada, también su descarga tiene que ser lo más lineal posible para lo cual se necesita controlar la descarga de las baterías y así evitar que éstas se sobre descarguen provocando daños irremediables en ellas. Para esto es necesario un circuito especial llamado Regulador de Descarga de Baterías (RDB).

Finalmente, toda esta energía se debe distribuir adecuadamente por todo el satélite. La Unidad de Distribución de Poder (UDP), se ocupa de hacerlo y también ejecuta comandos de encendido y apagado o desconectar en dado caso todas las cargas no críticas para la supervivencia del satélite. También genera señales de monitoreo de los niveles de voltaje y corriente para asegurar su funcionamiento correcto.

1.2.1 Paneles Solares

Uno de los semiconductor más importante es el silicio (Si), que es el elemento catorce de la tabla periódica de los elementos químicos, debido a que tiene 14 electrones de los cuales 4 están en la banda de valencia. Estos cuatro electrones forman enlaces covalentes con otros cuatro átomos que tengan 4 electrones en su respectiva banda de valencia. Si se supone que en la región de estudio se tienen solamente puros átomos de silicio, lo cual es conocido como silicio intrínseco, entonces se tendrá que cada átomo formará cuatro enlaces covalentes con sus vecinos más próximos, de tal manera que la banda de valencia queda llena con 8 electrones. Físicamente cada átomo de silicio en un cristal de silicio intrínseco está en el centro de un tetraedro formado por otros cuatro átomos de silicio, como se muestra en la Figura 1.4 [6]

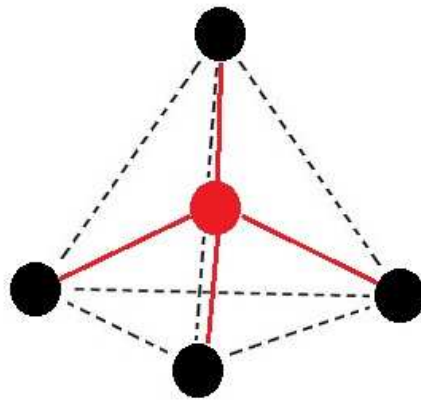


Figura 1.4 Un átomo de silicio con sus cuatro vecinos más próximos. Los círculos son los átomos de silicio, las líneas punteadas forman un tetraedro y las líneas sólidas muestran los enlaces covalentes.

Ésta es la estructura básica que da origen a un cristal de silicio como se muestra en la siguiente Figura 1.5

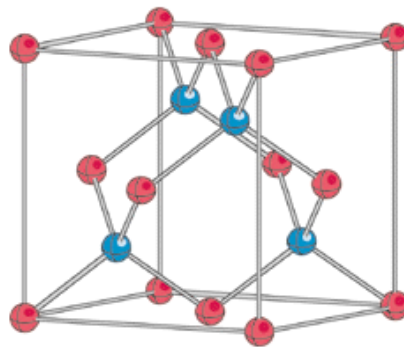


Figura 1.5 Estructura básica [7]

Esta célula unitaria repetida en todas direcciones forma el cristal de silicio. Una célula de silicio es de aproximadamente 5.43 Angstroms (5.43×10^{-10} m). La comparación del silicio con otros semiconductores (columna IV de la tabla periódica de los elementos químicos) se muestra la Tabla 1.2.

Columna IV de la tabla periódica de los elementos químicos	Red		Banda Prohibida	
	Periodo (Å)	Tipo	Tamaño (ΔE_g)	Tipo
C	3.57	Diamante	5.5	Directo
Si	5.43	Diamante	1.124	Indirecto
Ge	5.64	Diamante	0.67	Directo
Sn	6.49	Diamante	0.08	Indirecto

Tabla 1.2 Propiedades a 300 K de los principales semiconductores.

Es importante notar que conforme recorremos la columna IV de arriba para abajo, los elementos van teniendo una banda prohibida cada vez menor, mientras que su periodo aumenta. La geometría de la red de los semiconductores intrínsecos se sabe es de tipo diamante, como en la Figura 1.5, mientras que sus compuestos generalmente son de tipo blenda de zinc.

Ahora bien, debido a que es muy complicado y confuso dibujar la estructura en tres dimensiones, se adopta más bien un dibujo plano. Si la red se encuentra a 0 K, todos los electrones de la banda de valencia estarán participando en un enlace covalente o se encontrarán en un nivel atómico interno de energía. Es decir, no habrá ningún electrón libre para moverse y el material será un aislante.

Sin embargo, conforme se aumenta la energía a un mínimo de 1.124 eV (magnitud de la banda prohibida) entre los enlaces ya sea aumentando la temperatura o mediante la aplicación de un campo eléctrico externo o por la energía proveniente de la luz, algunos electrones en la capa de valencia romperán su enlace quedando libres. Al momento de salirse de su enlace, dejan un hueco que se puede modelar como una carga positiva. Esta carga positiva atraerá de otro átomo vecino un electrón por lo que éste romperá su enlace original y llenará el hueco positivo que había. Como se dijo antes, este nuevo electrón que se salió de su lugar, deja una carga positiva que la llena el primer electrón que ocasionó todo. Esto se repite a través de todo el cristal de silicio que es eléctricamente neutro (misma cantidad de electrones y de huecos) y los desplazamientos de los electrones son completamente aleatorios por lo que no existe una corriente sostenida. El número de electrones, n , y huecos, p , que hay a temperatura ambiente en el silicio intrínseco se denomina con $n_0 = p_0 = 1.08 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$.

Si a este material intrínseco se dopa con otro elemento, pero esta vez de la columna V o III, ese elemento aportará un electrón extra que estará libre puesto que tiene 5 electrones libres (columna V) y solo hay lugar para 4. O bien, un déficit de electrones porque tiene 3 electrones libres (columna III) y hay lugar para 4, lo que se traduce en un hueco. Al silicio que se le ha dopado con un electrón de más se le conoce como material N mientras que si se dopó con un hueco se le conoce como material P. Si se junta abruptamente un material N con un material P se forma una barrera en la juntura que impide el paso de los electrones de un lado a otro. Si se llega a aplicar suficiente energía a esta barrera, de tal manera que se disminuya, entonces habrá un flujo de electrones de un lado a otro, generando una corriente.

Las celdas solares aprovechan este fenómeno para producir una corriente a través de sus dos terminales PN. Cuando son iluminadas correctamente por el sol, producen un voltaje de alrededor de 0.6 V con una corriente máxima de 60 mA. Una gráfica aproximada dependiendo del nivel de iluminación que se tenga en la celda se muestra en la Figura 1.6.

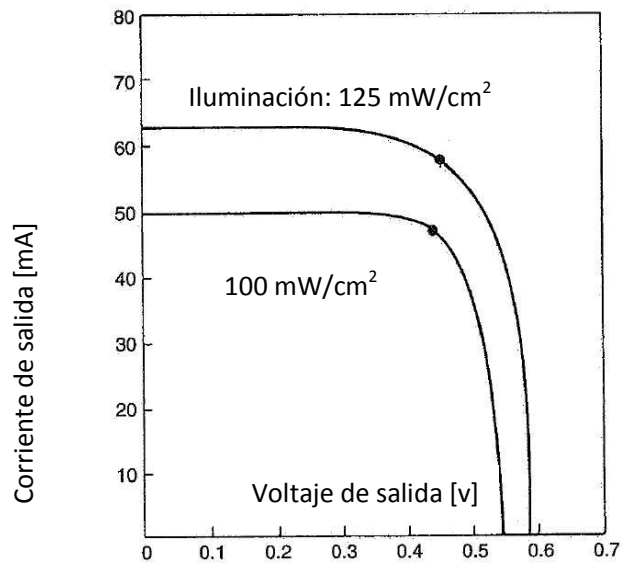


Figura 1.6 V vs I de una celda solar [1]

Como se puede observar en dicha gráfica, la potencia es máxima en los puntos que se marcó. La potencia a la salida cae muy rápido conforme se aumenta o disminuye el voltaje por lo que es importante poder controlar ese punto, ya que la eficiencia baja rápidamente. Para lograr las corrientes y voltajes necesarios, se usan arreglos de celdas solares de tal manera que se cumpla con los requisitos del subsistema.

La eficiencia de los paneles solares [8] ha sido históricamente de manera relativa muy baja, 20 %. Sin embargo la eficiencia que se puede obtener de los nuevos tipos de paneles solares, que son de 4 junturas es de aproximadamente 35 %. Para evitar que el ambiente espacial dañe a los paneles es necesario recubrirlos de una capa protectora contra pequeñas partículas que se puedan impactar en el arreglo de las celdas solares, lo que ocasiona a la vez pérdida en la eficiencia debido a que se cubre de cierto modo el panel solar.

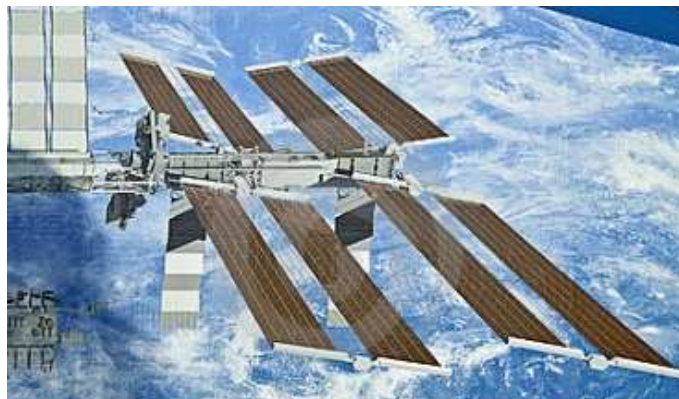


Figura 1.7 Paneles solares de la estación espacial internacional [9].

Para poder diseñar adecuadamente los paneles deben de tomar en cuenta los siguientes factores:

- Superficie expuesta al sol
- Duración del eclipse
- Recubrimiento
- Órbita
- Eficiencia
- Potencia requerida por la plataforma satelital
- Temperatura

1.2.2 Baterías

Dado que el satélite también funciona en eclipse, es decir, cuando los paneles solares no están en contacto con la luz del sol, la energía que se obtiene de las celdas solares se tiene que guardar en baterías. Las baterías llevan a cabo reacciones químicas para almacenar y suministrar la corriente necesaria, los materiales más comunes utilizados en las baterías son Li ion, Ni-Cd, Ni-MH, NiH₂, PLION, Li metal. Todos tienen características y pesos diferentes por lo que se deben considerar las ventajas y desventajas de cada una y que cumplan con los siguientes requisitos:

- Rapidez de carga y descarga
- Profundidad de descarga
- Extensión de sobre-descarga
- Sensibilidad térmica
- Capacidad de corriente

La Tabla 1.3 muestra un resumen de las características principales de 3 tipos de baterías

Tipo	NiCd	NiH ₂	Li-Ion
Energía/kg (Wh/kg)	30-40	55-65	100-130
Descarga de voltaje (V)	1.25	1.25	3.5
Temperatura (°C)	-5 a +15	0 a 10	15 a 25
V máx. (V)	1.55	1.6	4.0
Corriente de carga (A)	I máx./2 (LEO)	0.7 I máx.	0.3 I máx.
Corriente de descarga (A)	2* I máx.	I máx.	I máx.
Eficiencia	75 %	75 %	90 %
Capacidad (Ah)	4 a 50	30 a 350	1.5 a 40
Duración de vida (LEO)	10 años	5 años	7 años

Tabla 1.3 Comparación de diferentes baterías.

Cada batería tiene un voltaje nominal pero si se requiere de un voltaje mayor se tendrán que poner varias baterías en serie y si se quiere una corriente también mayor se pondrán en paralelo. Sin embargo, como se necesita de un banco de baterías para lograr la capacidad deseada puede ocurrir que una de ellas falle, ya sea poniéndose en corto o en circuito abierto. Para evitar esto se tiene que diseñar un sistema que sobre-pase dicha batería de tal manera que se aíse y el resto del banco siga trabajando sin problema. El banco de baterías debe ser lo suficientemente rígido para soportar la etapa del lanzamiento y tiene que ser resistente al cambio de temperatura.

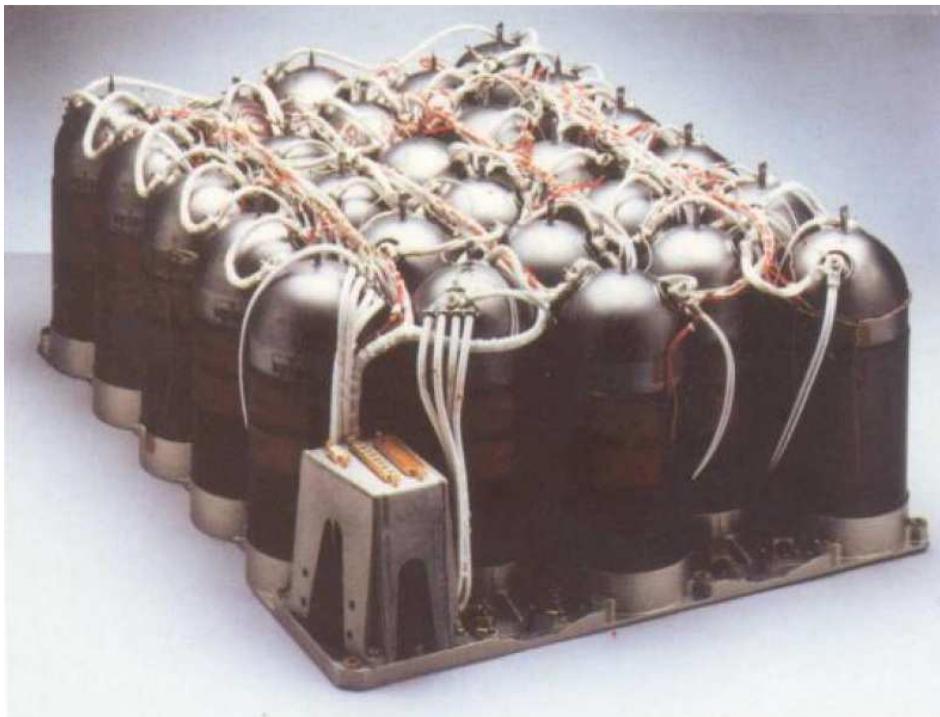


Figura 1.8 Banco de Baterías de NiH_2 de calidad espacial [8].

Como se explicó anteriormente los módulos de carga y descarga (RCB) y (RDB) controlan la carga y descarga de las baterías. Una vez que se tiene la energía almacenada en una batería se distribuye a todo el resto de la plataforma satelital. Para esto se pueden elegir varios voltajes de distribución, ya sea 12, 28, 50, 65 o 100 V. Este bus de distribución puede ser regulado, de tal manera que las variaciones sean como máximo de $\pm 1V$, o sin regular.

No obstante, es necesario tener circuitos de protección contra corto circuito y otras eventualidades que puedan llegar a suceder para que los otros subsistemas no sean afectados. Para lograr esto, hay varios métodos como por ejemplo mediante el uso de fusibles. Es muy importante saber con qué presupuesto monetario y de energía se cuenta en el satélite para proponer un sistema de potencia adecuado ya que las baterías son las que contribuyen en gran parte al peso total de la plataforma satelital.

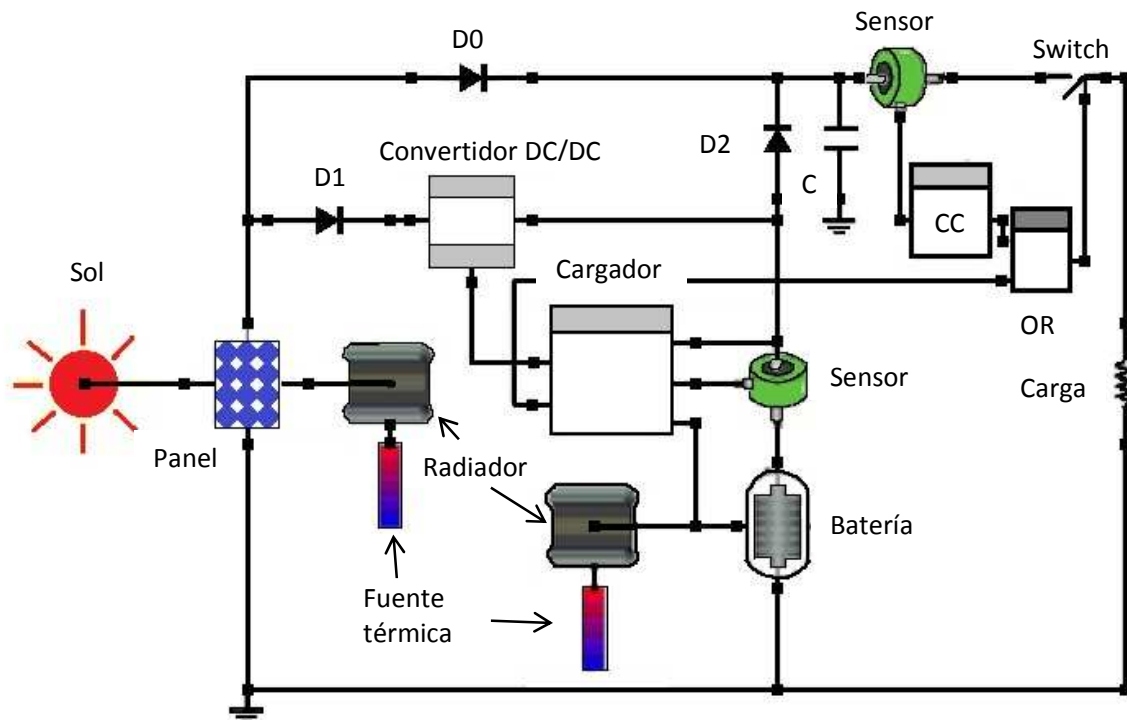


Figura 1.9 Esquemático completo del sistema de potencia [10].

Se puede observar de la Figura 1.9 que el sistema completo empieza con la luz solar incidiendo en los paneles solares. Éstos se conectan a un radiador y a un controlador de temperatura para mantenerlos lo más próximo a su temperatura ideal. El diodo D1 permite el paso de la corriente del panel solar hacia el convertidor CD/CD que va hacia la batería. El diodo D0 permite el paso directo del panel solar hacia la carga. El convertidor CD/CD está conectado a su vez a un controlador de carga y descarga de la batería que logra el control mediante el uso de un sensor.

La batería también tiene un radiador y un medidor de temperatura para mantenerse en su temperatura ideal. Cuando la batería está funcionando, el diodo D2 se prende para permitir el paso de la corriente de la batería a la carga pasando por un switch que es controlado por un sensor en serie o también puede ser abierto o cerrado por el RCB o RDB. Es decir, si se está descargando demasiado la batería, se abre el switch para no seguir consumiendo corriente y esperar el próximo ciclo de carga. En caso de que se llegase a sobre descargar la batería su vida útil se reduce drásticamente por lo que se tiene que evitar este escenario. Al final está la carga que es simulada por una resistencia de 8Ω .

El trabajo de esta tesis se enfoca principalmente en el diseño y análisis de una unidad de procesamiento de poder para un propulsor coloidal en un micro satélite por lo que se supondrá que este subsistema está construido y el bus es de 12 V. A continuación se describirá la teoría de varios dispositivos electrónicos que se usarán para el diseño de dicha unidad en el capítulo 3.

1.3 Transformador

El transformador [11] se encarga de elevar o reducir el voltaje de entrada dependiendo del número de vueltas del lado primario y secundario, proveyendo al mismo tiempo un aislamiento galvánico entre ambas terminales ya que la única conexión que existe entre los devanados es el flujo magnético común que se encuentra dentro del núcleo. En el caso de tener una corriente alterna aplicada al primario del transformador la base de operación se puede derivar de la ley de Faraday

$$e_{ind} = \frac{d\lambda}{dt} \quad (1.1)$$

Donde λ es el flujo magnético que pasa por cada vuelta de la bobina. Debido a que la bobina tiene N vueltas y que el flujo varía un poco entre vuelta y vuelta, se puede hablar de un flujo promedio $\bar{\Phi}$ por vuelta y está dado por la siguiente relación

$$\bar{\Phi} = \frac{\lambda}{N} \quad (1.2)$$

Sustituyendo 1.2 en 1.1 nos da

$$e_{ind} = N \frac{d\bar{\Phi}}{dt} \quad (1.3)$$

Si aplicamos un voltaje $v_p(t)$ al primario del transformador, se puede deducir fácilmente el flujo promedio presente en ese devanado debido a que $e_{ind} = v_p(t)$ y se obtiene de (1.3)

$$\bar{\Phi} = \frac{1}{N_p} \int v_p(t) dt \quad (1.4)$$

Ahora bien, este es el flujo presente en el devanado del primario. Sin embargo, no todo este flujo fluirá por el núcleo hasta llegar al secundario, habrá un flujo mutuo y uno de pérdidas como se muestra en la Figura 1.10.

$$\bar{\Phi}_P = \Phi_M + \Phi_{PP} \quad (1.5)$$

Lo mismo ocurre con el flujo en el devanado secundario

$$\bar{\Phi}_S = \Phi_M + \Phi_{PS} \quad (1.6)$$

Donde $\bar{\Phi}_P, \bar{\Phi}_S$ = flujo promedio primario total y secundario total respectivamente
 Φ_M = componente del flujo que une las bobinas primarias y secundarias
 Φ_{PP}, Φ_{PS} = flujo de pérdidas en el devanado primario y secundario respectivamente

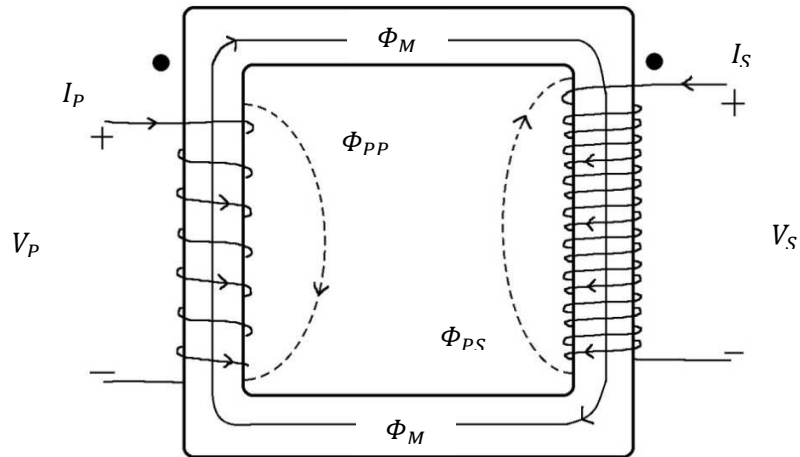


Figura 1.10 Flujos en un transformador

Se puede escribir la ecuación (1.3), descomponiendo el flujo total en sus componentes de tal manera que se obtiene

$$v_p(t) = N_p \frac{d\Phi_M}{dt} + N_p \frac{d\Phi_{PP}}{dt} \quad v_p(t) = N_p e_p(t) + N_p e_{PP}(t) \quad (1.7)$$

$$v_s(t) = N_s \frac{d\Phi_M}{dt} + N_s \frac{d\Phi_{PS}}{dt} \quad v_s(t) = N_s e_s(t) + N_s e_{PS}(t) \quad (1.8)$$

De estas dos relaciones si se analiza el voltaje primario $e_p(t)$ y secundario $e_s(t)$ debido al flujo mutuo, que es el mismo en ambos devanados y despreciando las componentes de pérdidas porque son muy pequeñas se llega a la siguiente relación

$$\frac{e_p(t)}{N_p} = \frac{d\Phi_M}{dt} = \frac{e_s(t)}{N_s} \quad (1.9)$$

$$\frac{e_p(t)}{e_s(t)} = \frac{N_p}{N_s} = a \quad (1.10)$$

Esta ecuación es la expresión conocida de un transformador ideal donde a es la relación del número de vueltas del transformador la cual se podrá usar siempre y cuando los flujos de dispersión sean despreciables a comparación del flujo mutuo.

Para poder determinar la relación entre la corriente del devanado primario y secundario se puede hacer uso de los circuitos magnéticos. Por analogía entre la relación de voltaje y corriente en un circuito eléctrico.

$$V = RI \quad (1.11)$$

Se puede escribir la cantidad correspondiente en el circuito magnético y se denomina fuerza magneto motriz \mathfrak{F} y es igual al flujo efectivo de corriente aplicado al núcleo.

$$\mathfrak{F} = Ni \quad (1.12)$$

En el caso de un transformador se tienen dos fuerzas magneto motriz, la que se genera en el devanado primario y la que se genera en el devanado secundario. La suma de las 2 es 0.

$$\mathfrak{F}_P + \mathfrak{F}_S = 0 \quad (1.13)$$

$$N_P i_P + N_S i_S = 0$$

$$N_P i_P = -N_S i_S \quad (1.14a)$$

$$\frac{i_P}{i_S} = \frac{N_S}{N_P} = \frac{1}{a} \quad (1.14b)$$

El signo negativo de la ecuación (1.14a) se refiere al sentido de la corriente en el secundario. Es decir, la corriente fluiría saliendo del punto. Es importante mencionar la convención de puntos que existe referente a los transformadores; una corriente que fluye hacia el extremo de un devanado marcado con un punto produce una fuerza magneto motriz positiva \mathfrak{F} , mientras que una corriente que fluye hace el extremo de un devanado no marcado con un punto produce una fuerza magneto motriz negativa. En otras palabras, dos corrientes que entran al punto se suman mientras que si una entra y otra sale se restan. Debido a que el signo negativo nada más nos dice la dirección de la corriente y también es posible saberlo con la convención de puntos, el signo negativo se omitió en la ecuación (1.14b) para poder notar fácilmente que la relación de corrientes es inversamente proporcional a la relación de vueltas del transformador.

La inductancia del devanado tiene la siguiente relación con la reluctancia \mathfrak{R}_e y el número de vueltas que tiene el embobinado.

$$L = \frac{(N_1)^2}{\mathfrak{R}_e} \quad (1.15)$$

Para poder analizar fácilmente un circuito con un transformador es posible reflejar la impedancia del secundario al primario o viceversa con la siguiente relación

$$V_P = aV_S$$

$$Z_P I_P = aZ_S I_S$$

$$Z_P \frac{I_S}{a} = aZ_S I_S$$

$$Z_P = a^2 Z_S \quad (1.16)$$

Con estas relaciones se puede estudiar un modelo más completo [12] y real de un transformador.

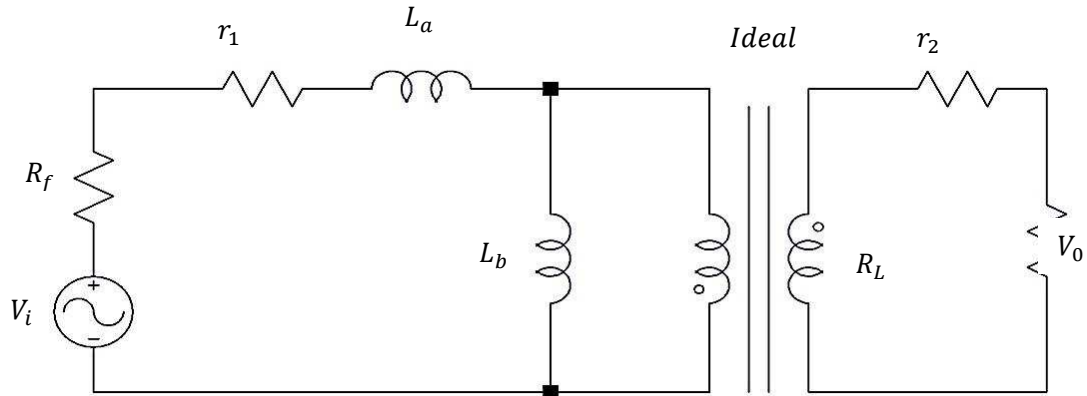


Figura 1.11 Modelo de un transformador real

Se considera la resistencia interna de la fuente R_f , pérdidas por efecto Joule en el devanado primario y secundario, r_1, r_2 respectivamente, la impedancia de la carga R_L y pérdidas en el núcleo con L_a, L_b . Debido a que este circuito es difícil de analizar, se aplicaran las ecuaciones (1.10) y (1.16) para tener un solo circuito referido al primario.

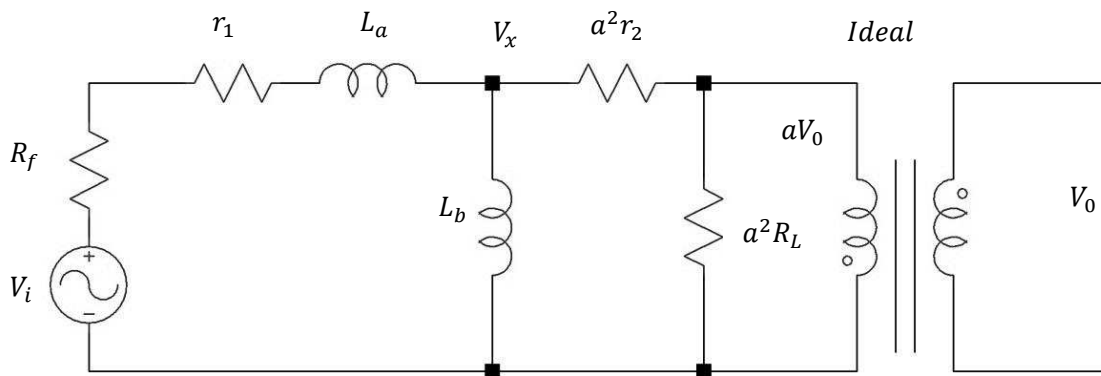


Figura 1.12 Modelo de un transformador real referido al primario

Con este modelo se obtiene la función de transferencia, con la variable compleja de Laplace s .

$$\frac{aV_0}{V_x} = \frac{a^2 R_L}{a^2 r_2 + a^2 R_L}$$

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{sL_b || (a^2 r_2 + a^2 R_L)}{[sL_b || (a^2 r_2 + a^2 R_L)] + sL_a + R_f + r_1}$$

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{\frac{sL_b(a^2r_2 + a^2R_L)}{sL_b + (a^2r_2 + a^2R_L)}}{\frac{sL_b(a^2r_2 + a^2R_L)}{sL_b + (a^2r_2 + a^2R_L)} + sL_a + R_f + r_1}$$

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{\frac{sL_b(a^2r_2 + a^2R_L)}{sL_b + (a^2r_2 + a^2R_L)}}{\frac{sL_b(a^2r_2 + a^2R_L) + s^2L_aL_b + sL_a(a^2r_2 + a^2R_L) + [sL_b + (a^2r_2 + a^2R_L)](R_f + r_1)}{sL_b + (a^2r_2 + a^2R_L)}}$$

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{sL_b(a^2r_2 + a^2R_L)}{s^2L_aL_b + s[L_b(a^2r_2 + a^2R_L) + L_a(a^2r_2 + a^2R_L) + L_b(R_f + r_1)] + (a^2r_2 + a^2R_L)(R_f + r_1)}$$

$$\frac{V_0 V_x}{V_x V_i} = \frac{\frac{aR_L}{a^2r_2 + a^2R_L} sL_b(a^2r_2 + a^2R_L)}{s^2L_aL_b + s[L_b(a^2r_2 + a^2R_L) + L_a(a^2r_2 + a^2R_L) + L_b(R_f + r_1)] + (a^2r_2 + a^2R_L)(R_f + r_1)}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{sL_b a R_L}{s^2L_aL_b + s[L_b(a^2r_2 + a^2R_L) + L_a(a^2r_2 + a^2R_L) + L_b(R_f + r_1)] + (a^2r_2 + a^2R_L)(R_f + r_1)}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{as \frac{R_L}{L_a}}{s^2 + s\left[\frac{a^2r_2 + a^2R_L}{L_a} + \frac{a^2r_2 + a^2R_L}{L_b} + \frac{R_f + r_1}{L_a}\right] + \frac{(a^2r_2 + a^2R_L)(R_f + r_1)}{L_aL_b}}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{as \frac{R_L}{L_a}}{s^2 + s\left[\frac{R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b} + \frac{R_a}{L_a}\right] + \frac{R_a R_b}{L_a L_b}} \quad (1.17)$$

Donde $R_a = R_f + r_1$
 $R_b = a^2r_2 + a^2R_L$

En esta función de transferencia (1.17) se tienen dos polos y un cero. Es importante determinar la ubicación de los polos debido a que son éstos los que nos dirán el ancho de banda del transformador.

Se supone que se tienen dos polos, P_1, P_2 distintos, reales y estables de tal manera que el denominador de la función de transferencia es

$$(s + P_1)(s + P_2) = s^2 + s(P_1 + P_2) + P_1P_2 \quad (1.18)$$

Igualando el segundo término tanto de la ecuación (1.17) como (1.18) se obtiene

$$P_1 + P_2 = \frac{R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b} + \frac{R_a}{L_a} = \frac{R_a + R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b} \quad (1.19)$$

Un transformador real tiene un ancho de banda muy grande mayor a 20 kHz, por lo que se puede deducir que P_1 es mucho mayor que P_2 y de la ecuación (1.19) se deduce

$$P_1 + P_2 \approx P_1 = \frac{R_a + R_b}{L_a} + \frac{R_b}{L_b} \quad (1.20)$$

En un transformador ideal $L_a \rightarrow 0$, por lo que en un transformador real se puede escribir $L_a \ll L_b$ lo cual simplifica la ecuación (1.20)

$$P_1 = \frac{R_a + R_b}{L_a} \quad (1.21)$$

Finalmente igualando el tercer término de la ecuación (1.17) y (1.18) y usando la ecuación (1.21)

$$P_1P_2 = \frac{R_aR_b}{L_aL_b}$$

$$\frac{R_a + R_b}{L_a}P_2 = \frac{R_aR_b}{L_aL_b}$$

$$P_2 = \frac{R_aR_b}{R_a + R_b} \frac{1}{L_b} \quad (1.22)$$

Lo relevante de estas ecuaciones es que al graficar los polos en el plano de la Laplace, se pueden analizar las frecuencias donde se tendrá la mayor ganancia y por consiguiente las frecuencias que pueden ser utilizadas por el transformador. La Figura 1.13 muestra la ubicación de los polos en el dominio de la frecuencia y en el plano de Laplace.

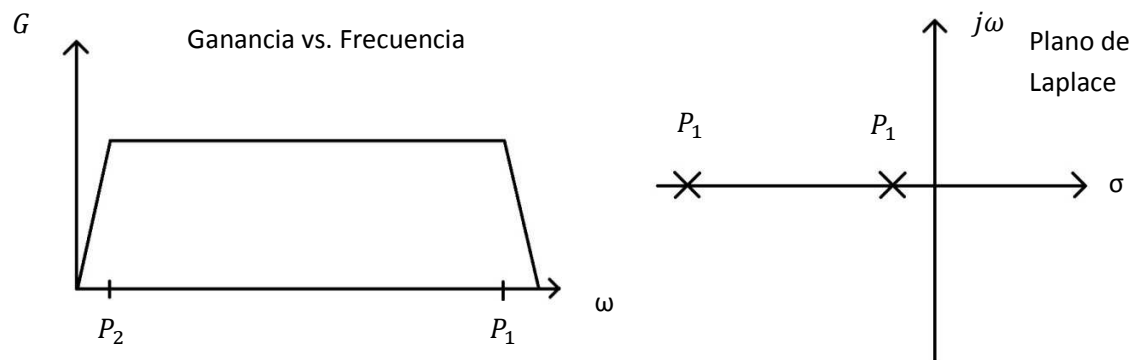


Figura 1.13 Ubicación de los polos de un transformador

1.4 Transistor Bipolar de Juntura (TBJ)

Los TBJ eran los únicos transistores de potencia hasta los años 1970. En estos dispositivos [13] se tiene una capa de semiconductor dopado tipo N, otra P y otra N (o al revés, PNP), la Figura 1.14a muestra la sección transversal de un PNP donde se aprecian las diferentes capas de semiconductor dopado que se tienen que emplear.

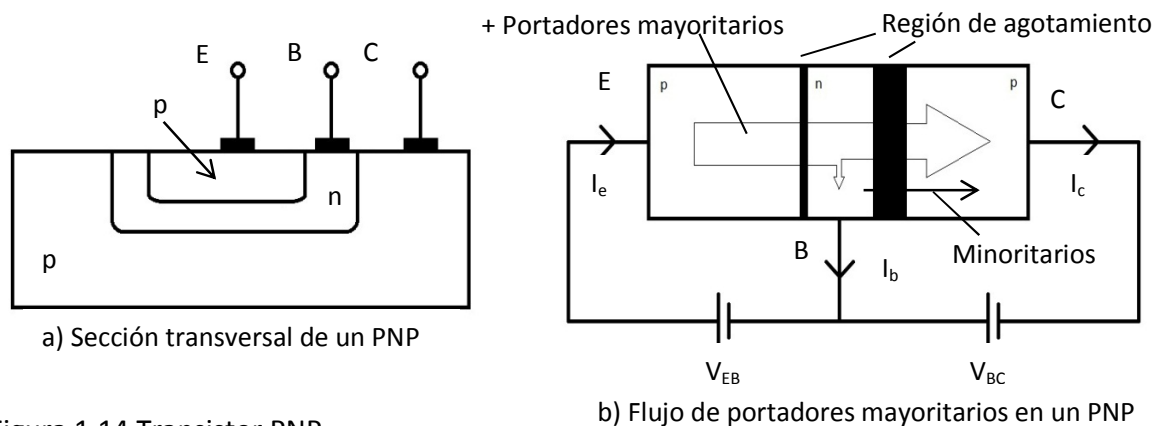


Figura 1.14 Transistor PNP

Un transistor de Juntura se puede ver como dos diodos PN (Juntura Emisor-Base EB y Juntura Colector-Base CB) conectados en serie. Dependiendo de la polarización de los dos diodos se tienen varios modos de operación los cuales se muestran en la Tabla 1.4

Modo	JEB	JCB
Corte	Inverso	Inverso
Activo	Directo	Inverso
Activo Inverso	Inverso	Directo
Saturación	Directo	Directo

Tabla 1.4 Modos de operación de un TBJ.

En el caso del modo activo, se tiene que el emisor está a un potencial más alto que la base por medio de un voltaje V_{EB} (JEB directo) mientras que el colector está a un potencial más bajo que la base (JCB inversa) por medio de un voltaje V_{BC} . Debido a que en JEB se tiene una polarización directa, se tiene el caso de un diodo encendido por lo que habrá un flujo de portadores mayoritarios, en este caso huecos, del material P al material N. La región de agotamiento de dicha juntura se hace muy estrecha porque se cuenta con una polarización directa. Ahora bien, estos portadores mayoritarios que han fluido del emisor a la base tienen dos opciones, pueden continuar hacia el colector o pueden salir hacia la terminal de la base. Debido a que la base es delgada y la conductividad es baja, la cantidad de huecos que llegarán a la base es muy poca y es representada por una flecha pequeña en la Figura 1.14b.

La siguiente unión (BC) se encuentra en una situación de polarización inversa donde los portadores mayoritarios de esa unión no fluyen, mientras que los portadores minoritarios sí lo hacen. Se tenían huecos (portadores mayoritarios) fluyendo de E a B, y de B a C los huecos son los portadores minoritarios. Por esta razón, la mayoría de estos huecos fluirán de la Base al Colector debido a que son los portadores minoritarios y en el caso de una polarización inversa, son los que fluyen de un lado a otro. La flecha delgada que se muestra en la figura representa el flujo de portadores minoritarios de una unión PN polarizada inversamente. Dado que hay un flujo tanto de portadores minoritarios como de portadores mayoritarios, se le llama un transistor bipolar.

Analizando las corrientes del transistor en la B, se puede escribir la siguiente relación.

$$I_E = I_B + I_C \quad (1.23)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (1.24)$$

Donde β es una constante de un transistor en particular, que depende de varios factores como el ancho de la región de base, la cantidad de dopaje de la base y el emisor, entre otros. Sin embargo lo importante es notar que está en el intervalo de 50 a 200 en la mayoría de los transistores, pero los hay hasta 1000.

$$I_E = I_B + \beta I_B$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B \quad (1.25)$$

$$I_E = \frac{(\beta + 1)I_C}{\beta}$$

$$\frac{\beta}{\beta + 1} I_E = I_C$$

$$\alpha I_E = I_C \quad (1.26)$$

Donde $\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}$ y debido a que β es mucho mayor que uno, la ecuación (1.26) se puede aproximar de la siguiente forma:

$$I_E \approx I_C$$

Con esto se sabe que un TBJ es un dispositivo controlado por corriente. Es decir, la corriente del colector es dependiente de la corriente de la base. La Figura 1.15 muestra las curvas características de un transistor TBJ, 2N2222 simulado con LTSpice.

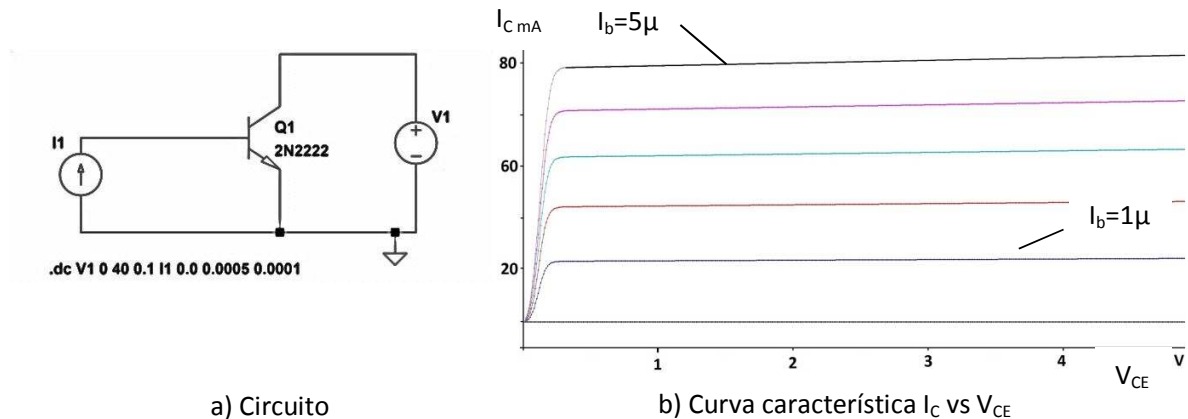


Figura 1.15 Determinación de la curva característica de un transistor 2N2222.

De la Figura 1.15b, podemos observar que la corriente del colector depende del nivel de la corriente de la base. La parte pegada al eje I_C corresponde a la región de saturación debido a que se tiene un voltaje V_{CE} de 0.4V, y una corriente muy grande en la base, además que la relación lineal de (1.24) ya no es cierta y la corriente del colector la determina la red externa en la que esté el transistor. La región casi horizontal de la gráfica corresponde a la región activa o de amplificación, donde es usado generalmente el transistor para estos fines. Finalmente, la región de corte corresponde a la parte horizontal paralela al eje V_{CE} , donde no hay corriente alguna que circule mientras que la tensión V_{CE} es máxima.

Otro parámetro muy importante de cualquier transistor TBJ, aparte de la corriente máxima que puede circular por él, es precisamente la tensión V_{CE} de ruptura que es el voltaje máximo que soporta antes de entrar en un efecto avalancha no deseado, en el cual las terminales del colector y del emisor se ponen en corto, haciendo circular una gran corriente a través del dispositivo lo que ocasiona su destrucción.

1.5 MOSFET

La construcción y principio de operación [14] de los Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor MOSFET es diferente a los TBJ. Supóngase que se tiene un sustrato tipo P con dos depósitos separados sin conexión alguna tipo N, uno denominado fuente (S) y el otro drenaje (D), para tener acceso a ellos se les coloca encima una tira de metal que

funcione como un contacto óhmico. Entre ellos existe una distancia L . Sobre esta distancia, se coloca un dieléctrico (Óxido SiO_2) y sobre éste, se coloca una conexión óhmica (G), que generalmente es un metal como lo muestra la Figura 1.16.

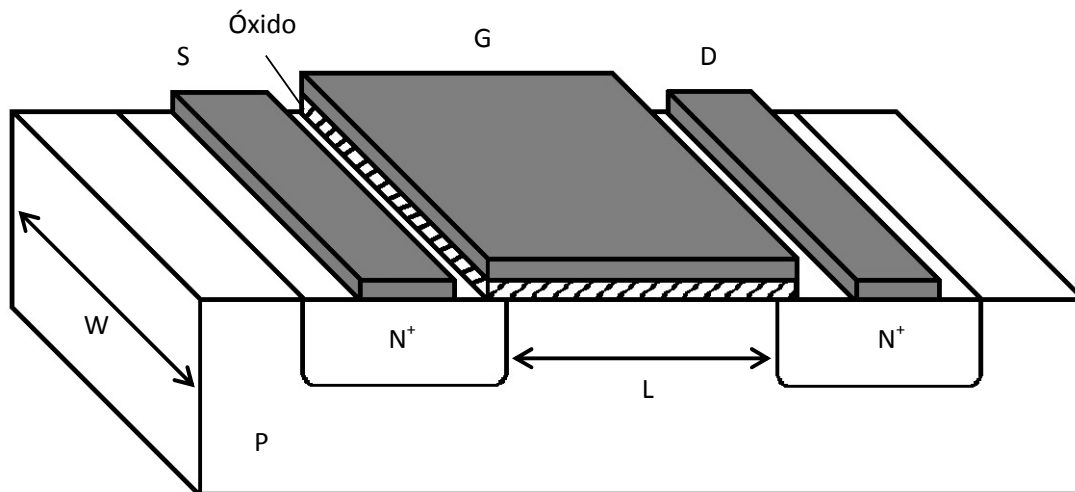


Figura 1.16 Estructura física de un transistor NMOS. Típicamente $L = 0.1$ a $3 \mu\text{m}$, $W = 0.2$ a $100 \mu\text{m}$, y el espesor de SiO_2 es de 2 a 50nm .

Si se aplica un voltaje cualquiera V_{DS} la corriente tendría que fluir por una región de tipo N (drenaje), pasando por una región de tipo P (canal que separa a D de S), y finalmente pasar por otra región de tipo N (fuente). Como se puede observar esto obliga a atravesar dos diodos, uno en inversa y el otro en directa en serie. Por tal razón, no habrá corriente alguna que pueda fluir debido a que siempre habrá un diodo en inversa que se oponga al flujo de electrones.

A pesar de que también se tiene una conexión NPN, es imposible tener una corriente debido a que el material P no está conectado a ningún potencial directamente y porque no es lo suficientemente pequeño para funcionar como una "base" de un TBJ. Por estas razones no hay portadores mayoritarios que se puedan recombinar en esa terminal, lo que ocasiona que no se encienda el primer diodo debido a que no hay ningún potencial aplicado directo en esa terminal.

Ahora bien, si se aplica un voltaje positivo a la terminal G y tierra a la terminal S (se tiene un voltaje positivo V_{GS}), habrá una carga neta positiva en el metal. No fluiría ninguna corriente hacia el sustrato P desde G debido a que se tiene un aislante. La carga que se acumulará encima del aislante formará un campo eléctrico que repelerá el exceso de huecos presentes en el sustrato de tipo P justo debajo del aislante. Estos huecos se moverán hacia abajo dejando descubiertas cargas negativas que a su vez serán atraídas por el potencial positivo de G y se acumularán en la parte inferior del aislante. Si el voltaje aplicado (campo eléctrico) es fuerte, se acumularán suficientes electrones debajo de todo el aislante de tal manera que se formará un canal de electrones uniendo los dos depósitos

previamente separados. Si a D se le coloca una fuente eléctrica, entonces habrá un camino por donde pueda fluir la corriente como lo muestra la flecha en la Figura 1.17.

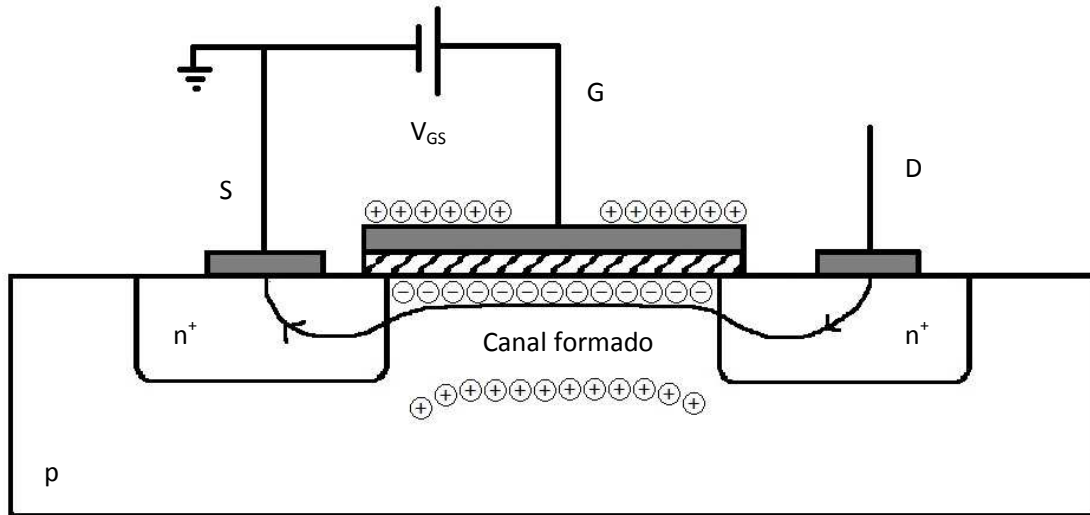


Figura 1.17 Aplicación de un V_{GS} positivo y la creación de un canal entre D y S.

Resumiendo, cuando no se tiene ningún V_{GS} , no hay canal formado y por lo tanto la corriente I_D es nula. Sin embargo, conforme va creciendo el voltaje V_{GS} se va formando un canal y habrá más corriente I_D que pueda circular, como sigue una relación lineal, se le denomina a esta región “triodo”. Sin embargo, llega un momento que aunque se siga aumentando el voltaje V_{GS} , no se formará un mayor canal y la corriente I_D se mantendrá constante, el canal estará saturado y esta región recibe el nombre de “saturación”.

La ecuación que gobierna la región del triodo está dada por

$$i_D = (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{GS} - V_t) v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2 \right] \quad (1.27)$$

Mientras que la ecuación que describe la región de saturación es

$$i_D = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L} \right) (v_{GS} - V_t)^2 \quad (1.28)$$

Donde μ_n es la movilidad de los electrones en el canal
 $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ es la capacitancia por unidad de área
 ϵ_{ox} es la permitividad del óxido de silicio
 t_{ox} es el espesor del óxido, generalmente 10 nm
 V_t es el voltaje de umbral (voltaje mínimo para formar un canal).

Para obtener las curvas características de I_D - V_{GS} se usó el programa LTSpice donde se varió el voltaje de V_{DS} , de 0 a 10 V en incrementos de 0.01 V, mientras se mantuvo constante el V_{GS} . Una vez que se acabó este barrido, se modificó V_{GS} y se volvió a barrer el V_{DS} . Se hizo para 5 diferentes V_{GS} como se muestra en la Figura 1.18.

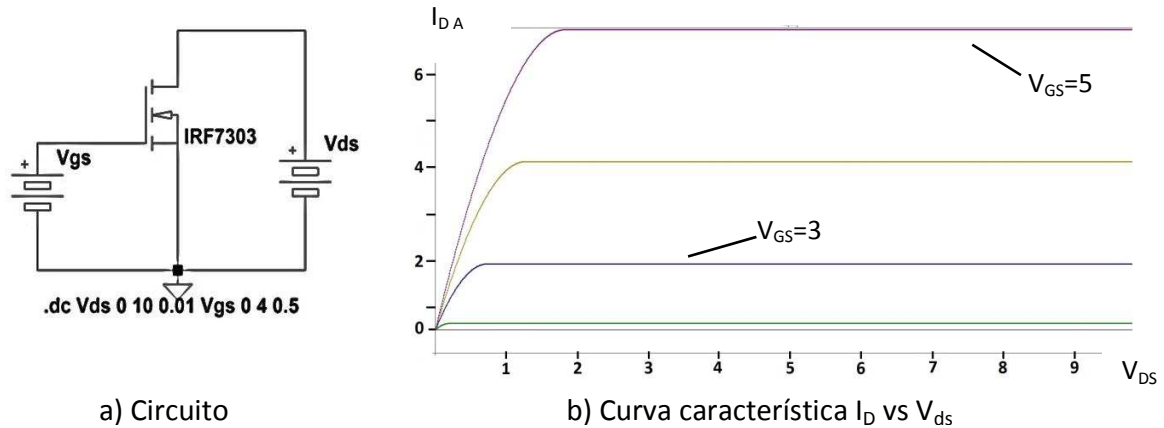


Figura 1.18 Obtención de la curva característica para un MOSFET canal N de enriquecimiento.

En la curva característica se puede observar que la región que está pegada al eje I_D es casi lineal mientras que se tiene una parte en la cual I_D se mantiene constante. Como en el caso del TBJ, si se sigue aumentando el voltaje V_{DS} se llegará a una región de ruptura donde el transistor se vuelve conductor a pesar que no hay ningún voltaje aplicado a la compuerta. Esto puede ocasionar una gran corriente en el transistor y como consecuencia su destrucción.

Este tipo de transistores son fácilmente usados como un switch. Para prender el transistor basta con aplicar un voltaje relativamente alto, generalmente 5V, 0 mA a la compuerta y pueda ser modelado como un corto circuito de D a S o bien puede ser modelado como una resistencia que por lo general es menor a 20 Ω . Para apagar al transistor es suficiente con aplicar un voltaje a la compuerta menor al voltaje de umbral para que así no exista el canal y por ende no haya ninguna corriente en el dispositivo. En teoría se podría prender y apagar tan rápido como se deseara, pero a altas frecuencias hay que considerar varios factores que ralentizan al MOSFET. Por ejemplo, se tiene un condensador entre G y el canal formado, por lo que se necesita remover toda esa carga acumulada para apagarlo. Esto requiere tiempo lo cual se traduce en una respuesta más lenta del MOSFET. Sin embargo hoy en día hay MOSFETS que pueden conmutar a grandes frecuencias sin ningún problema ya que esos parámetros han sido optimizados desde su construcción. Los MOSFET cuentan con un diodo de regreso entre SD, de tal manera que puede fluir una corriente inversa entre DS.

La potencia que disipa un MOSFET cuando está prendido se puede calcular con la resistencia equivalente de DS y la corriente que circula. Supongamos $R_{ON}=3.6\Omega$ e $I_D=2$ A.

$$P_{MOS} = R_{ON} I_D^2 = 3.6 * 4 = 14.4 W$$

A pesar que la resistencia de encendido es muy pequeña, como se manejan grandes corrientes las pérdidas son grandes, pero este es el caso máximo de corriente directa. Esta potencia se reduce a la mitad si se tiene apagado el transistor casi la mitad del tiempo total.

1.6 IGBT

Los IGBT [15] son un híbrido entre un MOSFET y un TBJ cuya estructura física es muy parecida a los MOSFET pero su mayor diferencia es la existencia de otro sustrato P, debajo del N. Esto hace que el IGBT sólo pueda conducir de un sentido y no en ambos como el MOSFET. Los IGBT se han empezado a desarrollar desde los años 1980 y hoy existen avances significativos en la tecnología de su fabricación, de tal manera que soportan voltajes muy altos y corrientes también muy altas.

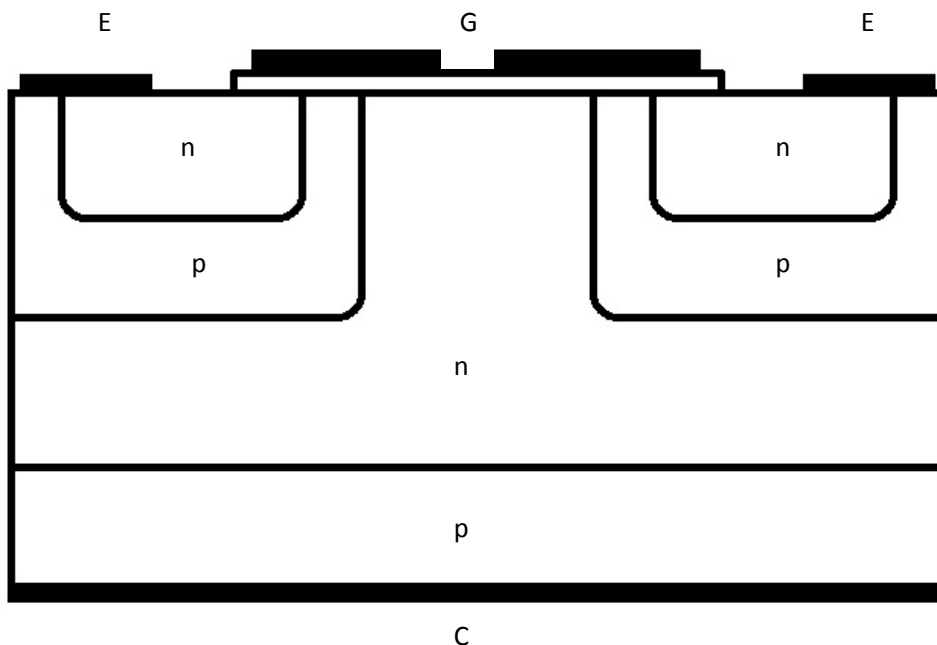


Figura 1.19 Construcción de un IGBT

Como se aprecia en la Figura 1.19, se tiene un MOSFET entre G y E y también un transistor PNP entre E y C. Gracias al MOS, se puede prender el dispositivo con un voltaje aplicado a G, sin embargo, el transistor PNP hace que no circule una corriente inversa de E a C. Con la tecnología actual se puede hacer que ese transistor tenga un voltaje de ruptura muy grande pero con la desventaja de que no es tan rápido como los MOS debido a la existencia del PNP. En un principio, los IGBT podían quedarse en conducción sin poderlos apagar de ninguna manera, afortunadamente este tipo de problemas ya han sido corregidos.

1.7 Temporizador

Este circuito integrado [13] está compuesto por una combinación de comparadores lineales y flip-flops digitales como lo muestra la Figura 1.20.

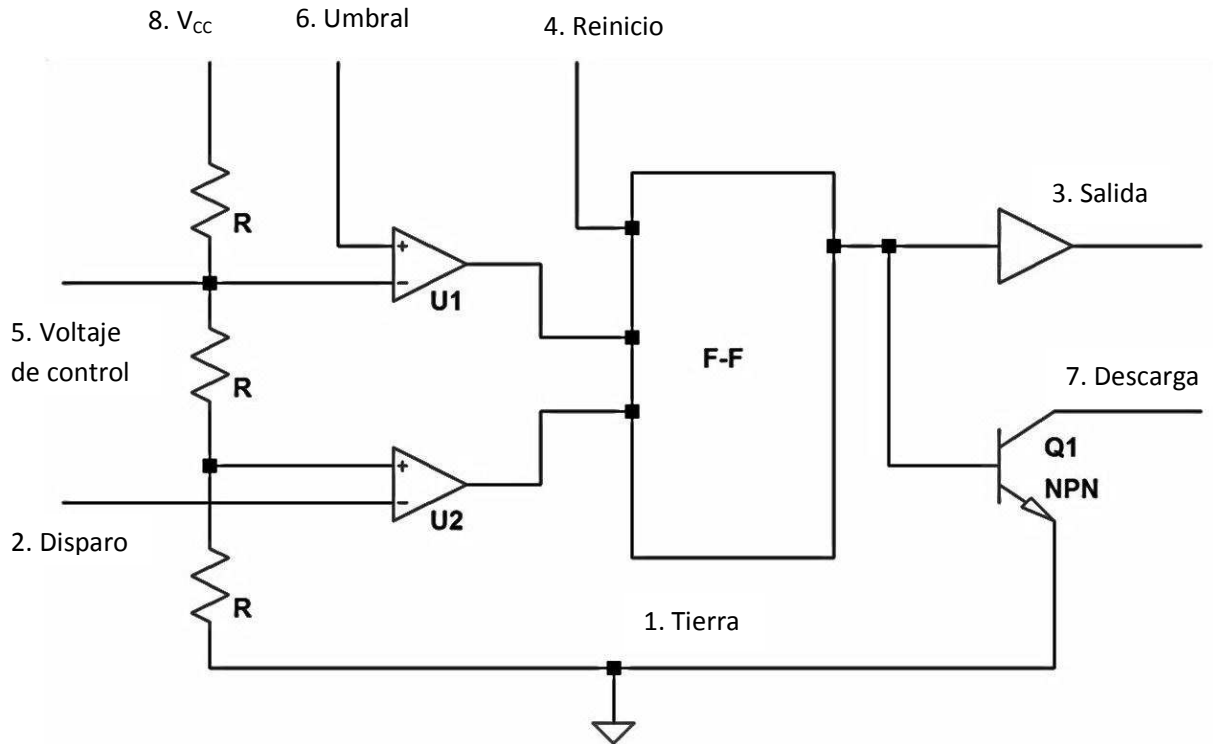


Figura 1.20 Diagrama de bloques de un temporizador 555.

Una conexión en serie de tres resistores R establece los niveles de voltaje de referencia de los dos comparadores $U1$ y $U2$ en $\frac{2}{3}V_{cc}$ y $\frac{1}{3}V_{cc}$ respectivamente, la salida de estos comparadores inicia o reinicia la unidad flip-flop F-F. Luego, la salida del circuito F-F se conecta mediante una etapa de amplificación de salida a una terminal externa. El F-F también opera un transistor interno del circuito integrado, prendiéndolo para descargar al condensador temporizador y apagándolo para cargarlo. Normalmente el circuito integrado tiene 8 pines, los cuales se describen en la Tabla 1.5

Este circuito es usado de diferentes modos: astable (oscila entre V_{cc} y Tierra), biestable (se queda en V_{cc} o Tierra después de un evento) y monoestable (cambia de estado después de un evento pero regresa al estado inicial después de un tiempo finito). El modo de operación que se usará más adelante es el astable debido a que genera la oscilación deseada y los otros dos se descartan debido a que no son útiles para la unidad de procesamiento de poder para el propulsor.

Pin	Nombre	Función	Diagrama de pines
1	Tierra	La tierra del circuito	
2	Disparo	Salida = '1' cuando el voltaje es menor a 1/3 de V_{CC}	
3	Salida	Es V_{CC} o Tierra	
4	Reinicio	El funcionamiento se interrumpe	
5	Control de voltaje	Acceso al divisor de voltaje, por default es 2/3 de V_{CC}	
6	Umbral	Salida = '0' cuando el voltaje es mayor a 2/3 de V_{CC}	
7	Descarga	Descarga el condensador temporizador	
8	V_{CC}	Fuente de alimentación positiva	

Tabla 1.5 Descripción del temporizador 555.

Operación Astable

Se tiene el siguiente circuito con un circuito integrado temporizador 555.

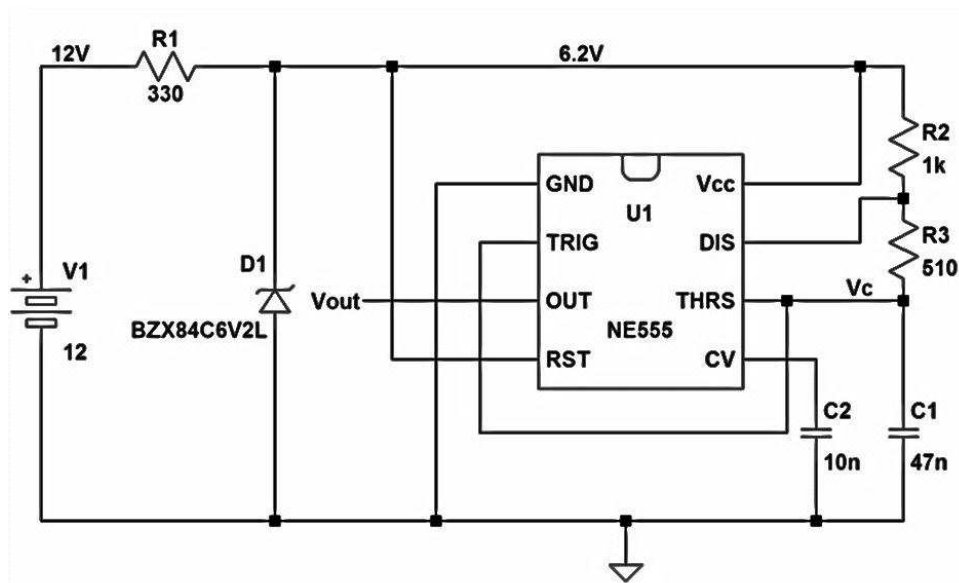


Figura 1.21 Circuito astable de un temporizador 555.

La resistencia R1, como el diodo Zener 6V2L sirven para tener una fuente de 6.2 V que servirá de suministro de energía para el 555 en lugar de 12 V que es lo disponible del bus de potencia del micro satélite. Los componentes externos que configuran al 555 son R2, R3 y C1 principalmente. El condensador C1 se cargaría hasta V_{CC} (6.2V) a través de R2 + R3. Sin embargo el condensador C1 está conectado al pin 6 y 2. El pin 6 nos dice que la salida,

(pin 3), será '0' (0 V) una vez que el voltaje en el pin 6 exceda $\frac{2}{3}V_{CC}$. Es decir, el condensador se cargará a través de R2 y R1 hasta $\frac{2}{3}V_{CC}$ y hará que la salida sea 0.

Al mismo tiempo que la salida cambia a 0, el transistor de descarga interno se activará poniendo el pin 7 a tierra. Entonces el C1 ya no se cargará, sino que se tendrán dos mallas, (V_{CC} -R2-Tierra) y (C1-R3-Tierra). La segunda malla nos dice que el condensador se empezará a descargar a través de R3. Hay que recordar que el C1 también está conectado al pin 2, el cual hace que la salida cambie a un '1' (6.2V) una vez que el voltaje en este pin sea inferior a $\frac{1}{3}V_{CC}$ por lo que el C1 que se viene descargando lo seguirá haciendo hasta que el voltaje en él sea inferior a $\frac{1}{3}V_{CC}$.

Cuando esto ocurre la salida es '1' y el transistor del pin 7 se apaga teniendo una sola malla (V_{CC} -R1-R2-C1-Tierra), la indica que el C1 se volverá a empezar a cargar a través de R1 y R2, empezando otra vez el mismo ciclo. Para poder determinar el tiempo que se encuentra cargándose y descargándose el condensador (la frecuencia de oscilación) se debe resolver circuitos RC. En un circuito RC con el condensador descargado, la ecuación que rige el voltaje del condensador V_C es

$$V_C = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (1.29)$$

Es decir que en $t = RC$ el voltaje $V_C = 0.63V_{CC}$ y en un tiempo $t = 0.7RC$, $V_C = 0.5V_{CC}$. Para que el 555 oscile debe de ir de $V_+ = (2/3)V_{CC}$ a $V_- = (1/3)V_{CC}$ y viceversa, o lo que es lo mismo, debe bajar $0.5V_+$ y subir $0.5V_-$ y esto se logra en un tiempo $t = 0.7RC$.

Cuando el condensador se está cargando, el voltaje de salida es '1' y la malla como se mostró anteriormente es V_{CC} -R2-R3-C1-Tierra. Con el análisis anterior, se estará en este estado

$$T_{alto} \approx 0.7(R2 + R3)C1 \quad (1.30)$$

Para el estado '0', cuando el condensador se descarga a través de R2, se estará

$$T_{bajo} \approx 0.7(R3)C1 \quad (1.31)$$

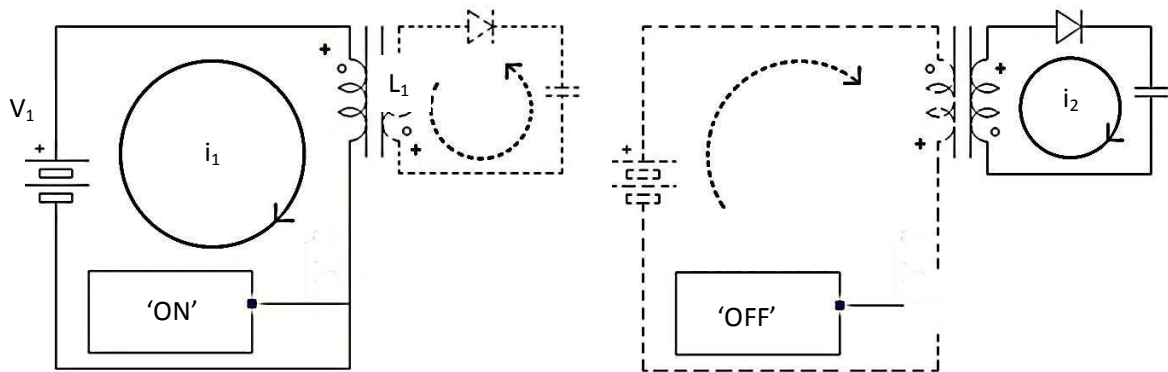
Sumando las dos ecuaciones para obtener el periodo total, se tiene que

$$T \approx 0.7(R2 + 2 * R3)C1$$

$$f = \frac{1.44}{(R2 + 2 * R3)C1} \quad (1.32)$$

1.8 Flyback

Un convertidor CD/CD es el flyback que es de tipo conmutado, es decir por un momento de tiempo se tiene una malla activa y por otro momento se tiene otra malla completamente diferente y esta conmutación se hace a través de un switch. El circuito básico se muestra en la Figura 1.22.



a) El switch está prendido y se tiene la malla de la izquierda

b) El switch está apagado y se tiene la malla de la derecha

Figura 1.22 Circuito cuando está a) encendido y b) apagado el switch.

Cuando se tiene la fase 'on' es idealmente como si se tuviese conectada la fuente a un inductor

$$V_1 = L_1 \frac{di_1(t)}{dt}$$

$$i_1(t) = \frac{V_1}{L_1} t + I_{1min} \quad (1.33)$$

Donde I_{1min} es matemáticamente la constante de integración y físicamente es el valor que tenía la corriente justo cuando el switch se cerró. En nuestro caso se considerará solamente el caso de desmagnetización incompleta, por lo que $I_{1min} \neq 0$. Para el segundo caso, se puede escribir:

$$-L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = V_2$$

Donde el signo negativo responde a que en un principio se había tomado la referencia positiva del inductor donde está el punto, sin embargo, durante la fase OFF, se tiene la parte positiva arriba.

$$i_2(t) = \frac{-V_2}{L_2} t + I_{2MAX} \quad (1.34)$$

En este caso I_{2MAX} es la corriente máxima que circulaba cuando se abrió el transistor.

Las ecuaciones (1.33) y (1.34) son lineales y suponemos que en cada ciclo se vuelve al valor inicial, por ejemplo, la ecuación (1.33) empieza en I_{1min} y crece hasta I_{1MAX} , y después de un ciclo, se vuelve a empezar en I_{1min} . Por esta razón, es posible encontrar la variación de la corriente, Δi_1 , sabiendo que el circuito está en la fase ON por τ segundos de un periodo de T segundos

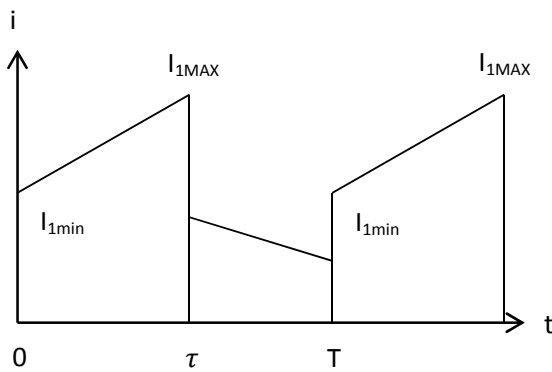


Figura 1.23 Gráfica de la corriente en L_1

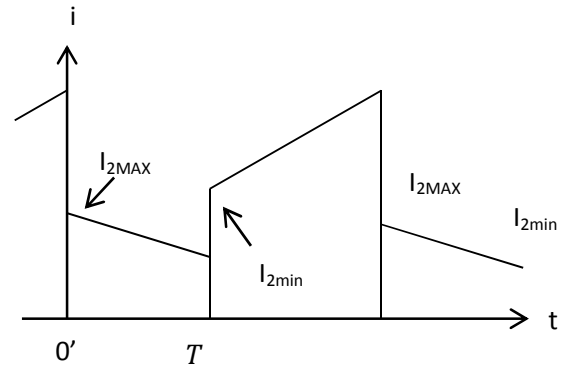


Figura 1.24 Gráfica de la corriente en L_2

$$i_1(\tau) = I_{1MAX}$$

De (1.33)

$$i_1(\tau) = \frac{V_1}{L_1} \tau + I_{1min}$$

$$I_{1MAX} = \frac{V_1}{L_1} \tau + I_{1min}$$

$$I_{1MAX} - I_{1min} = \frac{V_1}{L_1} \tau$$

$$\Delta i_1 = \frac{V_1}{L_1} \tau$$

$$D = \frac{\tau}{T} \quad \Delta i_1 = \frac{V_1}{L_1} DT \quad (1.35)$$

Se puede hacer el mismo análisis para la ecuación (1.34) que es la que describe la corriente en el secundario del transformador. Es importante notar que $t=0$ empieza para los dos casos donde se muestra en la Figura 1.23, por lo que al recorrer nuestra referencia se obtienen los nuevos valores de tiempo como lo muestra la Figura 1.24.

$$2(T - \tau) = I_{2min}$$

De (3.40)
$$i_2(T - \tau) = \frac{-V_2}{L_2}(T - \tau) + I_{2MAX}$$

$$I_{2min} = \frac{-V_2}{L_2}(T - \tau) + I_{2MAX}$$

$$I_{2MAX} - I_{2min} = \frac{V_2}{L_2}(T - \tau)$$

$$\Delta i_2 = \frac{V_2}{L_2}(T - \tau)$$

$$D = \frac{\tau}{T} \quad \Delta i_2 = \frac{V_2}{L_2}(1 - D)T \quad (1.36)$$

De acuerdo con las ecuaciones (1.14) y (1.15) del transformador podemos expresar las dos corrientes a través de su relación con el número de vueltas de cada devanado así como el valor de la inductancia del primario y secundario

De (1.14)
$$\Delta i_1 = \frac{N_2}{N_1} \Delta i_2$$

De (1.35) y (1.36)
$$\frac{V_1}{L_1}DT = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_2}{L_2}(1 - D)T$$

De (1.15)
$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_e}$$

$$\frac{V_1}{\frac{(N_1)^2}{\mathfrak{R}_e}}DT = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_2}{\frac{(N_2)^2}{\mathfrak{R}_e}}(1 - D)T$$

$$V_2 = V_1 \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1 - D} \quad (1.37)$$

Como se observa en la ecuación (1.37) el voltaje se eleva si se tiene un transformador con pocas vueltas en el devanado primario y muchas vueltas en el devanado secundario. Con el ciclo de trabajo se puede elevar o reducir el voltaje a la salida debido que $0 < D < 1$.

1.9 LM741

Este amplificador operacional [13] tiene dos entradas y una salida además de dos puertos de alimentación. Una de las entradas se le conoce como entrada inversora y a la otra como entrada no-inversora e idealmente a ninguna de las dos entradas le fluye corriente alguna. Se tienen tres topologías básicas; el comparador, retroalimentación positiva y retroalimentación negativa. A pesar que la electrónica que hace a un comparador operacional es muy interesante, sólo se describirá de forma cualitativa su funcionamiento con una sola fuente de alimentación y la otra puesta a tierra.

Para hacer un comparador, se tiene el siguiente circuito de la Figura 1.25 donde se conecta un voltaje V_1 a la entrada no inversora (+) y otro voltaje V_2 al pin inversor (-). Dependiendo de cuál de los dos sea mayor el voltaje estará en alto o en tierra. Si V_1 (pin +) es mayor, entonces la salida estará a V_{CC} , mientras que si V_2 es mayor (pin -), entonces la salida estará en 0 V.

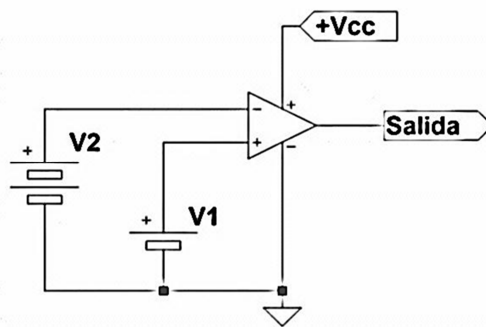


Figura 1.25 Estructura básica de un comparador

Cuando se tiene un amplificador operacional con retroalimentación positiva, la salida también oscila entre V_{CC} y 0V. Sin embargo no es simplemente un comparador debido a que una vez que la salida sube a V_{CC} se queda allí hasta que el voltaje desciende mucho más. Es decir, hay una cierta histéresis que se introduce al circuito debido a la retroalimentación positiva. Para el diseño de la unidad de procesamiento de poder no es necesario tener una retroalimentación positiva debido a que se desea que en cuanto se supere un cierto voltaje el circuito se apague, pero si el voltaje vuelve a bajar entonces el circuito puede seguir funcionando inmediatamente.

Finalmente, se tiene la retroalimentación negativa en la cual el amplificador operacional amplifica la diferencia que existe entre sus dos entradas. Puesto que la ganancia es muy alta, una diferencia mínima entre sus salidas basta para tener una salida grande. Si se supone que la corriente que entra al amplificador es mínima y que $V^- = V^+$ entonces se tiene un divisor de voltaje en R_1 que nos da el voltaje en V^- en la Figura 1.26. La ecuación del amplificador operacional que relaciona los voltajes de entrada con el de salida es

$$V_{sal} = G(V^+ - V^-) \quad (1.38)$$

Donde G es la ganancia y por lo general es muy grande, del orden de 10^6 .

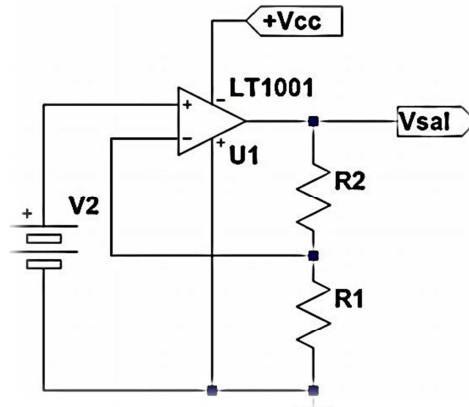


Figura 1.26 Estructura de retroalimentación negativa

$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sal}$$

De (1.38)

$$V_{sal} = G \left(V_2 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sal} \right)$$

$$V_{sal} \left(1 + \frac{GR_1}{R_1 + R_2} \right) = GV_2$$

$$V_{sal} = \frac{G}{\frac{R_1 + R_2 + GR_1}{R_1 + R_2}} V_2$$

$$V_{sal} = \frac{GR_1 + GR_2}{R_1 + R_2 + GR_1} V_2$$

G es la ganancia de lazo abierto y como se dijo anteriormente es muy grande, por lo que del denominador se pueden eliminar R_1 y R_2 dejando solamente GR_1 .

$$V_{sal} = \frac{GR_1 + GR_2}{GR_1} V_2$$

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_2 \quad (1.39)$$

Con los elementos descritos se diseña la unidad de procesamiento de poder para el propulsor coloidal como se expone en el capítulo 3.

2 Propulsores Eléctricos

2.1 Principio de Operación de los Propulsores

Una vez que los satélites artificiales han sido puestos en órbita, éstos deben corregir su órbita, transferirse entre órbitas y en misiones espaciales más complejas viajar a través del espacio; cualquier movimiento necesita de propulsores. Históricamente, los propulsores más usados eran los propulsores químicos debido a que se contaba con la tecnología para su fabricación.

Para entender cómo funcionan los propulsores en el espacio [16], es importante conocer un poco de mecánica orbital y con ayuda de las leyes de Newton podemos deducir conceptos muy importantes para el diseño de los propulsores.

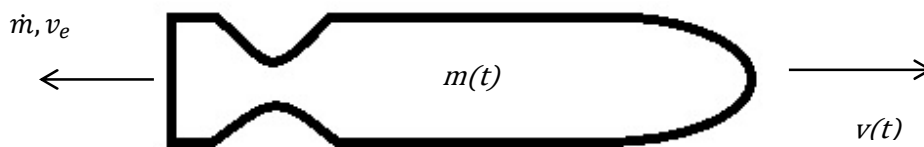


Figura 2.1 Esquema de un satélite

Una plataforma satelital que se encuentra en vuelo libre en el espacio obtiene su única aceleración por medio del cambio de masa del satélite con respecto al tiempo. En otras palabras la única forma de acelerar algo en el espacio es deshaciéndose de un poco de masa, expulsando una cantidad de propelente¹ al espacio exterior para que la masa del satélite total sea afectada. La ecuación de movimiento se deriva directamente de la conservación del momento total de la nave espacial y del flujo que sale por el escape. La ecuación es la siguiente.

$$mv = \dot{m}v_e \quad (2.1)$$

Donde m es la masa de la nave espacial en un momento dado, v es el vector de aceleración, v_e es el vector de la velocidad del flujo que sale por el escape relativo a la nave espacial y \dot{m} se refiere al cambio de masa de la nave espacial debido a la expulsión del propelente.

El empuje es definido por T y es igual al producto de $\dot{m}v_e$ y su integral durante el tiempo de uso del propulsor nos da el impulso, I .

¹ Propelente: Mezcla de carburantes cuya reacción produce gran cantidad de gases calientes, que, al ser expelidos, propulsan un cohete.

$$T = \dot{m}v_e \quad (2.2)$$

$$I = \int T \quad (2.3)$$

$$I_s = \frac{T}{\dot{m}g_0} = \frac{v_e}{g_0} \quad (2.4)$$

Donde I_s es el impulso específico y g_0 es la gravedad en la tierra, a nivel de mar. Las unidades del I_s son segundos. El impulso específico nos dice la efectividad con la que se usa el propelente en el sistema de propulsión, es “la cantidad de impulso que el motor produce dividido por el peso del propelente necesario para producir ese impulso” [17]. Un propulsor químico con un I_{sp} de 500 segundos produce un impulso de 5000 m/s.

Ahora bien, si la velocidad del flujo que sale por el escape, v_e es constante por un determinado tiempo entonces la nave espacial obtiene un incremento en la velocidad que denominaremos como Δv que depende linealmente de v_e (mientras más rápido salga expulsado el propelente, mayor será el cambio de velocidad), y de acuerdo con [16] Δv depende logarítmicamente de la cantidad de propelente gastado.

$$\Delta v = v_e \ln \frac{m_0}{m_f} \quad (2.5)$$

Donde m_0 es la masa total de la nave espacial al inicio del periodo de aceleración y m_f es la masa total final de la nave espacial al completarse el periodo de aceleración. Mientras más alto sea Δv , más complicado será la maniobra debido a la dificultad energética para producir ese cambio tan elevado. Otra manera de expresar la misma ecuación, pero esta vez despejando la relación de m_f y m_0 nos da la siguiente expresión donde podemos ver que la fracción de masa de m_f/m_0 es una exponencial negativa en la razón escalar $\Delta v/v_e$.

$$\frac{m_f}{m_0} = e^{-\Delta v/v_e}$$

En este punto nos encontramos con un dilema porque una forma relativamente simple de obtener un gran Δv es con un gran cambio de masa, sin embargo esto no es completamente viable debido a que el precio por enviar un kilogramo extra al espacio es muy caro. No es una buena opción mandar un satélite de 100 kg de los cuales el 90% sea propelente y tan sólo el 10% sea carga útil. Por lo tanto es claro que para misiones que requieran un gran cambio de Δv se debe tratar de cambiar de un alto índice de expulsión de masa de propelente, a incrementar la velocidad con la que salga expulsado.

Debido a que los propulsores químicos están muy limitados por la velocidad de transferencia de calor, energías de reacción y otros factores más, tan sólo pueden llegar a velocidades máximas de algunos miles de metro por segundo. He aquí la importancia de la

propulsión eléctrica debido a que con ésta se pueden acelerar las partículas que salen expulsadas del propulsor a velocidades muy altas obteniendo impulsos específicos de cientos de miles de segundos.

2.2 Propulsores Eléctricos

Los propulsores eléctricos [18] se dividen en tres categorías principalmente, dependiendo de la manera física que se usa para poder acelerar las partículas que salen de la nave espacial, las cuales son:

1. Propulsión electrotérmica: el propelente es calentado por algún proceso eléctrico y después es expandido adecuadamente por una boquilla.
2. Propulsión electrostática: el propelente es acelerado por una aplicación directa de una fuerza electrostática.
3. Propulsión electromagnética: el propelente es acelerado por la combinación de las acciones de un campo eléctrico y magnético.

La ventaja principal de usar la propulsión eléctrica como ya se mencionó anteriormente, es que se puede acelerar hasta una velocidad muy elevada el propelente expulsado. Sin embargo, la desventaja principal es que se tiene que añadir una fuente que suministre la potencia eléctrica para los propulsores. En el caso de la propulsión química, nada más se tiene un componente funcional, el propulsor en sí. En el caso de la propulsión eléctrica se tienen dos componentes funcionales: el propulsor y una fuente de potencia eléctrica para hacerlo funcionar. Esta fuente añade una masa m_p y su relación con el nivel de potencia de operación P está dado por:

$$m_p = \alpha P = \frac{\alpha T v_e}{2\eta} = \frac{\alpha \dot{m} v_e^2}{2\eta} \quad (2.6)$$

De donde α es la masa específica de la fuente de poder, es decir la masa por unidad de potencia y η es la eficiencia con la que el propulsor convierte la potencia suministrada en potencia de propulsión que es igual a $T v_e / 2$.

Lo que se tiene que deducir de esta relación es que hay un óptimo en la cantidad de propelente requerido para el Δv y el tamaño de la fuente de poder.

2.3 Propulsión Electro-térmica

Como se mencionó anteriormente, en este tipo de propulsión se calienta eléctricamente el propelente para después ser expandido por una boquilla y así convertir la energía térmica de las moléculas en un flujo expulsado que da propulsión al vehículo. Las tres clases principales son:

1. Resistojets: El calor es transferido al propelente desde una superficie sólida, ya sea una pared o un espiral caliente.
2. Arcjets: El propelente es calentado mediante un arco eléctrico que pasa a través de él.
3. Inductivo y dispositivos calentados por radiación: Algún tipo de descarga sin electrodos o una radiación a alta frecuencia calienta el flujo.

2.3.1 Resistojets

En este tipo de propulsores se calienta una cámara especial lo más que se puede. Es en esta cámara donde se añade el propelente, de tal manera que se encuentre a una muy alta temperatura (T_1) y presión (P_1), pero con una baja velocidad (U_1). Posteriormente se pasa por una boquilla especial con una geometría adecuada, de tal manera que del otro lado de la cámara, el propelente se halle con una temperatura (T_2) y presión (P_2) más baja, pero con una mayor velocidad (U_2) como lo muestra la Figura 2.2.

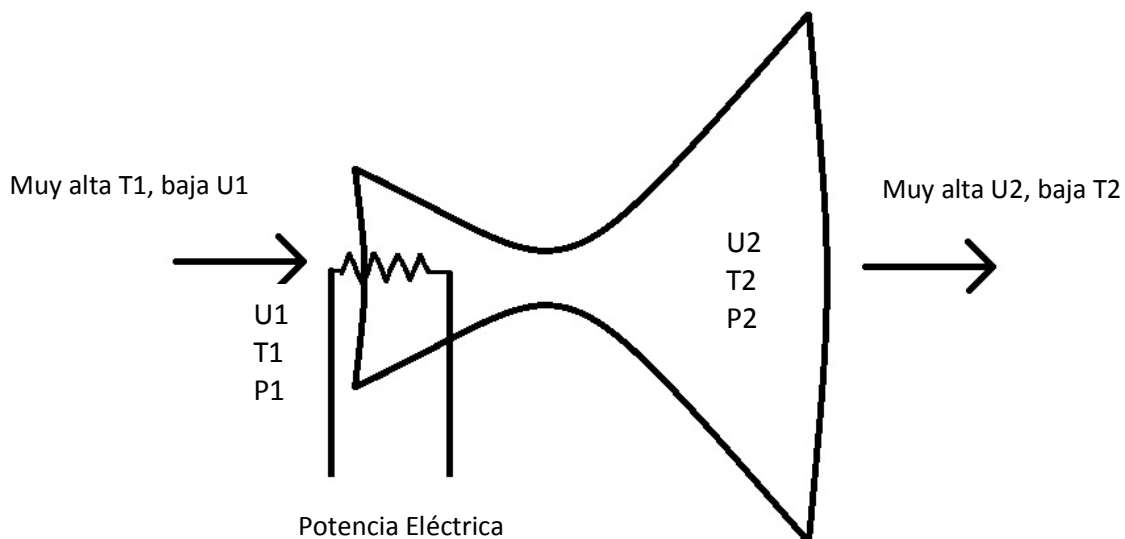


Figura 2.2 Esquemático del principio de operación de la propulsión electro-térmica

La ecuación que nos describe la dinámica de los gases en una boquilla ideal es [19]:

$$C_p T_1 + \frac{1}{2} U_1^2 = C_p T_2 + \frac{1}{2} U_2^2 \quad (2.7)$$

Donde se puede apreciar que si se expande un gas con una temperatura muy alta, se obtiene una velocidad mayor y una temperatura menor.

Sin embargo para los resitojet hay grandes problemas debido a que no todos los materiales aguantan grandes temperaturas sin dejar escapar el calor a otra parte del satélite. Es por esto que las temperaturas máximas que se pueden alcanzar son de 3000°K.

Un resistojet típico usa generalmente hidracina (N_2H_4) como su propelente y obtiene una velocidad de expulsión de 3500 m/s y un empuje de 0.3 N con una eficiencia de 80% y necesita una potencia eléctrica de aproximadamente 750 W.



Figura 2.3 Fotografía de un resistojet de hidracina [18].

Generalmente este tipo de propulsores eléctricos son usados donde hay mucha energía eléctrica suministrada por los paneles solares, es decir en los grandes satélites geoestacionarios.

2.3.2 Arcjets

Si se desea tener una velocidad mayor de las partículas que salen expulsadas del escape, se tendría que calentar el propelente a más de 10 000°k, lo cual presenta una gran dificultad en el uso de materiales que soporten tal temperatura; la manera más fácil de lograrlas es haciendo un arco eléctrico con una geometría específica.

Este arco es generado entre un ánodo y un cátodo de tal manera que la temperatura en el eje del arco es de decenas de miles de grados Kelvin. Una vez que se tiene este arco, se pasa el gas haciéndolo girar en espiral alrededor del eje del arco para después ser expulsado por el escape con una velocidad de decenas de miles de metros por segundo como se muestra en la Figura 2.4.

La corriente que se usa es directa y por lo regular es del orden de unas decenas de amperes. Comúnmente se ha usado hidracina como propelente y operan con una potencia de 1.5 kW, con una velocidad de escape entre 5000 y 6000 m/s, una eficiencia del 40% y con la desventaja que funcionan con unos 100 V, voltaje que no está disponible directamente del bus de potencia del satélite. Por lo cual es necesario tener unidades de

potencia dedicadas para obtener el voltaje y la corriente necesaria. Sin embargo, la masa de esta unidad en específico puede ser mayor que la masa del sistema de propulsión. Otra desventaja de los arcjet son los problemas de erosión en los electrodos y el tiempo de vida útil de los componentes, los cuales han retrasado su uso en el espacio.

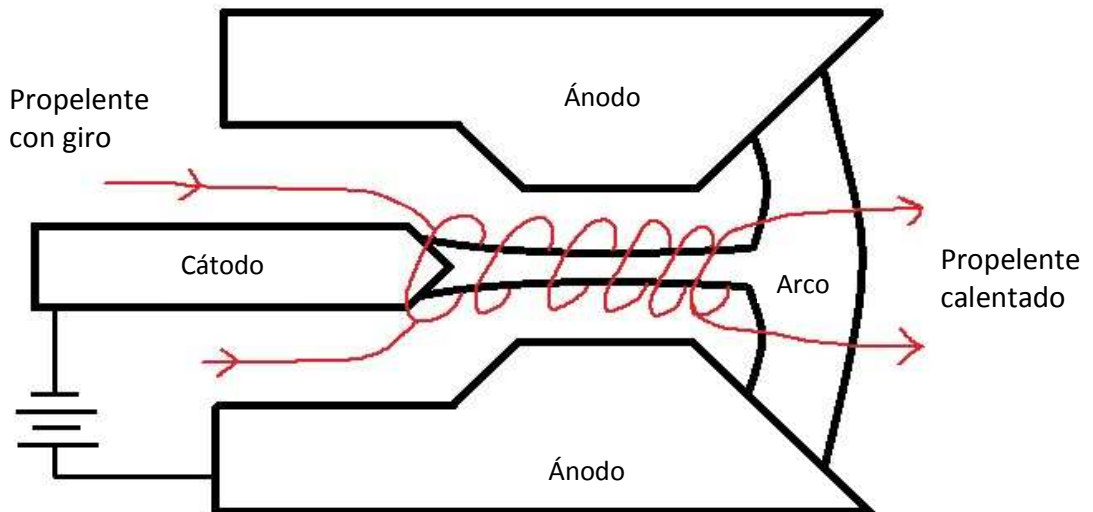


Figura 2.4 Esquemático del principio de funcionamiento de un arcjet.

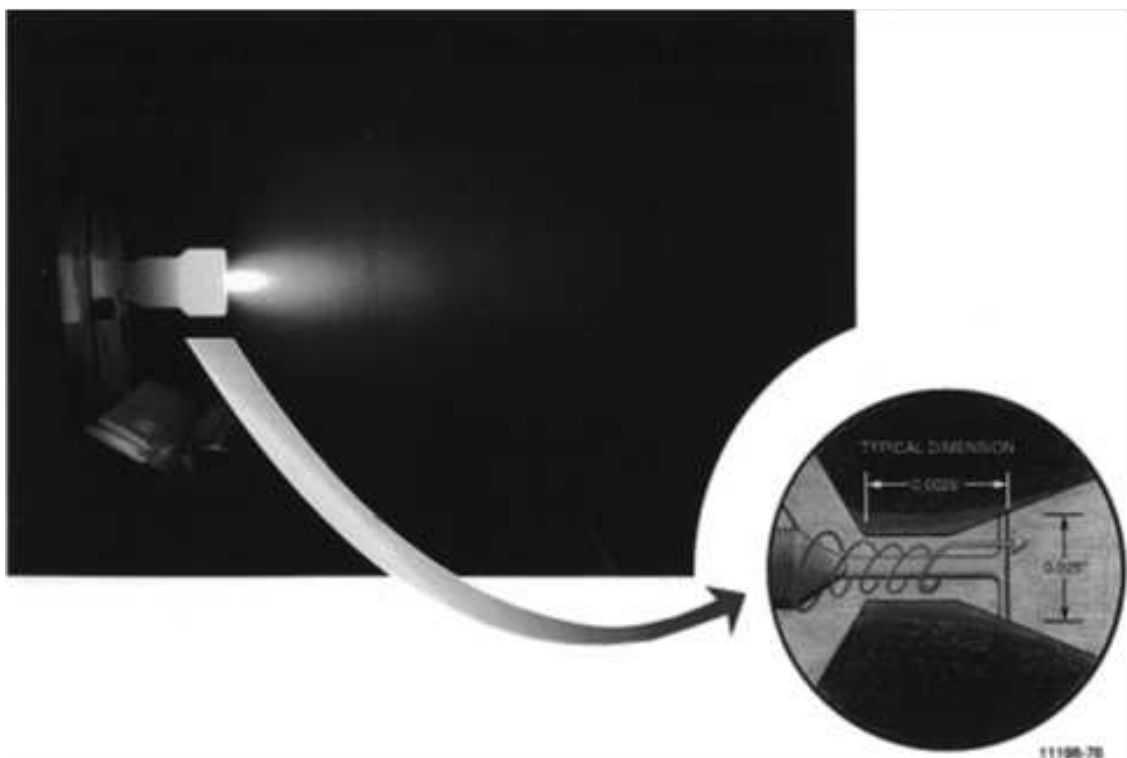


Figura 2.5 Fotografía y esquemático de un arcjet de 1.5 kW en operación [18].

2.3.3 Inductivo y dispositivos calentados por radiación

Los electrodos que usan los arcjet son propensos a fallas por la alta corriente que circula entre ellos por lo que se pensó en otras maneras de llevar a cabo la misma tarea pero sin tener que usar ningún electrodo. Ha habido diversas maneras de calentar al propelente, como por ejemplo utilizando campos electromagnéticos oscilantes y si esto se lleva a cabo a lo largo de un canal, se habla de los propulsores inductivos. Los aceleradores que usan radio frecuencia (RF) para lograr su meta se han empezado a usar recientemente debido a la mejora de su baja eficiencia para generar las ondas.

Hoy en día, gracias a los avances tecnológicos en el proceso de potencia con estado sólido, hay propulsores de RF con hidrógeno o nitrógeno con velocidades de escape de 4000 a 12,000 m/s y con eficiencias de hasta el 60%, excluyendo la eficiencia de la fuente de microondas que sigue siendo baja. Lo interesante de este tipo de propulsores es que a pesar que se han desarrollado para potencias del orden de los kW, es posible reducirlos fácilmente hasta prototipos eficientes de 100 W.

2.4 Propulsión Electrostática

La dificultad de controlar grandes temperaturas y el hecho de que la duración de vida de los componentes es muy limitada debido al gran estrés al que éstos son sometidos en la propulsión electro-térmica, llevaron al estudio de la propulsión electrostática donde estos problemas pueden ser evitados si el propelente es acelerado directamente por la aplicación de una fuerza de cuerpo externo.

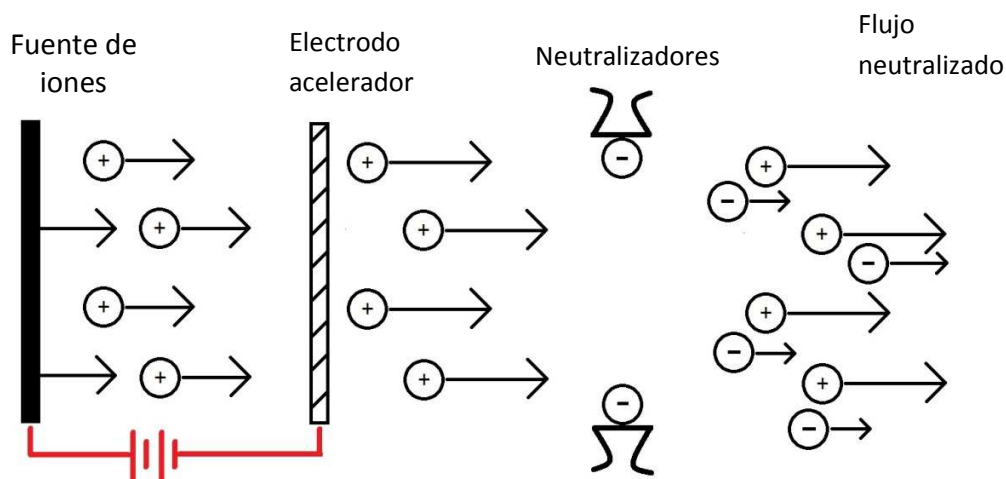


Figura 2.6 Esquemático de un propulsor iónico

Los primeros propulsores que se hicieron fueron los propulsores iónicos, que funcionan acelerando con un campo eléctrico a iones atómicos y después son neutralizados por un flujo igualitario de electrones libres para que el flujo total de iones y electrones sea

eléctricamente neutro. La rapidez que alcanzan de los iones, no solamente está determinado por el voltaje existente entre la placa donde se generan los iones y el plano donde se neutralizan, sino que también tiene que ver la razón de carga-masa de los átomos empleados.

La velocidad que se puede alcanzar con este tipo de propulsión es arriba de 10^5 m/s y ya que la masa de la unidad de potencia es muy grande, se usan principalmente para misiones interplanetarias y misiones cercanas a la Tierra. Un problema que puede surgir con este tipo de propulsores es que la densidad de propulsión por espacio-carga es muy limitada debido a las distorsiones del patrón del campo eléctrico aplicado.

De acuerdo con Jahn [18], se tiene la ecuación que nos da la corriente máxima de iones que pueden pasar por una separación d en una dimensión con un voltaje aplicado V , una permeabilidad eléctrica ϵ , y un relación carga-masa q/M .

$$j = \frac{4\epsilon}{9} \left(\frac{2q}{M} \right)^{1/2} \frac{V^{3/2}}{d^2} \quad (2.8)$$

Ahora bien, si dividimos el empuje T del propulsor por unidad de área A , obtenemos la densidad de empuje.

$$\frac{T}{A} = \frac{\dot{m}v_e}{A} \quad (2.9)$$

Se sabe que la masa que es expulsada del cohete, por unidad de área está dada por el flujo total de iones que sale, j , multiplicada por la relación M/q .

$$\frac{\dot{m}}{A} = j \frac{M}{q} \quad (2.10)$$

También se puede deducir que la rapidez con la que sale el flujo está dada por (2.11).

$$v_e = \left(\frac{2qV}{M} \right)^{1/2} \quad (2.11)$$

Finalmente, sustituyendo (2.10) y (2.11) en (2.8) obtenemos:

$$\frac{T}{A} = \frac{8\epsilon}{9} \left(\frac{V}{d} \right)^2 \quad (2.12)$$

Por lo que la densidad de propulsión que se puede obtener es de unos cuantos newtons por metro cuadrado con una potencia de 10^5 W por metro cuadrado. Sin embargo, la ventaja de este tipo de propulsión es que la eficiencia está limitada principalmente por la manera en que se puedan preparar los iones, lo que es posible lograr con una muy buena

eficiencia. No obstante, se requiere de una gran unidad de procesamiento de poder y por esta razón se tiene que llegar a un buen compromiso entre la rapidez de expulsión, la densidad de propulsión, la eficiencia y la masa específica del sistema de potencia.

2.4.1 Propulsores iónicos

El principio de operación de los propulsores iónicos es usar campos electrostáticos para acelerar iones positivos a grandes velocidades. Se tiene una cámara donde es inyectado un tipo de propelente, que generalmente puede ser Xenón, Argón, Kriptón, Mercurio o Cesio. A esta misma cámara se le inyectan electrones provenientes de un cátodo, de tal manera que su colisión con un átomo del gas le arranque un electrón al gas de su capa de valencia haciendo que éste quede cargando positivamente.

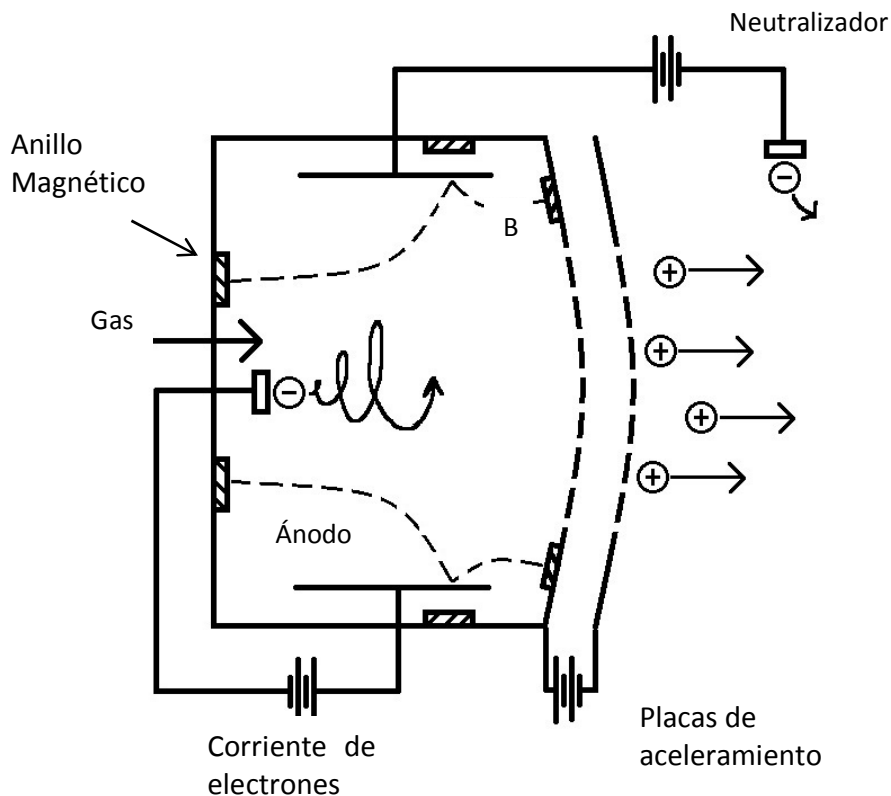


Figura 2.7 Propulsor iónico

Puesto que la trayectoria normal de los electrones que son inyectados a la cámara es de cátodo a ánodo, se tiene que generar un campo magnético adecuado para hacer que los electrones se queden en la cámara el mayor tiempo posible antes que sean recolectados por el ánodo. Con esto hacemos que la eficiencia de ionización sea muy alta. Posteriormente los electrones que son recolectados en el ánodo, son usados en la última etapa para neutralizar a los iones positivos.

Los iones que obtenemos de la cámara principal son dirigidos hacia dos placas paralelas que tienen un potencial específico para repeler electrones, es entre estas dos placas donde los iones son acelerados a grandes velocidades y a la salida son neutralizados por el haz de electrones provenientes del neutralizador. Este tipo de propulsores generan los iones por el método conocido como descarga de bombardeo de electrones. Sin embargo, hay otros dos métodos para generar iones: ionización por el contacto de una superficie Cesio-Tungsteno o una descarga de RF.

La generación por contacto se basa en la diferencia entre la función de trabajo electrónica de una superficie de metal y el potencial de ionización de un vapor alcalino. Debido a que hay muy pocos elementos químicos que cumplan con esta diferencia de potencial positiva, no es muy común encontrar propulsores de este tipo y los pocos que hay usan generalmente Cesio y Tungsteno. Por último, la generación de iones mediante RF es muy similar al bombardeo de electrones con la diferencia de que en RF la descarga es inductiva y no de corriente directa. Sin embargo el sistema de potencia se complica debido a que debe de llevar un módulo de más para la RF.

Por lo general, este tipo de propulsores tiene una vida útil de más de 20,000 horas, con una divergencia en el haz de menos de 20°, una eficiencia del 65%, una velocidad de aproximadamente 30,000 m/s con niveles de potencia que varían desde 200 hasta los 4000 W. La masa de la unidad de potencia es de aproximadamente 10kg/kW.

2.4.2 Propulsión Eléctrica por Emisión por Efecto de Campo (PEEEC)

Como se describió en los párrafos anteriores, la complejidad de los propulsores iónicos es muy grande, desde las fuentes de bombardeo de los iones, pasando por las rejillas de enfoque para que el haz no diverja en más de 30°, los electro-imanés y las demás partes descritas se pueden remover del sistema si solamente se necesitan impulsos pequeños, que no excedan de minutos. Para lograr esto, se tiene la siguiente configuración.

El contenedor tiene un metal, el cual es calentado de tal forma que éste se encuentre en estado líquido mojando todo el contenedor. En un extremo hay una especie de cono de Taylor, donde es aplicado un gran voltaje de tal manera que el líquido que se encuentre en la punta del cono sea ionizado por el fenómeno conocido como emisión por efecto de campo. El voltaje aplicado tiene que ser mayor que la función de trabajo del elemento químico que se encuentre en la punta para que pueda ser ionizado y repelido a grandes velocidades. Posteriormente se necesita de un neutralizador para obtener una carga neutra final del haz.

Generalmente se usa Cesio como elemento químico debido a que es un metal con un número atómico grande (55), su punto de fusión es de aproximadamente 28°C. Para voltajes de extracción de 10kV, se obtienen velocidades de expulsión de 100 000 m/s y la eficiencia es cercana al 100%. Sin embargo la relación de potencia-empuje es de 16μN/W.

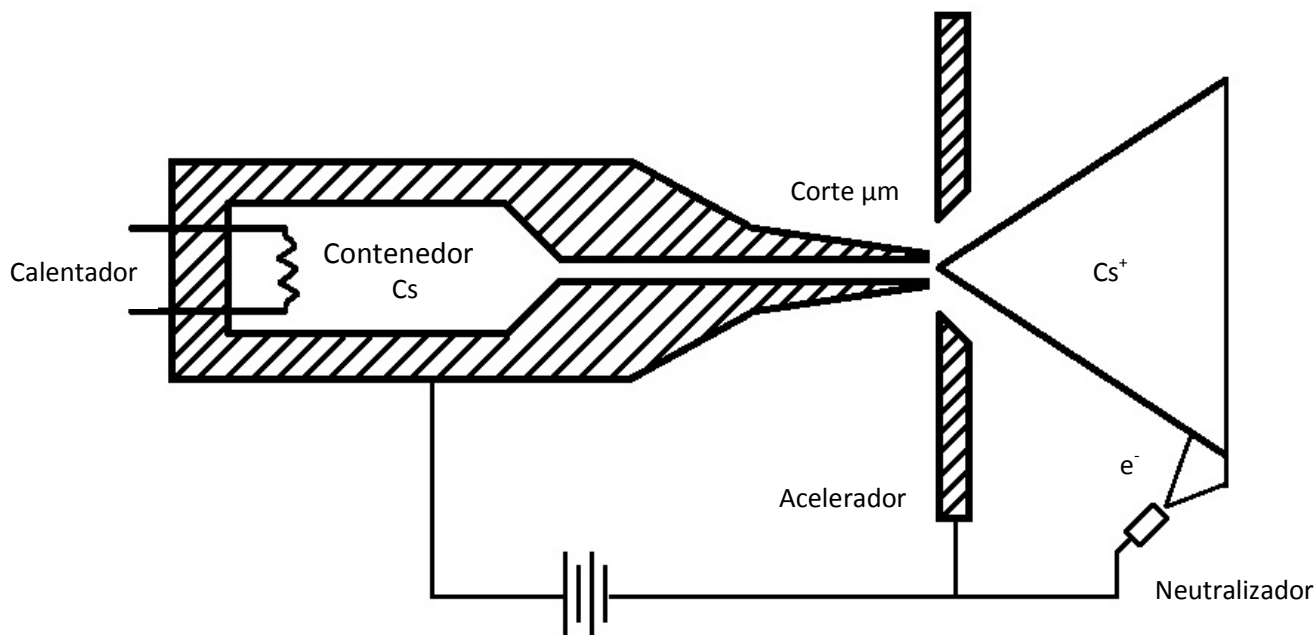


Figura 2.8 Esquemático de un PEEEC

2.4.3 Propulsores Coloidales

Otra manera diferente para crear un propulsor siguiendo la misma línea que el PEEEC pero usando un propelente y voltajes más adecuados para el espacio es utilizar un propulsor coloidal. La mecánica de emisión en este tipo de propulsores [20] es conocida como electro-sprays donde gotas cargadas son expulsadas de una figura cónica que se encuentra bajo el efecto de un campo eléctrico. A pesar que el principio de operación es muy similar a los PEEEC, se tiene una diferencia muy importante. En el caso de los propulsores coloidales, es posible expulsar gotas cargadas, iones o bien, una mezcla de los dos. Generalmente se requieren voltajes de alrededor de 1.5kV.

Si se decide usar solamente gotas cargadas se tendrá la característica que el impulso específico será bajo porque las gotas tienen baja carga específica. Sin embargo, si se desea obtener un gran impulso específico, también se tendrá que extraer iones de la superficie líquida del propelente. Históricamente, el propelente utilizado es glicerol, y su eficiencia varía del 80% al 90%. Sin embargo hoy se usan líquidos iónicos porque tienen la propiedad de tener una alta conductividad y de no dejar residuos en la punta. Esto es muy importante si se piensa que el propulsor se prenderá y se apagará varias veces durante la misión, ya que al apagar al propulsor, pueden quedar partículas en la punta del emisor ocasionado un tapón lo que hace fallar al subsistema.

Este tipo de propulsores genera un bajo empuje pero con mucha precisión y el peso del sistema es muy bajo por lo que es ideal para pequeños satélites. Como se dijo en el caso

de los PEEEC, se tiene un contenedor con un líquido, y éste se mueve hacia la parte capilar a un flujo dado. Un punto importante es que las puntas capilares varían en tamaño. Si se tiene un diámetro interno muy grande, entonces se requerirá un alto voltaje y otro problema es que habrá más superficie del líquido expuesta al vacío lo que puede resultar en evaporación de la punta (pérdida de propelente) o congelamiento.

Se prefiere que las puntas capilares sean muy estrechas, del orden de 1 μm a 100 μm . Si son de este tamaño, las puntas consumirán propelente con una velocidad de 1 nl/s, generando un empuje del orden de los μN . Si se desea tener un empuje mayor, lo que se puede hacer es fabricar nano arreglos de tubos capilares de tal manera que al sumar el empuje de cada tubo, se obtenga el empuje deseado. Gracias al desarrollo de la tecnología de hoy, es posible fabricar una cantidad grande de emisores en un pequeño espacio, conservando la confiabilidad, el peso y el costo.

La física involucrada en el proceso de emisión de iones es compleja y está detalladamente explicada en [20]. Las ecuaciones más importantes que rigen al propulsor son

$$F = I \sqrt{\frac{2\Phi_B}{q/m}} \quad (2.13)$$

Que nos da el empuje obtenido a partir de la corriente emitida I , el potencial aplicado al propulsor, Φ_B y a la relación carga masa de las partículas emitidas. Como es posible medir todas las variables en tierra, se puede calcular el empuje que ocasionará una sola aguja o emisor en el espacio.

La corriente a su vez se puede definir con ayuda de otros parámetros,

$$I = f(\varepsilon) \sqrt{\frac{\gamma K Q}{\varepsilon}} \quad (2.14)$$

Donde $f(\varepsilon)$ es un factor dependiente del líquido usado como propelente que está por el orden de 2.86, γ es la tensión superficial del líquido, Q es la razón de flujo del líquido, ε es la constante dieléctrica relativa del líquido y K es la conductividad de dicho líquido.

Con estas dos expresiones se puede calcular tanto teóricamente la corriente que se generará en el emisor y también el empuje que producirá cierto potencial aplicado al propulsor. Con este último dato, que generalmente está en el orden de los μN , y dividiendo entre el peso del propelente, se puede obtener el empuje específico que por lo regular excede los 1000 segundos pero no los 3000 segundos.

Por estas razones un propulsor con posibilidades de brindar un muy buen desempeño para un micro satélite es el caso del propulsor coloidal. Está formado por una aguja de

tungsteno cuya longitud no excede los 4 cm donde se aplica el potencial eléctrico y la punta de 1cm. Un esquema de la aguja se muestra en la Figura 2.9.

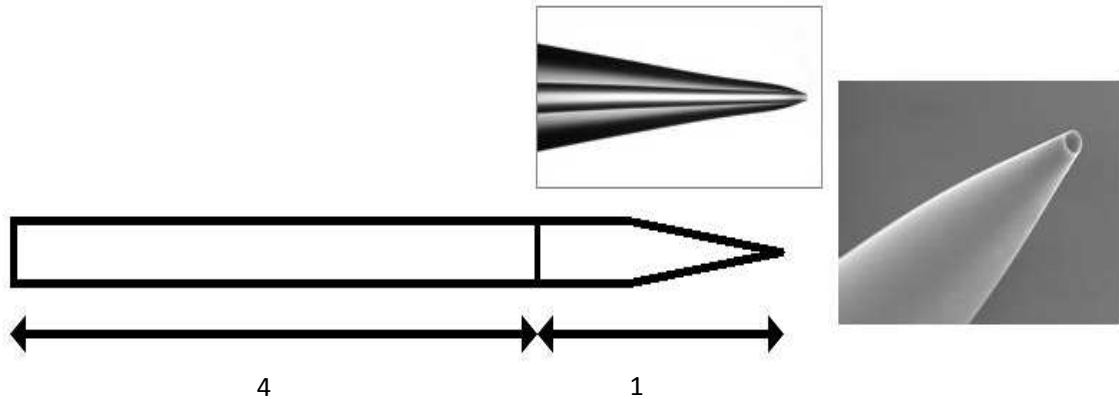


Figura 2.9 Aguja para emisión de coloides [21].

A esta única aguja se le conoce como única fuente de iones de un líquido iónico, en inglés, single Ionic Liquid Ion Source, (ILIS) ya que es la fuente de donde se obtendrán las gotas cargadas y los iones. Dependiendo del tamaño del diámetro de la aguja se tiene que aplicar un potencial diferente para obtener emisión. Es conveniente notar que el potencial que se requiere para empezar a emitir iones es un poco mayor que el que se necesita para seguir emitiendo. La ecuación está dada por Lozano [20]

$$V_{incial} = \sqrt{\frac{d_c \gamma}{2\epsilon_0}} \ln\left(\frac{4D}{d_c}\right) \quad (2.15)$$

Donde d_c es el diámetro interno de la aguja, ϵ_0 es la permeabilidad eléctrica del vacío, D es la distancia que existe del electrodo extractor y γ es la tensión superficial del líquido iónico que para el caso de ser EMI-IM, $\gamma = 0.035 \text{ N/m}$ [22].

Como se puede suponer, mientras más cerca esté el electrodo extractor de la aguja se requerirá un menor voltaje para obtener emisión y a su vez, mientras más ancha sea la punta de la aguja se tendrá que usar un mayor voltaje para obtener la primera emisión. Para observar este fenómeno fácilmente es conveniente graficar la relación (2.15), con MATLAB y los resultados se muestran en la Figura 2.10. Se puede ver que el voltaje máximo que se necesita es de 2 kV para tener una emisión a una distancia de 16 mm.

Esta aguja es porosa y se le conoce como “externally wetted”. Hay diferentes líquidos que se pueden usar para mojarla, entre éstos está la formamida (CH_3NO) cuya tensión superficial es de $\gamma = 0.058 \text{ N/m}$. Es importante elegir el líquido correcto para que cumpla con los requisitos deseados, por ejemplo, si se requiere de un impulso específico muy alto entonces un líquido con alta conductividad es recomendado.

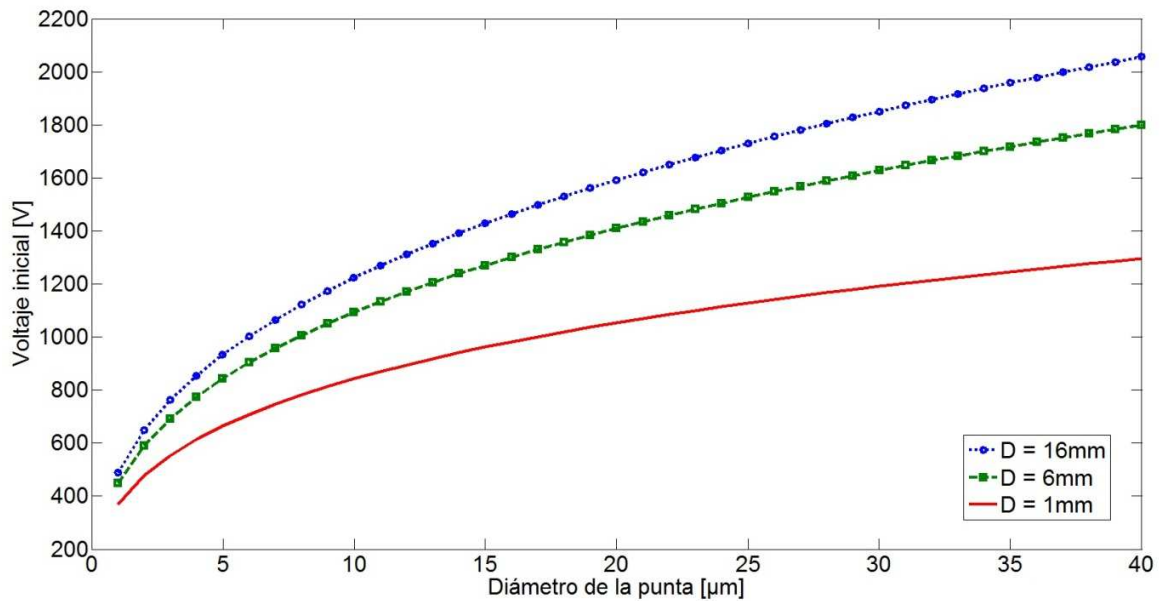


Figura 2.10 Voltaje para empezar la emisión contra el diámetro de la aguja.

Para lograr una alta conductividad se puede saturar al líquido de sales. Otra característica que deben tener todos estos líquidos usados es que no deben ser volátiles, es decir, no se deben evaporar fácilmente ya que si lo hacen, las pérdidas podrían ser muy grandes al ser expuestas al vacío. Para evitar esto se puede reducir el diámetro de la punta de tal manera que una menor cantidad del líquido esté expuesto al vacío, la desventaja es que se tapan la aguja al tener un orificio demasiado pequeño.

Por muchos años se usó formamida porque cumple con estos dos requisitos. Sin embargo su desventaja principal es que si se llega a apagar el propulsor en el espacio en un momento dado, debido a su presión intrínseca quedará algo en la punta del emisor. Lo que se quede se evaporará dejando sales en la punta y ocasionando que se tape cuando se quiera volver a activar el propulsor. A pesar de que hay métodos para compensar este problema, esas soluciones generan más costo, volumen y masa.

Para evitar este tipo de problemas se usan líquidos iónicos que son líquidos a partir de la temperatura ambiente con alta conductividad que a su vez es dependiente de la temperatura y su presión de vapor es cero por lo que el propulsor se puede prender y apagar sin problema alguno ya que no quedará nada en la punta del emisor. Uno de estos líquidos iónicos es 1-Ethyl-3-Methyl-Imidazolium Tetrafluoroborate ($C_6H_{11}BF_4N_2$) o bien EMI-BF₄ con $\gamma = 0.052 \text{ N/m}$.

El líquido con las características más adecuadas para un propulsor es el BMI-IM (1-butyl-3-methylimidazolium bis(trifluoromethylsulfonyl)imide). Con 2.1mS/cm de conductividad así como el no ser volátil y no dejar residuos en la punta de la aguja en caso de que se apague el propulsor. La fórmula química empírica es $C_{10}H_{15}F_6N_3O_4S_2$ y su representación está dada por la Figura 2.11 [22]

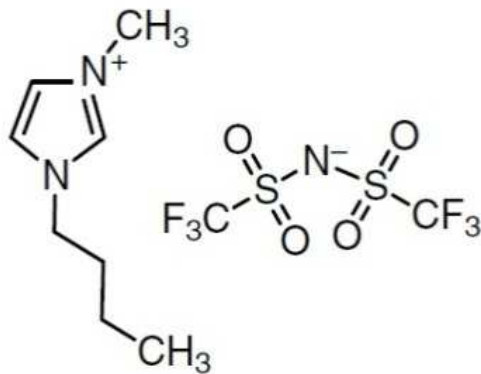


Figura 2.11 EMI-IM

2.5 Propulsión Electromagnética

Este tipo de propulsión consiste en aplicar un campo eléctrico y un campo magnético en el mismo punto de un canal donde pasa un fluido cargado para así generar la fuerza de aceleración del cuerpo.

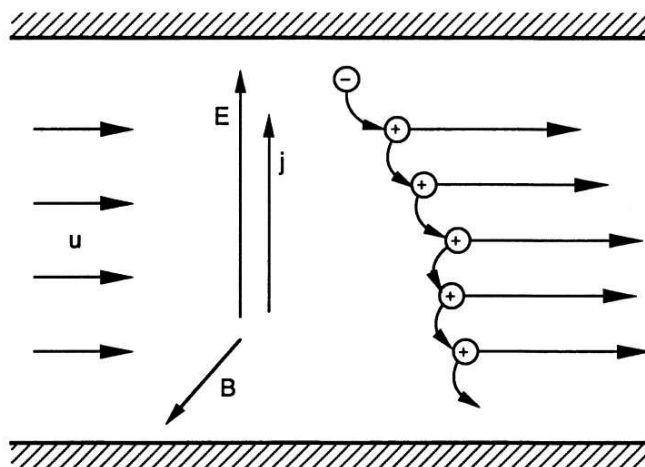


Figura 2.12 Propulsión electromagnética

Como se puede observar en la Figura 2.12, se tiene un canal por donde pasa un fluido eléctricamente conductor, gases ionizados, con una velocidad u . Sobre este mismo canal se aplica un campo eléctrico E y un campo magnético B , perpendiculares entre sí, y a la vez perpendiculares a u . La densidad de corriente j , conducida por el campo E , interactúa con el campo B para proveer la fuerza que acelera al fluido a lo largo del canal.

$$f = j \times B \quad (2.16)$$

Otra manera de explicar el mismo fenómeno es estudiando a las partículas que en su intento por seguir al campo eléctrico son desviadas a lo largo del canal por el efecto del campo magnético. Es muy importante observar que a nivel macroscópico, el fluido es neutro por lo que no tiene restricción alguna en el flujo de masa por las limitaciones de espacio-carga como es el caso de los propulsores electrostáticos.

La ventaja principal sobre los propulsores electro-térmicos es que la velocidad del escape es mucho mayor y sobre los propulsores electrostáticos es que la densidad de impulso es más grande. Sin embargo, la complejidad es fenomenal y son muy difíciles de resolver analíticamente. Existen muchas configuraciones debido a que este tipo de propulsores son muy versátiles en el sentido que los campos pueden ser estables, pulsados, alternados. Los campos magnéticos pueden ser aplicados externamente o inducidos por corrientes, hay muchos tipos de propelente que pueden ser usados, líquidos y sólidos así como diferentes geometrías del canal y diferentes modos de entrega de la potencia eléctrica necesaria. A pesar de la versatilidad, sólo tres configuraciones han sido estudiadas a fondo e implementadas tecnológicamente.

2.5.1 Propulsores Magneto-plasma-dinámicos (PMPD)

En este caso, se tiene un canal al cual se le inyecta un gas. Dentro de este canal también se encuentra un cátodo que está rodeado por un ánodo de tal manera que se polarizan para obtener un campo eléctrico muy grande en el interior del canal. Cuando el propelente gaseoso entra al canal, se encuentra con ese campo eléctrico muy grande el cual ocasiona que se ionice. Si la corriente de arco es suficientemente grande, su campo magnético interactuará con los iones, acelerándolos a través del canal y comprimiéndolos hacia la línea central. Una vez que se tiene el gas extremadamente ionizado (plasma) y comprimido al final del canal, se hace pasar por otra etapa de expansión y de aceleración para conseguir las velocidades deseadas.

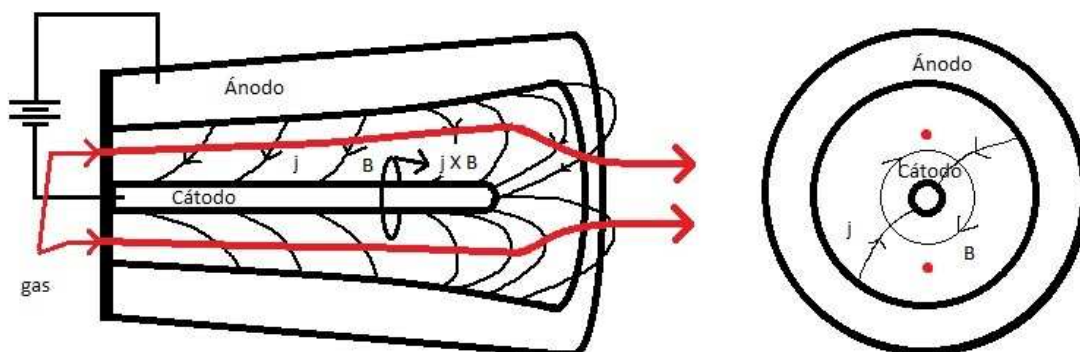


Figura 2.13 Propulsor Magnetoplasmadínámico.

La ecuación que nos da la relación de propulsión es la siguiente [18]

$$T = \frac{\mu J^2}{4\pi} \left(\ln \frac{r_a}{r_c} + A \right) \quad (2.17)$$

T = empuje total

μ = permeabilidad magnética de vacío

J = corriente total del arco

$r_a r_c$ = radio efectivo de la unión del arco con el ánodo y cátodo

A = depende de los detalles de unión del arco, generalmente es la unidad.

La vida útil de estos dispositivos está limitada por la erosión de los componentes, sobre todo por la evaporación del material del cátodo, mientras que el rendimiento está limitado por las pérdidas relacionadas con la ionización y las pérdidas que se dan en los electrodos. Es muy probable que haya turbulencia de plasma debido al exceso de ionización y de calentamiento. Es decir que el propulsor debe funcionar en un rango de potencia adecuado. El límite inferior está dado por la energía necesaria para ionizar todo el propelente y la relación de pérdidas en los electrodos. Por otra parte el límite superior está dado por la tolerancia de la tasa de erosión, las inestabilidades producidas por el plasma o simplemente por la potencia disponible a bordo de la plataforma satelital.

Para un MPD se pueden obtener impulsos en el rango de 1500 a 8000 segundos con eficiencias de alrededor de 40% con potencias de más de 100 kW, para potencias más pequeñas se tiene una eficiencia del 30% ya que el campo magnético auto-inducido apenas provee la fuerza necesaria para acelerar al plasma. En estos casos es necesario usar campos magnéticos externos para compensar esta deficiencia.

Si se operara el propulsor con megawatts, potencia que todavía no está disponible en el espacio, se obtendría generalmente una densidad de empuje de alrededor de 10^5 N/m² por lo que este tipo de propulsores serían atractivos para misiones tripuladas a Marte o a cualquier otro planeta. Una variante de estos propulsores que emplea menos potencia, 200 kW, es un acelerador que usa litio llamado el acelerador de fuerza de Lorentz. La ventaja principal es que no erosiona los cátodos, con una eficiencia de 48%, un impulso específico I_s de 4000 segundos y un empuje de 12.5N haciéndolo uno de los propulsores eléctricos que maneja más potencia, por lo que es ideal para misiones interplanetarias con potencia nuclear así como para cargas muy pesadas.

2.5.2 Propulsores Hall

Si en cualquier tipo de acelerador electromagnético se tiene un campo magnético muy fuerte, la corriente que atraviesa a éste divergirá del alineamiento estricto con el campo eléctrico aplicado para obtener una componente en la dirección $E \times B$. El propelente utilizado es generalmente un gas como el Xenón.

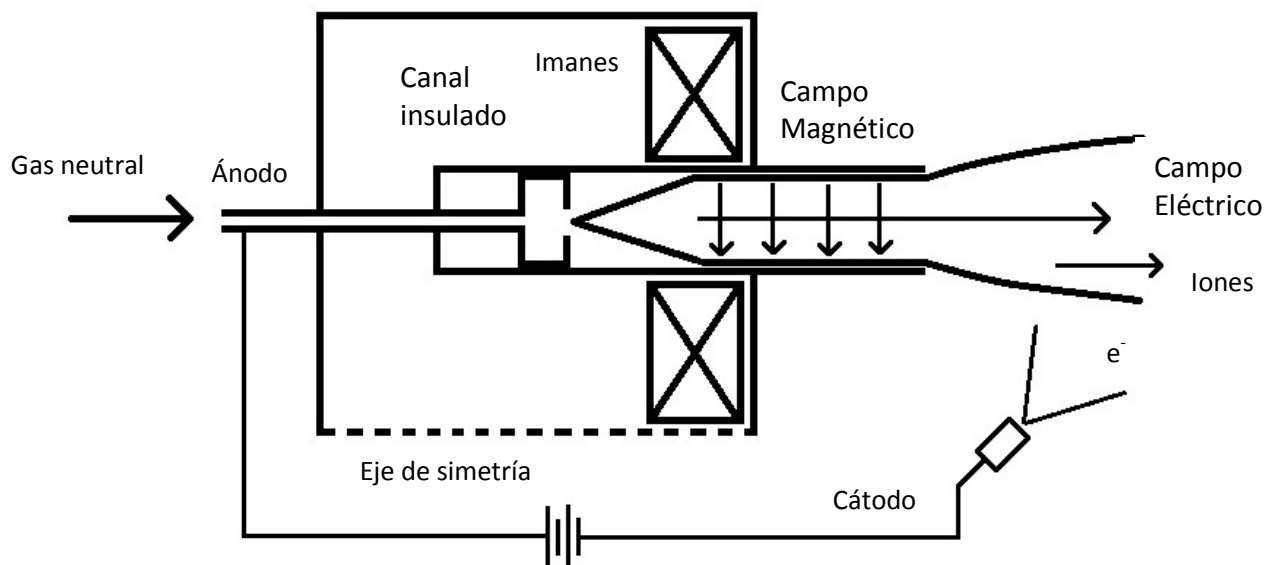


Figura 2.14 Propulsor Hall.

Debido a que los electrones que mantienen la corriente ejecutan porciones significantes de su movimiento cicloidal en los campos cruzados antes de transferir su momento a las partículas más pesadas, logran acelerarse a grandes velocidades. Es interesante comentar que la región de aceleramiento es casi neutral porque se encuentran tanto electrones e iones presentes, lo que elimina la limitación de espacio-carga y así se obtienen impulsos específicos que varían entre 1500 y 1800 segundos con una eficiencia del 50%, con un empuje de 40 mN si se aplica un voltaje de 200V. Estos propulsores tienen la desventaja de tener una gran interferencia electromagnética originada por las oscilaciones del plasma y la divergencia del haz que es típicamente de alrededor de 40° . A pesar de esto, los Rusos han volado más de 110 propulsores Hall comprobando su desempeño en el espacio y haciéndolos atractivos por su grado de confianza.

2.5.3 Propulsores Pulsados de Plasma

Una manera de ahorrar energía en los PMPD es haciéndolos trabajar por periodos cortos y así estar en el punto cuasi-estable. Si se explota esta tecnología usando pequeños sistemas de potencia para producir impulsos de alta potencia (10 MW) por muy pequeños intervalos de tiempo ($10 \mu s$), se habla de los propulsores pulsados de plasma. Para poder lograr hacer los impulsos de potencia, se almacena la energía en un banco de condensadores o de inductores y después mediante un switch rápido se pasa la energía almacenada a los electrodos.

Los primeros propulsores de este tipo en los años 60, usaban algún gas con eficiencia de alrededor de 20%, e impulsos específicos de 5000 segundos con una energía de 65 J. Sin

embargo dado que se requerían condensadores muy grandes, así como por la complejidad de las válvulas que aumentaban el peso, se discontinuó la investigación para este tipo de propulsores. No obstante, una variante que fue lanzada al espacio fue el Propulsor Pulsado de Plasma Ablativo debido a que no requería ningún tipo de válvula. En él se tiene un bloque de un polímero, generalmente teflón, empujado por un resorte, y el teflón es erosionado por pulsos de arco intermitentes que pasan por la superficie expuesta. El material que fue separado es acelerado por una combinación de expansión térmica y por campos electromagnéticos auto-inducidos.

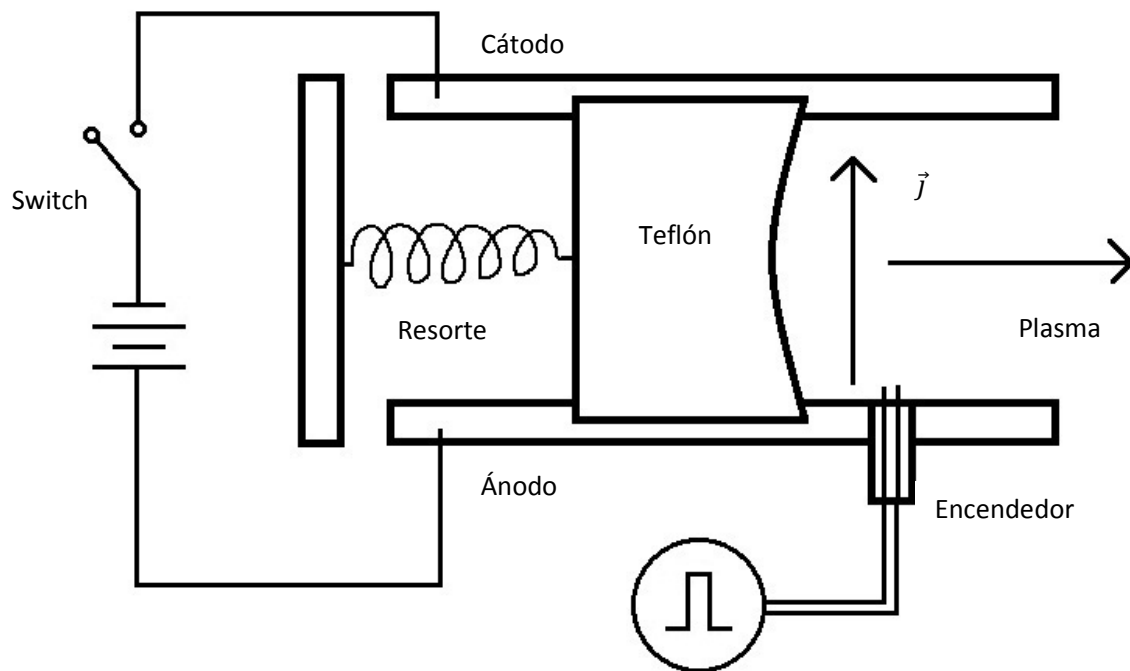


Figura 2.15 Propulsor Pulsado de Plasma [20].

La simplicidad de este tipo de propulsores, la sencillez de almacenar y alimentar el propelente hace que se encuentren frecuentemente en satélites con poca potencia disponible. Entre las desventajas principales se tiene que los propulsores que usan teflón, alcanzan solamente un rendimiento de cerca del 15% además del problema de la contaminación del vehículo espacial por el polímero erosionado y acelerado.

Hoy en día hay investigación para continuar haciendo propulsores inductivos. La motivación principal es que en la mayoría de todos los propulsores presentados anteriormente, se tiene un cátodo que es sujeto a grandes descargas por lo que la erosión es inminente y por ende, la vida útil del propulsor es muy limitada. Para poder superar esta restricción, se está analizando otra manera de acelerar el plasma sin la necesidad de usar cátodos. Las opciones más comunes que se encuentran son las descargas inductivas

pulsadas, aceleradas por ondas, aceleradores por RF y dispositivos de resonancia ciclotrón.

A pesar que se ganaría mucho al no tener un desgaste muy fuerte en los cátodos, se tiene que tomar en cuenta que este nuevo tipo de propulsores tiene una eficiencia mucho más baja en lo que concierne el acoplamiento de la circuitería exterior y el aceleramiento del plasma. Generalmente los módulos de potencia de estos propulsores son mucho más pesados y complejos, como es el caso de los propulsores térmicos inductivos. Sin embargo, gracias al avance de la tecnología, en especial a lo que se refiere al estado sólido, hay una gran posibilidad de que los propulsores inductivos se hagan más atractivos en un futuro no muy lejano.

2.6 Acondicionamiento de la potencia.

Todos los propulsores que se han descrito hasta el momento, necesitan un voltaje más alto que el disponible normalmente en el bus del satélite. Es por esto que un módulo especial de potencia es indispensable para los satélites que usen algún tipo de propulsión eléctrica. El sistema de propulsión se constituye de cinco componentes principales:

- Una computadora para controlar y monitorear el desempeño del sistema.
- Una fuente de poder, lo más común son paneles solares.
- Un contenedor para el propelente.
- El propulsor en sí.
- Una unidad de procesamiento de potencia que debe ser capaz de suministrar al propulsor los voltajes, corrientes y ciclos de trabajo necesarios para su buen desempeño.

La unidad de procesamiento de potencia tiene una influencia muy grande en el rendimiento total, confianza y lo más importante en la masa total del sistema de propulsión. Adicionalmente, cada tipo de propulsor implica un desafío único para el módulo de potencia que se tiene que resolver de la mejor manera sin comprometer el peso o cualquier otro parámetro. Por ejemplo, los propulsores iónicos necesitan varios valores de altos voltajes y corrientes debido a que los ánodos de descarga y placas de aceleramiento operan a diferentes voltajes. También se debe proteger el circuito de cortocircuitos de alto voltaje, así como del rompimiento del aislante.

En cambio, los propulsores tipo MPD requieren grandes corrientes y bajos voltajes. Para los arcjet de hidracina, se requieren 100 V, su módulo es 91% eficiente y pesa alrededor de 2.5 kg/kW. Por otro lado, para los propulsores Hall se tiene una eficiencia del módulo de potencia de aproximadamente 93%, con un peso de 10 kg/kW. Finalmente es conveniente mencionar que los propulsores del tipo resistojets, pueden operar directamente desde el bus de potencia del satélite.

Sin embargo, un problema que es común a todos los propulsores es que requieren de un mecanismo de arranque, que por obvias razones complica al circuito. Es muy importante mencionar que la gran mayoría de los propulsores eléctricos han sido desarrollados para su uso con la potencia generada por paneles solares y si se llegara a utilizar algún día la energía nuclear en los satélites, todo se tendría que reconsiderar y desarrollar de nuevo para aprovechar al máximo las fuentes de alto poder.

2.7 Aplicaciones

La motivación principal para el desarrollo de propulsores eléctricos es la conservación del propelente para misiones que requieren un gran cambio de velocidad. Sin embargo, también hay otras aplicaciones muy interesantes que son propias de la propulsión eléctrica, entre las que destacan la precisión y variabilidad de los niveles de impulso así como la posibilidad de apagar y volver a prender los propulsores y el uso de químicos pasivos como propelente.

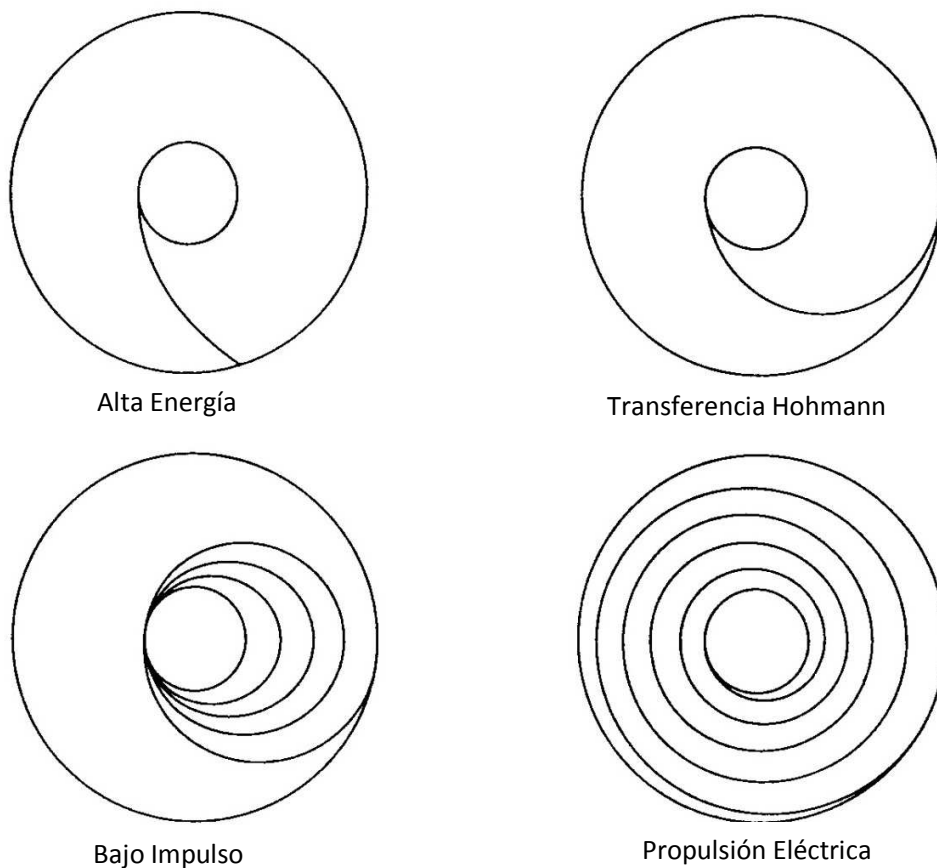


Figura 2.16 Transferencia orbital con diferentes tipos de propulsión [23].

Una desventaja principal es la necesidad de usar fuentes de poder externas muy complejas que añaden peso y reducen la vida útil del satélite en general. Como se vio en los diferentes tipos de propulsores, éstos cuentan con una densidad de impulso muy baja, lo que los hace inútiles en misiones que requieran ascenso/descenso en superficies planetarias, o para hacer una transferencia rápida de órbita. Es por esto que si se requiere hacer una transferencia orbital, se tiene que hacer poco a poco, a través de una órbita espiral como se muestra en la Figura 2.16 por lo que generalmente, la propulsión eléctrica se usa para control de altitud, mantenimiento de estación, reducción de arrastre y sobre todo en constelaciones de satélite en órbita baja donde la precisión y el ahorro de peso por parte del propelente son indispensables.

Por otro lado, para las misiones interplanetarias, la propulsión eléctrica parece ser la más adecuada debido a los grandes cambios (Δv) que se requieren y el tiempo disponible. Sin embargo, los propulsores eléctricos todavía no muestran su poder total debido a la limitación de la energía disponible en las plataformas satelitales. Ha habido intentos de llevar al espacio grandes fuentes de poder, usando energía nuclear pero por razones políticas no se ha podido concretar nada. Con estas fuentes de alta potencia los propulsores eléctricos podrían ser muy útiles en misiones interplanetarias.

A continuación se muestra un resumen de los propulsores eléctricos estudiados. Como se puede observar de la Tabla 2.1, uno de los más adecuados para un micro satélite es el coloidal porque la potencia que consume es muy baja. Sin embargo, el voltaje requerido no está disponible directamente en el bus principal de potencia. Por esta razón, es necesario hacer una unidad de procesamiento de poder, capaz de suministrar al propulsor tanto los niveles de voltaje y de corriente requeridos.

Una observación muy importante es que el empuje obtenido por un solo propulsor coloidal, es decir, una sola aguja, es muy bajo por lo que si se requiere de más empuje, habrá necesidad de hacer un arreglo de agujas. En el siguiente capítulo se abordará la unidad de procesamiento de poder para un propulsor coloidal, así como los resultados de la prueba con dicho propulsor.

Tipo de Propulsor	Potencia Requerida	Impulso específico	Tipo de propelente	Vehículos espaciales	Eficiencia
Resistojets	500 W	300 – 400 s 360 mN	Nitrógeno	1965 - Vella	50 %
Arcjets	600 – 50k W	600 - 2000 s 230 mN	Hidracina	1994 – Telstar 401	35 %
Inductivo	1000 W	500 s 300 mN	Nitrógeno	-	5 %
Propulsión Iónico	+1 kV -250 V 2.5k W	2500 – 3000 s 90 mN	Xenón	1997 - PanAmSat	65 %
PEEEP	10 kV	1000 – 3000 s 150 μ N	Cesio	LISA Pathfinder	90 %
Propulsores Coloidales	1 – 5 kV 3 μ W	1000 – 3000 s 100 μ N	Glicerol Líquido Iónico	Micro- Satélites	80 %
Magneto-plasma-dinámicos	30k – 200k W	4000 s	Litio	---	40 %
Propulsor Hall	5 k – 50k W	1500 – 3000 s 250 mN	Xenón	1971 - Rusia	50 %
Pulsados de plasma	100 W	900 – 1200 s 1 mN	Teflón	2000 - Millennium Program	5 %

Tabla 2.1 Tabla de propulsores eléctricos [19]

3 Diseño de la Unidad de Procesamiento de Poder (UPP)

El presente capítulo está dedicado al diseño de la UPP para un propulsor coloidal. Un propulsor coloidal está formado por una aguja emisora que generalmente es de Tungsteno, una placa extractora y el propelente usado comúnmente es EMI-IM. Esta aguja es mojada externamente por el propelente y el impulso específico que se puede obtener de ella es muy poco (μN). Es por esto que generalmente se usan arreglos de más de 500 agujas para obtener un impulso específico relativamente alto para un micro satélite. Sin embargo, para fines de esta tesis, nada más se considerará una sola aguja.

De acuerdo con [20], para poder hacer funcionar el propulsor coloidal, se necesitan voltajes de aproximadamente -1.6 kV para poder extraer los electrones y gotas del propelente. El siguiente es un esquema funcional desde la obtención de energía eléctrica hasta el propulsor.

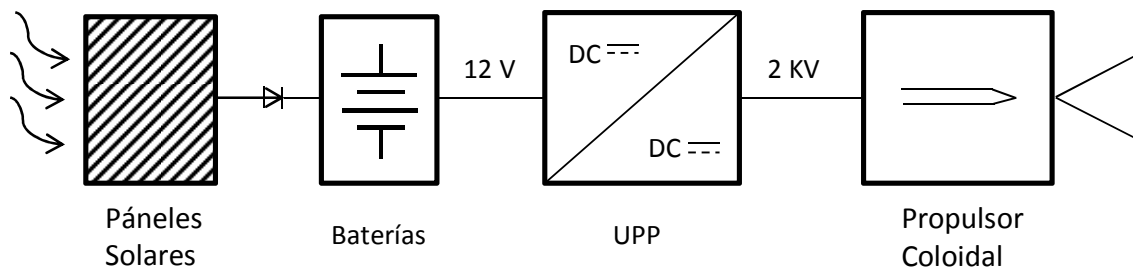


Figura 3.1 Esquema funcional de todo el sistema de potencia.

Los paneles solares proporcionan a toda la plataforma satelital energía eléctrica y es de éstos de donde se obtendrá la energía necesaria para disparar al propulsor coloidal. Los paneles solares usados en el espacio tienen que cumplir con muchos requisitos y normas por lo que se brincaré este bloque y para fines prácticos, se usará una batería de 12 V recargable por medio del suministro eléctrico doméstico o una fuente de corriente directa de 12 V que fue usada el mayor tiempo de los experimentos. El esquema funcional de la fuente se muestra en la siguiente figura.

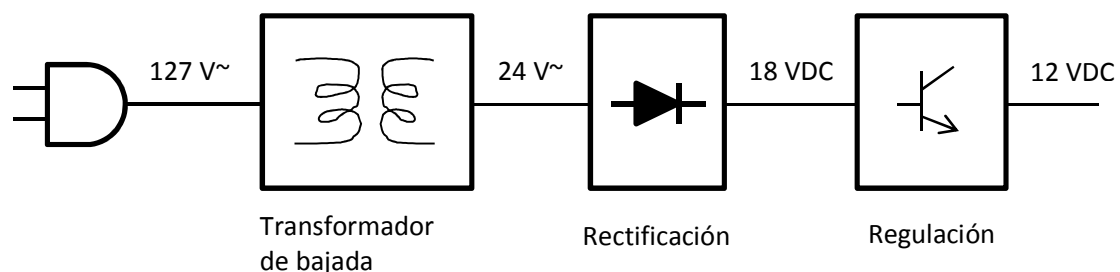


Figura 3.2 Esquema funcional de la fuente de 12 VDC .

Esta fuente fue hecha con componentes comerciales que se pueden conseguir fácilmente en el mercado nacional. Dado que la salida es fija, 12 V y la potencia máxima es de 50 W, fue usada como sustituto de la batería en la mayoría de los experimentos. El circuito, así como los componentes que se utilizaron se encuentran en el anexo A.

3.1 UPP

Una vez que se cuenta con una fuente de corriente directa de 12 V, es necesario elevar la tensión al rango de los 2000 Volts. El propulsor coloidal se caracteriza por su bajo consumo de corriente, por lo tanto, la UPP debe procesar aproximadamente 1 W. Con los siguientes requerimientos se diseñó la UPP.

V_{entrada} [V]	I_{entrada} [μA]	P_{entrada} [mW]	V_{salida} [V]	I_{salida} [μA]	P_{salida} [mW]
12	83	1	-2000	0.5	1

Tabla 3.1 Requisitos para la UPP.

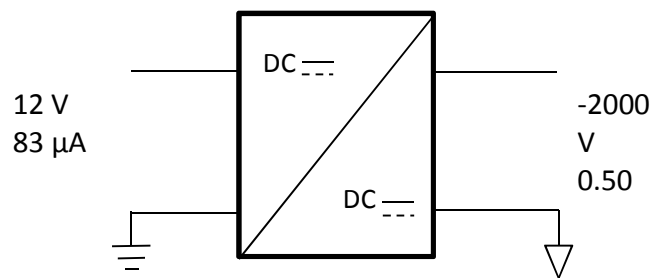


Figura 3.3 Esquema de la UPP

Puesto que se usará un alto voltaje a la salida, es conveniente tener aislamiento galvánico de tal manera de que no haya ningún camino directo entre la parte de bajo voltaje y la de alto voltaje por el cual pueda fluir alguna corriente. Los convertidores más comunes son los de tipo “Boost”, “Buck” o Mixto.

Como se puede observar de las **Figura 3.4** a **Figura 3.6**, en este tipo de convertidores hay un camino directo del voltaje de entrada al voltaje de salida por lo que puede ocasionar problemas si se trabaja con alto voltaje, porque no tienen aislamiento galvánico. Estos convertidores no serán considerados.

Los dos posibles convertidores que se pueden usar son el tipo “Forward” y “Flyback” ya que los dos cuentan con el aislamiento necesario. Para esta UPP se propondrá usar una topología “Flyback” debido a que requiere un menor número de componentes y para alimentar al propulsor coloidal es suficiente.

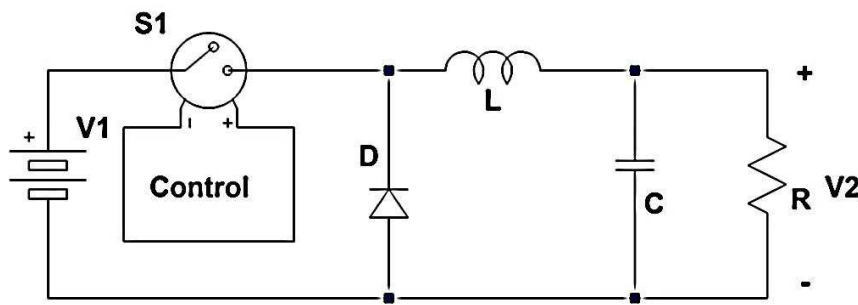


Figura 3.4 Convertidor "Buck"

$$V_2 = DV_1$$

Donde D es el ciclo de trabajo.

$$0 < D < 1$$

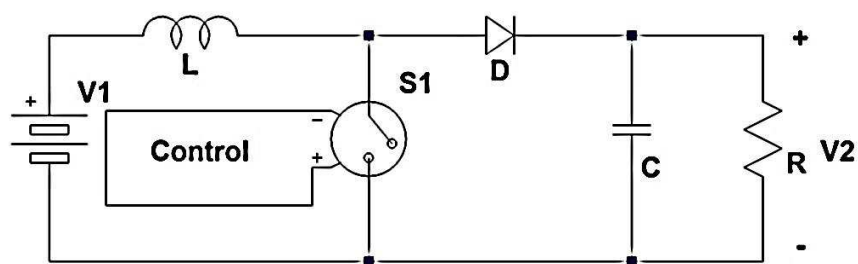


Figura 3.5 Convertidor "Boost"

$$V_2 = V_1 \frac{1}{1 - D}$$

Donde D es el ciclo de trabajo.

$$0 < D < 1$$

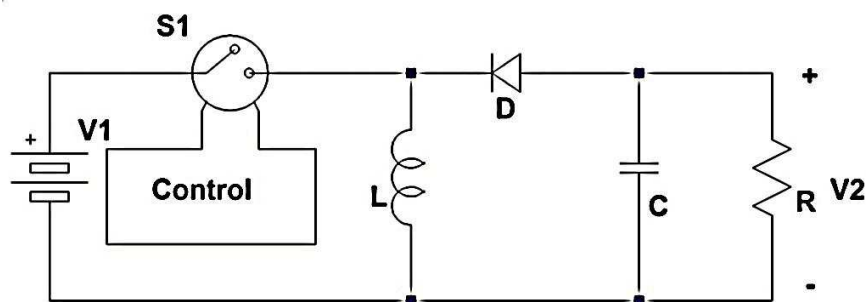


Figura 3.6 Convertidor Mixto

$$V_2 = V_1 \frac{D}{1 - D}$$

Donde D es el ciclo de trabajo.

$$0 < D < 1$$

3.1.1 Diseño del flyback

El principio de funcionamiento de un flyback como se vio en el capítulo 1, es de tipo conmutado, es decir, durante un periodo de tiempo se tiene un circuito, y durante otro periodo se tiene otro circuito. Se va conmutando entre circuito y circuito a una alta frecuencia para obtener los resultados deseados. El esquema básico de un flyback se muestra a continuación y se pueden distinguir 5 partes diferentes en este circuito: la fuente de poder, el transformador, el switch, el sistema de control y el voltaje de salida.

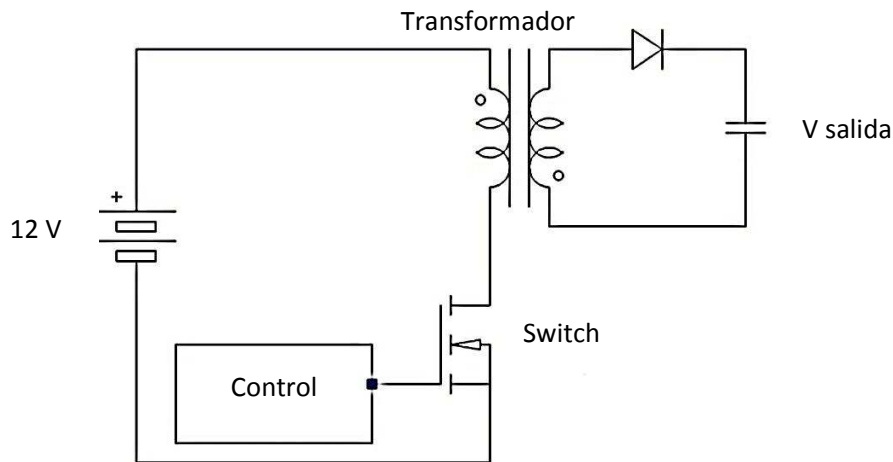


Figura 3.7 Esquema básico de un Flyback

Fuente de poder

La fuente de poder provee al circuito de un voltaje de directa y es de esta fuente de donde se obtendrá toda la energía necesaria. Puede ser sustituida por la fuente de 12 VDC o por una batería de 12 V, eventualmente, esta energía se obtendrá directamente del bus de potencia del micro satélite.

Transformador

Para la construcción de un transformador se debe considerar la teoría expuesta en el capítulo 1, como el núcleo que se puede emplear para que el ancho de banda se encuentre dentro de la frecuencia de trabajo. Generalmente se usan materiales ferromagnéticos para el núcleo, es decir, que la permeabilidad magnética de dicho material sea superior a la del vacío, con la finalidad de tener la menor cantidad de pérdidas del flujo magnético por dispersión y aumento del flujo mutuo. Por lo regular se usa hierro laminado para evitar corrientes eddy, y su permeabilidad magnética es del orden de 30,000 H/m. A pesar de su buena permeabilidad, no es conveniente usar este hierro para un flyback, debido a que su ancho de banda está en bajas frecuencias, menor a 1 kHz.

El material que más se usa para altas frecuencias, mayor a 10 kHz, es la ferrita suave, Fe_2O_3 . El término suave se refiere a la energía almacenada en la curva de histéresis, los materiales suaves tienen una delgada curva de histéresis, mientras que los duros guardan su momento magnético por más tiempo y mayor intensidad. La ferrita suave además de tener una permeabilidad magnética elevada $\mu = 2000 \text{ H/m}$, su curva de histéresis les permite trabajar a altas frecuencias como lo muestra la **Figura 3.8**. Con las relaciones de voltaje y corriente, se puede calcular el número de vueltas necesarias en el devanado primario y secundario para obtener los requisitos de la Tabla 3.2.

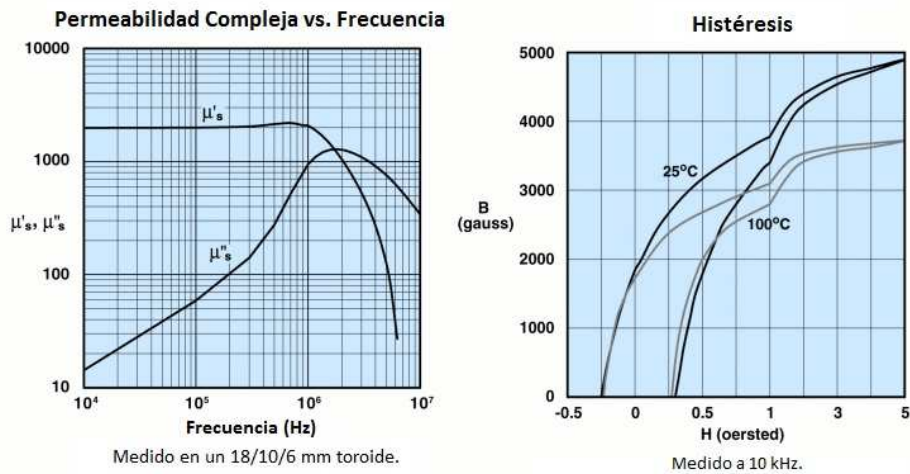


Figura 3.8 Características de la ferrita [24].

Vs máx.	Is mín.	Vp	a (Vp/Vs)	Ip (Is/a)	f
3000 V	200 nA	12 V	250	2 pA	10 kHz

Tabla 3.2 Requisitos para el transformador

Para calcular el número de vueltas se usará el método de Louail [25]. Para embobinar el transformador en una primera instancia, se utilizó un núcleo de hierro laminado cuadrado con un área de 0.36 cm^2 .

$$Potencia = \frac{Area^2}{1.1} = \frac{0.36^2}{1.1} = 118 \text{ mW}$$

$$I_s = \frac{P}{V_s} = \frac{118m}{3000} = 40\mu A \quad (\text{máx})$$

$$I_p = \frac{P}{V_p} = \frac{118m}{12} = 10mA$$

$$N_p = \frac{V_p}{f * Area * 440 * 10^{-6}} = \frac{12}{10k * 0.36 * 440 * 10^{-6}} = \frac{12}{1.584} = 7.57 = 8 \text{ vueltas}$$

$$N_s = \frac{V_s}{f * Area * 440 * 10^{-6}} = \frac{3000}{10k * 0.36 * 440 * 10^{-6}} = \frac{3000}{1.584} = 1894 \text{ vueltas}$$

$$Calibre_p = \frac{I_p}{4} = \frac{10m}{4} = 0.0025 \text{ mm}^2$$

$$Calibre_s = \frac{I_s}{4} = \frac{40\mu}{4} = 0.00001 \text{ mm}^2$$

AWG	Ø [Pulg]	Ø [mm]	Ø [mm ²]	AWG	Ø [Pulg]	Ø [mm]	Ø [mm ²]
6/0 = 000000	0.580	14.73	170.30	18	0.0403	1.02	0.823
5/0 = 00000	0.517	13.12	135.10	19	0.0359	0.912	0.653
4/0 = 0000	0.460	11.7	107	20	0.0320	0.812	0.518
3/0 = 000	0.410	10.4	85.0	21	0.0285	0.723	0.410
2/0 = 00	0.365	9.26	67.4	22	0.0253	0.644	0.326
1/0 = 0	0.325	8.25	53.5	23	0.0226	0.573	0.258
1	0.289	7.35	42.4	24	0.0201	0.511	0.205
2	0.258	6.54	33.6	25	0.0179	0.455	0.162
3	0.229	5.83	26.7	26	0.0159	0.405	0.129
4	0.204	5.19	21.1	27	0.0142	0.361	0.102
5	0.182	4.62	16.8	28	0.0126	0.321	0.0810
6	0.162	4.11	13.3	29	0.0113	0.286	0.0642
7	0.144	3.66	10.5	30	0.0100	0.255	0.0509
8	0.128	3.26	8.36	31	0.00893	0.227	0.0404
9	0.114	2.91	6.63	32	0.00795	0.202	0.0320
10	0.102	2.59	5.26	33	0.00708	0.180	0.0254
11	0.0907	2.30	4.17	34	0.00631	0.160	0.0201
12	0.0808	2.05	3.31	35	0.00562	0.143	0.0160
13	0.0720	1.83	2.62	36	0.00500	0.127	0.0127
14	0.0641	1.63	2.08	37	0.00445	0.113	0.0100
15	0.0571	1.45	1.65	38	0.00397	0.101	0.00797
16	0.0508	1.29	1.31	39	0.00353	0.0897	0.00632
17	0.0453	1.15	1.04	40	0.00314	0.0799	0.00501

Tabla 3.3 Conversión de mm² a AWG

De acuerdo con la Tabla 3.3, el calibre AWG es menor a 40, por lo que se decidió emplear el calibre más delgado, AWG = 40 para el embobinado de secundario y calibre 32 para el embobinado de primario. Como el lado del secundario estará a alto voltaje, entre vuelta y vuelta se tiene que poner un dieléctrico para aislar cada vuelta. El dieléctrico usado es un plástico para alto voltaje. La Figura 3.9 muestra la construcción del transformador con los cálculos obtenidos.

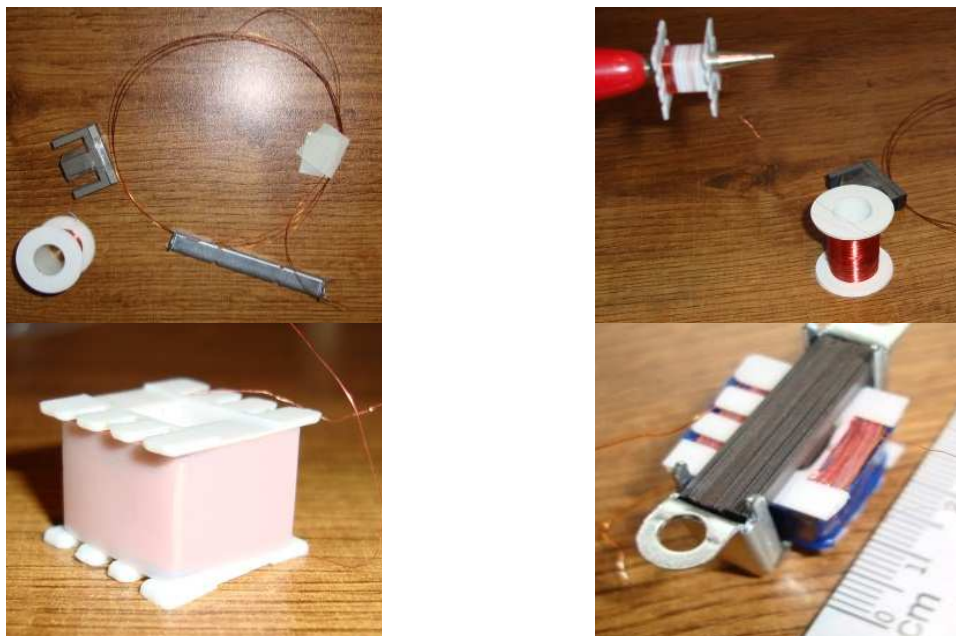


Figura 3.9 Construcción de un transformador tipo flyback.

El transformador fue probado con una señal senoidal a bajas frecuencias la cual era elevada por un factor de 100 aproximadamente. Sin embargo, debido a que no se consiguió un núcleo de ferrita en el mercado mexicano, el ancho de banda estaba muy limitado y no funcionaba para altas frecuencias por la ubicación de los polos.

Es por esto que se decidió utilizar un transformador ya hecho de alto voltaje, un transformador tipo flyback FBB-1745AL 2859-078-010 con núcleo de ferrita y con un diodo rápido de alto voltaje a la salida cuyo diagrama se muestra en la siguiente figura.

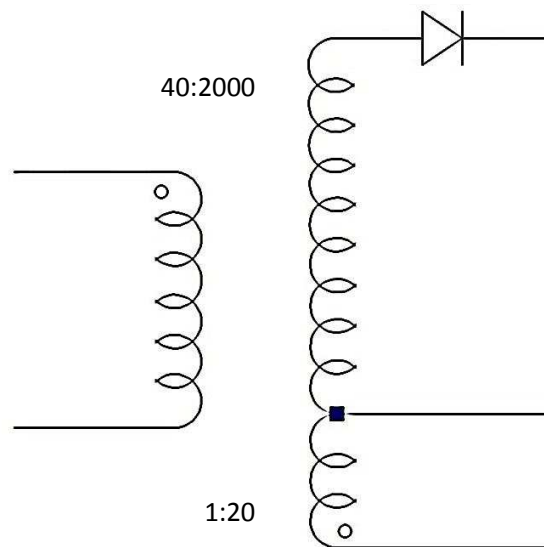


Figura 3.10 Diagrama del FBB-1745AL

La ventaja de usar el transformador FBB-1745AL es que la potencia máxima que puede manejar es aproximadamente 200 W, tiene un diodo de conmutación rápida de alto voltaje a la salida y posee un tercer cable en el devanado secundario, de tal manera que se puede obtener una referencia de bajo voltaje en la parte secundaria del transformador. Las desventajas son el tamaño, peso y la cantidad de corriente que necesita para funcionar. En vez de ser del orden de 2cm X 2 cm X 2cm es del orden de 5cm X 6cm X 7cm, también aumenta el peso en un 200%. A continuación se muestran las pérdidas medidas en el transformador.

Vp [V]	Ip [mA]	Pp [mW]	Vs	Is [na]	Ps [mW]
12	50	600	2000	200	0.4

Tabla 3.4 Potencia de entrada y salida del FBB-1745AL.

Lo cual nos da como potencia de pérdida

$$P_T = P_P - P_S = 600 - 0.4 = 599.6 \text{ mW}$$

Es decir, que casi toda la potencia que está entrando al transformador se pierde por efecto Joule, por dispersión del flujo y pérdidas en el núcleo a esa frecuencia. Sin embargo, la cantidad total de potencia requerida no excede a 1 W, y por lo tanto es factible usarse en un micro satélite.

Para determinar la respuesta en frecuencia del transformador, se utilizó un generador de señales en el primario del transformador y el secundario se conectó a un osciloscopio GDS-1062A. La señal de entrada era un seno con amplitud de 1.51 V_{pp} de frecuencia variable. Se tomaron varias medidas para diferentes frecuencias las cuales se muestran en la siguiente tabla.

f [Hz]	V _o [V]
100	0.264
1 k	14.97
10 k	18.12
50 k	18.43
70 k	23.75
80 k	30.40
90 k	41.54
100 k	56.30
110 k	76.96
120 k	76.05
140 k	36.84
160 k	21.21
200 k	8.33
300 k	3.21

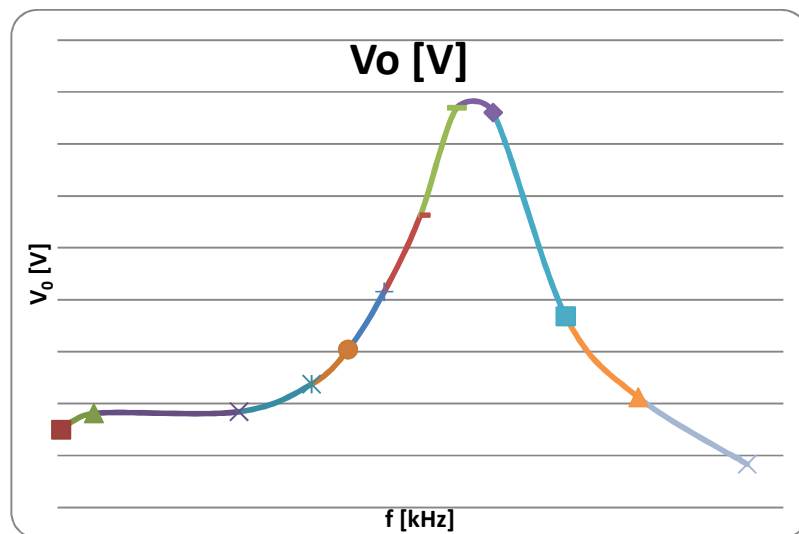


Tabla 3.5 Respuesta en frecuencia del FBB-1745AL

La salida del transformador era el seno con un rectificador de media onda. En el osciloscopio se podía ver la polaridad del transformador ya que era la media onda negativa de la entrada la que se rectificaba como lo muestra la Figura 3.11.

La entrada está en escala de 2 V, por lo que el voltaje pico a pico es de 3 V_{pp}, mientras que la salida estaba en escala de 10V, con lo que se tenía una amplificación a 35 V, cuando la entrada era negativa y se ve que el diodo se iba apagando conforme la entrada se volvía positiva y otra vez se prendía cuando era negativa, la frecuencia es de 3 kHz.

Con esto se puede concluir que el transformador se puede usar a baja frecuencia, mayor a 10 kHz, pero menor a 1 MHz sin tener mayor problema. Sin embargo, lo ideal sería usarlo a 100 kHz puesto que a esta frecuencia se tiene la mayor ganancia, pero se tendría que analizar si los demás componentes pueden trabajar a dicha frecuencia.

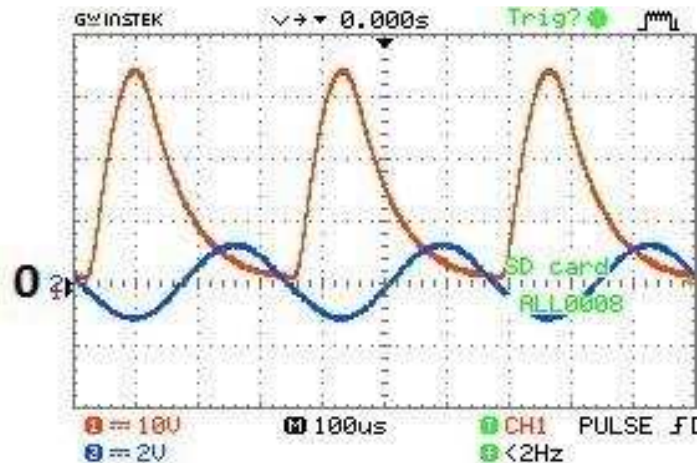


Figura 3.11 Onda de salida del transformador FBB-1745AL.

Switch

Se requiere tener un switch, de tal manera que se tenga un estado prendido y otro apagado. Este elemento debe soportar una gran corriente por poco tiempo y poder cambiar de estado rápidamente sin muchas pérdidas. Hoy en día hay muchos componentes electrónicos de estado sólido que pueden ser usados para este tipo de aplicaciones. Los más comunes son los TBJ, los MOSFET y los IGBT. A continuación se estudiarán las ventajas y desventajas de cada uno de ellos.

TBJ

Un transistor TBJ de potencia es el 2N6385 y en su hoja de especificaciones encontramos [26]:

MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	2N6383 2N6648	2N6384 2N6649	2N6385 2N6650	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	40	60	80	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	40	60	80	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0			V
Collector Current-Continuous -Peak	I_C I_{CM}	10 15			A
Base Current	I_B	0.25			A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	100 0.571			W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	- 65 to +200			$^\circ\text{C}$

Tabla 3.6 Valores máximos para un transistor TBJ 2N6385

De la hoja de datos se sabe que el transistor puede soportar hasta 80 V de colector a emisor antes de tener la ruptura. Este voltaje es muy importante una vez que se diseñe el circuito flyback en su totalidad. La corriente que puede conducir de colector a emisor es de 10 A pero puede llegar a necesitar hasta 250 mA en la base. La potencia que puede disipar es 100 W, lo cual es mucho para un transistor en un micro satélite.

Debido a que se requiere usar el transistor como un switch, se maneja en la región de saturación/corte. Para que esté en esta región, las dos uniones tienen que estar polarizadas en directa y hay dos maneras para llevarlo a esa región: se puede elevar mucho el voltaje V_{BE} , de tal manera que también crezca I_C hasta el punto que las uniones estén en directa, o bien incrementando I_B demasiado hasta el punto que I_C no pueda seguirla con la relación lineal. Cuando está en esta situación las pérdidas por disipación en el transistor son mínimas, debido a que el V_{CEsat} es aproximadamente 0.4 V, y la corriente puede ser muy grande, por ejemplo 10 A, así que

$$P_{sat} = 0.4 * 10 = 4W$$

Si se trabajase en la región activa, (reduciendo un poco la corriente) se tendría aproximadamente $V_{CE}=3V$, $I_C=5 A$.

$$P_{act} = 3 * 5 = 15 W$$

Es por esta razón que para este tipo de aplicaciones es fundamental manejar al transistor en saturación para evitar pérdidas en éste. De cualquier manera, cuando se está en saturación la corriente que circula en la base es muy grande. Esta es la principal desventaja de un TBJ puesto que requiere de mucha corriente en la base para poder llevarlo a saturación. Es decir, el circuito de control debe de ser capaz de suministrar grandes corrientes por poco tiempo y después eliminar rápidamente estas corrientes para apagar al transistor, lo cual complica mucho al circuito de control y por consiguiente no se usará un TBJ de potencia.

IGBT

De acuerdo con [15], los IGBT son más usados en aplicaciones donde el dispositivo tenga que soportar más de 1000 V entre CE, mientras que los MOS se usan principalmente en aplicaciones donde el V_{DS} máximo sea de 250V. Los IGBT tienen un mejor desempeño en aplicaciones de hasta 15 kHz, mientras que los MOS pueden responder hasta los MHz. La ventaja principal de los IGBT es que pueden manejar grandes cantidades de potencia, aún mayores a los 5kW mientras que los MOS no pueden soportar tanta potencia, generalmente menores a 500W.

La temperatura también es un factor muy importante ya que si se tiene que operar a grandes temperaturas, mayores a 100 °C, los IGBT tienen un mejor desempeño. Otro factor importante es el tamaño del dispositivo pues los MOS pueden fabricarse en

pequeños encapsulados mientras que los IGBT son más grandes físicamente. Finalmente, el costo también varía mucho, además los MOS se venden en una gran variedad de precios que van desde los 8 pesos mientras que los IGBT son más caros.

No se elegirá un IGBT como primera instancia porque los IGBT son más caros, además la potencia que se manejará no es grande y el voltaje que debe de soportar es menor a los 250 V.

MOSFET

Los MOSFET de hoy son muy buenos para aplicaciones de conmutación, por ejemplo se tiene el IRF711 que es un MOS de canal N tipo enriquecimiento cuya descripción nos dice que son diseñados especialmente para aplicaciones de alta velocidad como por ejemplo fuentes conmutadas, convertidores, controladores de motores CA y CD, relevadores, entre otros. Su compuerta de silicio es para conmutaciones rápidas y tiene un $R_{DS(ON)}$ bajo.

Según la hoja de datos [27] se sabe que el V_{DS} máximo es de 200 V, la corriente máxima que puede circular $I_D = 2.25$ A, $R_{DS(ON)} = 3.6 \Omega$. Como es un dispositivo real, se tiene una pequeña corriente que entra por la compuerta, y esta es de $I_G = 500$ nA, la cual es despreciable para el circuito de control. El voltaje de umbral $V_t = 2$ V y la frecuencia máxima de operación es de 18 MHz.

Las características que tiene este dispositivo son muy atractivas para la aplicación que se quiere usar, cumple tanto con la frecuencia de trabajo, como con la facilidad del sistema de control porque no se requieren grandes corrientes ni grandes voltajes para poder prender y apagar rápidamente al dispositivo. Por esta razón se considerará como primera opción para hacer la UPP.

Con las características principales de cada switch y tomando en cuenta los requerimientos de la aplicación, se puede elegir cuál de los tres proporcionará el mejor desempeño. La Tabla 3.7 muestra un resumen de lo que se necesita y de lo que se puede conseguir en el mercado mexicano de los COTS ("Commercial Off The Shelf").

	Vinverso [V]	I [A]	Frecuencia [kHz]	Potencia [W]	Temperatura [°C]	Costo* [MXP]	Control
Necesario	180	1	16	1.2	-30 a 30	10	fácil
TBJ 2N6385	80	10	1000	100	-65 a 200	5	Muy difícil
MOS IRF711	400	2.2	18000	20	-55 a 150	12	fácil
IGBT NTE3302	600	8	360	30	-55 a 150	91	Fácil

Tabla 3.7 Características necesarias y de cada dispositivo. El Costo de cada dispositivo está en Pesos Mexicanos y referidos a [28].

Como se puede observar de la Tabla 3.7, el TBJ está muy sobrado en cuanto a corriente y a potencia que puede disipar, el costo es el más barato y la temperatura está dentro del rango. Sin embargo, el voltaje inverso de ruptura es muy bajo, por lo que se tendría que añadir un circuito de relajamiento para poderlo operar sin problemas. A pesar de esto, el problema principal sigue siendo la dificultad que impone al sistema de control para poderlo prender y apagar.

El IRF711 no tiene ningún problema. El precio es accesible para esta primera etapa de construcción del prototipos y la ventaja principal es la facilidad del sistema de control, con lo cual, no se eleva el precio.

El NTE3302 tampoco posee ningún problema con los requerimientos y el sistema de control puede ser el mismo que el usado para un MOS, sin embargo, está en desventaja contra un MOS por el precio que es un 700% más caro. Por esta razón se preferirá usar el IRF711 en lugar del NTE3302. Es conveniente señalar que en caso que el MOS no cumpla con los requisitos, la siguiente opción inmediata es el IGBT.

Voltaje de salida.

Volviendo a la Figura 3.7 el siguiente elemento a analizar es el voltaje de salida. El FBB-1745AL tiene incluido un diodo rápido de Alto Voltaje (10 kV), por lo que la salida del transformador es como lo muestra la siguiente Figura 3.12 cuya referencia de tierra está en el extremo inferior marcado por el número 1.

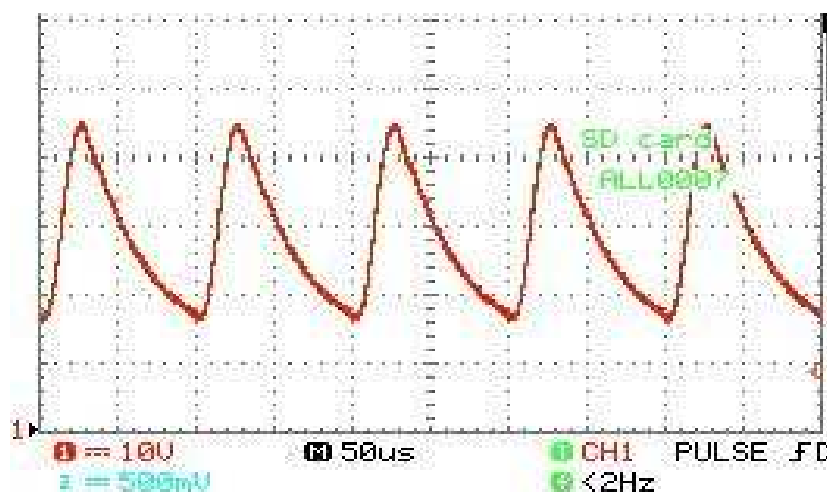


Figura 3.12 Salida del transformador a 10 kHz.

Es necesario filtrar la señal de tal manera que sea una constante de CD. Para esto se requiere de un condensador que guarde la carga de un ciclo a otro, tiene que ser lo suficientemente grande para poder almacenar la carga necesaria que permita alimentar al propulsor eléctrico entre ciclo y ciclo, por lo pronto se propondrá para un solo propulsor.

La corriente del propulsor es aproximadamente 200 nA, a 2000 V, por lo que aproximando al propulsor mediante una resistencia se obtiene

$$R = \frac{V}{I} = \frac{2000}{200 \times 10^{-9}} = 10 \text{ G}\Omega$$

La frecuencia propuesta inicialmente es de 16 kHz, es decir, cada 62.5 μs se podrá recargar al condensador. La constante de tiempo τ_{RC} de un circuito RC, debe ser mucho mayor a 62.5 μs ya que cada constante de tiempo, el voltaje disminuye en un 63 %. Se propondrá $\tau_{RC} = 1\text{ms}$ de tal manera que la variación entre ciclo y ciclo sea menor a 0.01 % lo que equivale a 2 V.

$$\tau_{RC} = RC \tag{3.1}$$

$$C = \frac{\tau_{RC}}{R} = \frac{1 \times 10^{-3}}{10 \times 10^9} = 0.1 \text{ pF}$$

La ecuación 3.1 es la constante de tiempo de un circuito en serie RC. Además de la capacitancia, se debe cuidar el voltaje máximo que soporta entre las dos placas un condensador, lo que equivale a un mínimo de 2000 V.

En el mercado mexicano de COTS se consiguió un condensador de 1 nF a 3 kV por 5 MXP lo cual cumple con el presupuesto y los valores mínimos deseados. Sin embargo, como una aguja no genera un impulso específico adecuado para un micro satélite, se usan arreglos de más de 500 agujas para lograrlo. Con este condensador ideal se podrían alimentar a

$$R = \frac{\tau_{RC}}{C} = \frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-9}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Lo cual equivale a una corriente a 2000 V de

$$I = \frac{V}{R} = \frac{2000}{1 \times 10^6} = 2 \text{ mA}$$

Si cada aguja consume 200 nA, entonces habrán

$$\text{Agujas} = \frac{2\text{m}}{200\text{n}} = 10\,000 \text{ agujas}$$

La potencia que se requiere manejar es de 4W, por lo que el transformador lo puede soportar. Considerando que un condensador tiene fugas se reduce el número a un 10% para tener una mejor aproximación, es decir 1000 agujas. Si se requiere un arreglo mayor, se tendrá que utilizar un condensador con una capacitancia mayor. Una vez puesto el condensador, la Figura 3.13 muestra el voltaje a la salida sin carga.

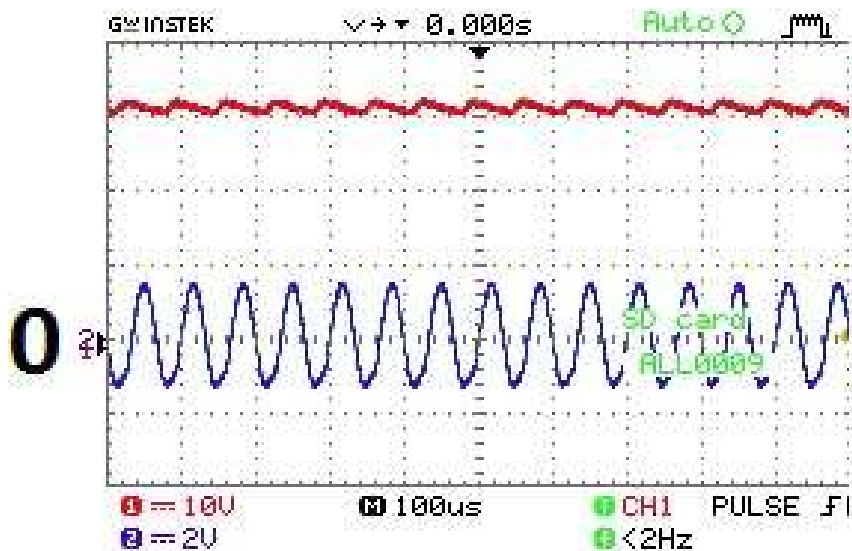


Figura 3.13 Voltaje a la salida con un condensador de 1nF a 3 kV.

Es conveniente notar que en estos resultados se muestra un voltaje de rizo muy pequeño y esto es porque la entrada es un seno que alcanza su valor máximo en muy poco tiempo, el condensador trata de seguir al voltaje por un tiempo muy corto, hasta que el voltaje en el condensador es mayor que la entrada. Para calcular el voltaje de rizo se recomienda utilizar MATLAB² debido a que se puede determinar con mayor precisión el voltaje máximo y mínimo.

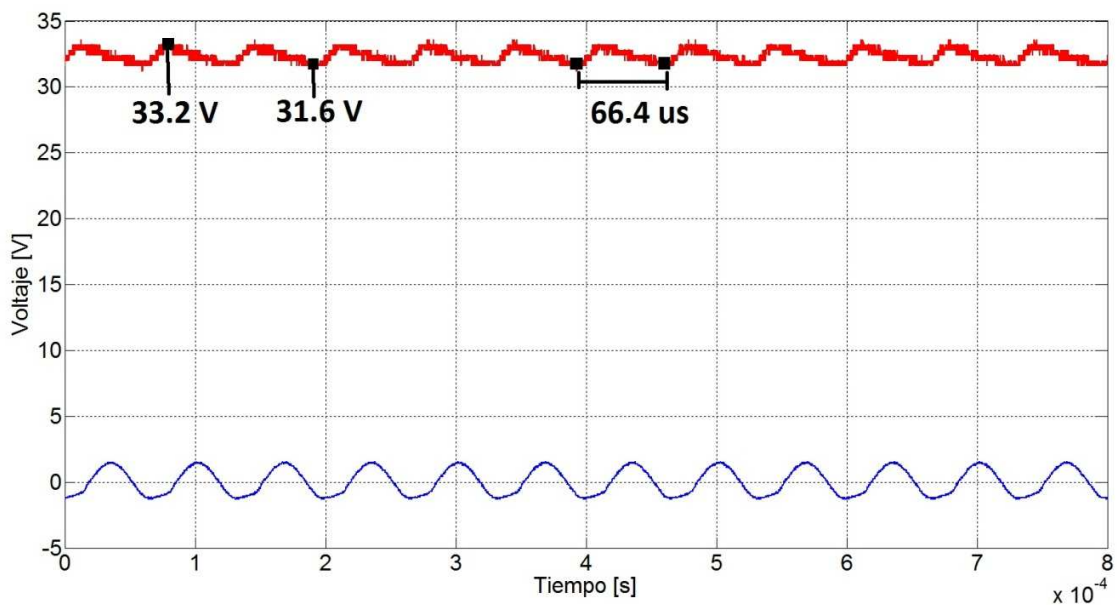


Figura 3.14 Determinación de la frecuencia y porcentaje de variación.

² El código se encuentra en anexo y fue colaboración de Carla Pérez Martínez, Space Propulsion Laboratory, Massachusetts Institute of Technology.

El máximo es 33.2 V, mientras que el mínimo es de 31.6 V, es decir hay una variación de 1.6 V o de un 4.8% lo cual es normal para una entrada senoidal con rectificación de media onda. Finalmente se puede también calcular la frecuencia a la que se da el cambio y se obtiene el periodo de 66.4 μ s o una frecuencia de 15 kHz, lo cual concuerda con la frecuencia de la señal de entrada, es decir que cada 15 kHz, el condensador llegará a su valor de voltaje máximo.

Control

El circuito de control del Flyback se encarga principalmente de poder prender y apagar el switch conforme se requiera. Además de esta función, puede monitorear el voltaje a la salida y la corriente en el primario para asegurar que el funcionamiento esté dentro del rango deseado. Como ya se explicó en la sección del switch, se usará un IRF711 cuyo control está en la compuerta, si no hay voltaje aplicado a la compuerta no conduce, mientras que si hay un voltaje positivo aplicado a la compuerta, el transistor conducirá.

Con esto en mente se buscó un circuito integrado capaz de oscilar a 16 kHz, produciendo un tren de pulsos de tal manera que el voltaje alto exceda los 2V (V_t del IRF711) y el bajo sea inferior a este voltaje. El circuito integrado que puede ser útil es el temporizador 555, pues además de ser estable, trabajar con el voltaje deseado y barato, es fácil de armar y configurar.

Con las ecuaciones (1.30)-(1.32), se pueden proponer varios valores de R2, R3 y C1 para lograr la frecuencia deseada. Se propone R2 = 1 k Ω , R3 = 510 Ω y C1 = 47 nF.

$$f = \frac{1.44}{(1000 + 2 * 510)47 \times 10^{-9}} = 15167 \text{ Hz}$$

$$T_{\text{alto}} \approx 0.7(1000 + 510)47 \times 10^{-9} = 49.68 \mu\text{s}$$

$$T_{\text{bajo}} \approx 0.7(510)47 \times 10^{-9} = 16.78 \mu\text{s}$$

$$T = T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}} = 49.68 + 16.78 = 66.46 \mu\text{s}$$

El ciclo de trabajo D es el porcentaje del tiempo que está en estado '1'.

$$D = \frac{T_{\text{alto}}}{T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}}} = \frac{49.68}{49.68 + 16.78} = 0.74 \quad (3.2)$$

La simulación de este circuito Figura 1.21 en LTSpice nos da que el V_{CC} del temporizador 555 es 6.2 V debido al diodo Zener. Se puede observar que el voltaje del condensador se carga cuando la salida permanece en 6.2 V, mientras que cuando se descarga el condensador la salida está en 0 V.

También se puede ver que el voltaje varía entre $(2/3)V_{CC} = (2/3)6.2 = 4.13\text{ V}$ como límite superior y como límite inferior se tiene $(1/3)6.2 = 2.06\text{ V}$. Cuando empieza la descarga el condensador se encuentra con 4.13 V y no los 6.2 V , es por esto que tiene que bajar de 4.13 V a 2.06 V , o como se expuso anteriormente tiene que reducir su voltaje a la mitad. En la Figura 3.15 también se puede observar el periodo que es de $66.63\text{ }\mu\text{s}$, el tiempo en bajo es de $17.17\text{ }\mu\text{s}$ y por la resta que es el tiempo de subida es de $49.46\text{ }\mu\text{s}$, lo cual concuerda con la teoría.

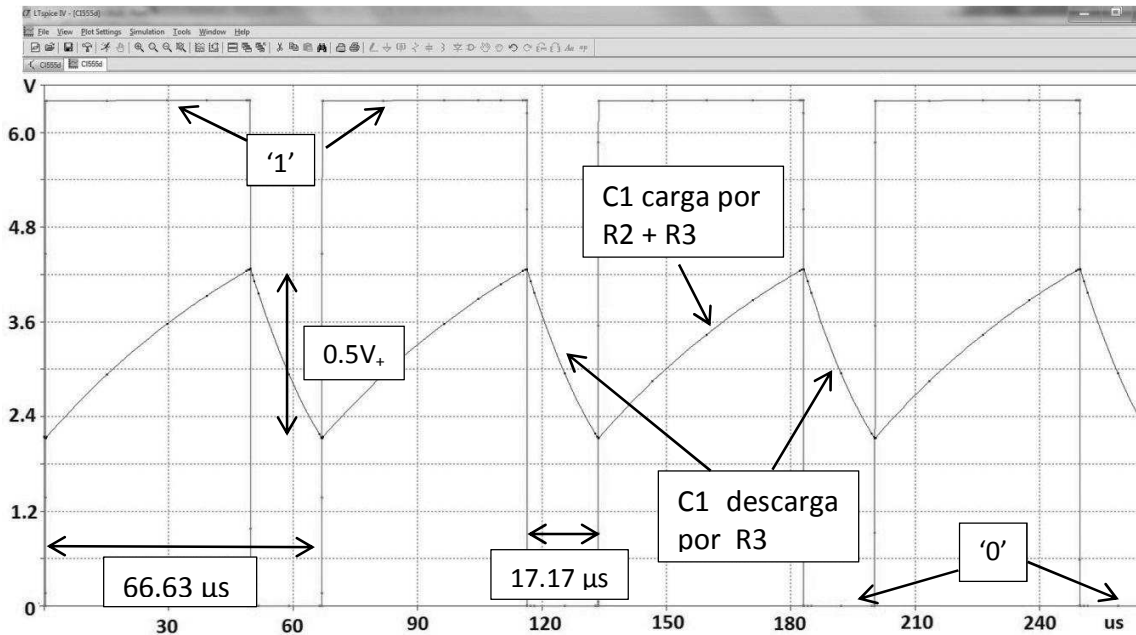


Figura 3.15 Simulación del temporizador 555.

Armado el circuito, se verificó la salida en un osciloscopio y se obtuvo una foto de lo que había en el voltaje del condensador y salida del 555.

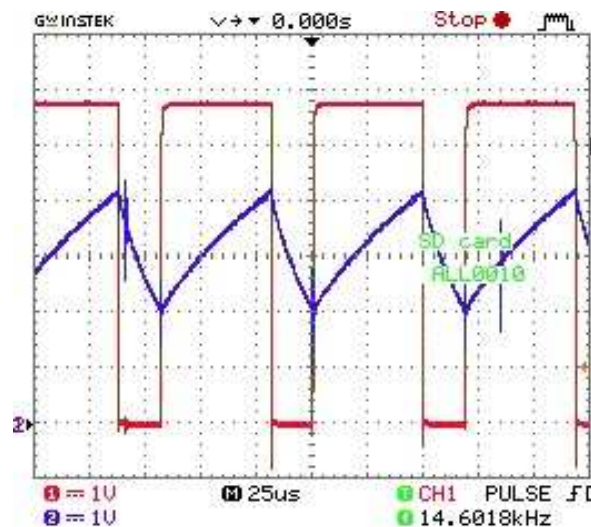


Figura 3.16 Experimento del temporizador 555.

Se puede apreciar que las formas de onda son casi idénticas con la diferencia que la salida no está a 6.2 V como en la simulación sino que está a 5.8 V, mientras que la transición superior ocurre a los 4.2 V y la inferior a los 2 V con un periodo de 68.3 μ s o una frecuencia de 14.6 kHz. Esto se puede observar fácilmente si se grafica la misma información con MATLAB. El archivo fuente se encuentra en el Anexo B.

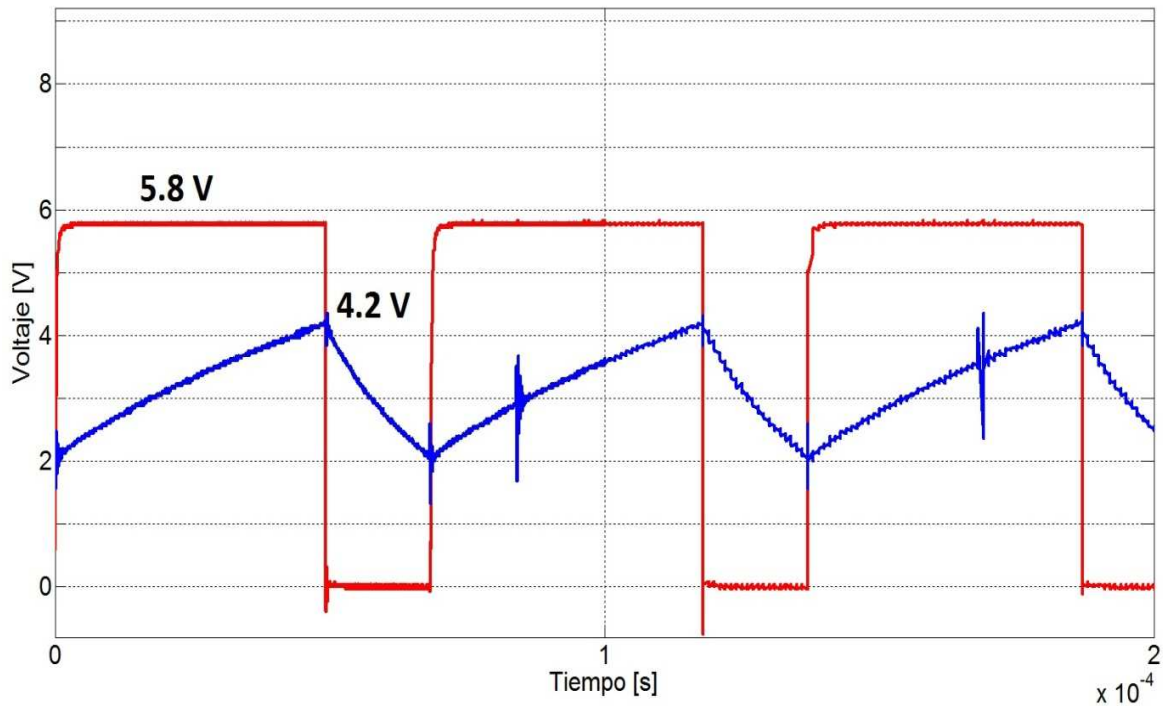


Figura 3.17 Salida del temporizador 555 usando MATLAB.

Con este circuito básico que funciona como control para prender y apagar el IRF711, se puede diseñar el circuito Flyback total para obtener los requerimientos del propulsor coloidal. Más adelante se discutirá de nuevo el circuito de control pero ahora se sustituye por un circuito totalmente digital, un CPLD que a la vez podrá proporcionar un control más robusto.

Resultados del flyback

Se llevo a cabo una primera prueba con el circuito de control mostrado anteriormente, donde el ciclo de trabajo $D = 0.74$, y con la ecuación (1.37) obtenemos

$$V_2 = 12 \frac{2000}{40} \frac{0.74}{1 - 0.74} = 1707.69 V$$

Antes de armar el circuito es conveniente notar que al momento de apertura del switch, hay un gran voltaje inducido por el primario del transformador para conservar la corriente

fluyendo por él. La ecuación que describe el voltaje que tendrá que soportar el switch a través de sus terminales está dada por la siguiente ecuación:

$$V_{DSMAX} = V_1 + V_2 \frac{N_1}{N_2} \quad (3.3)$$

Lo cual da aproximadamente $V_{DS} = 46 V$. Este es un voltaje muy bajo que casi todos los transistores de potencia pueden soportar. Sin embargo, hay otros efectos dados por los elementos parásitos muy difíciles de cuantificar que deben de considerarse para saber la tensión máxima a la que se someterá el dispositivo. No toda la inductancia del primario transfiere su energía al secundario por medio del transformador, hay una inductancia parásita de fuga que tendrá energía guardada igual a

$$E_{L_F} = \frac{1}{2} L_F I_{MAX}^2 \quad (3.4)$$

Así mismo, como se señaló anteriormente con el MOS se guardan capacitancias entre sus terminales. A pesar que los dispositivos modernos tienen estas capacitancias minimizadas, siempre existen y el condensador parásito que existe entre D y S de un MOS se puede modelar por C_p . La energía guardada es

$$E_{C_P} = \frac{1}{2} C_P \Delta V^2 \quad (3.5)$$

Es decir, al momento de abrir el switch se tendrá un circuito de segundo orden RCL muy rápido, puesto que los valores son pequeños lo cual provocará a su vez un sobre paso enorme cuantificado por la siguiente ecuación de acuerdo con [25]

$$\Delta V = I_{MAX} \sqrt{\frac{L_F}{C_P}} \quad (3.6)$$

Ya que es difícil medir con exactitud los valores de los elementos parásitos, se puede hacer una aproximación con $L_F = 0.1 \mu H$, $C_P = 12 pF$ e $I_{MAX} = 2 A$, la cual nos da

$$\Delta V = 182 V$$

Finalmente el voltaje máximo que existirá a través del drenaje y fuente será de

$$V_{DSMAX} + \Delta V = 228 V$$

Se armó el circuito con el temporizador 555 descrito anteriormente y con LTspice se simuló para observar la forma de onda V_{DS} .

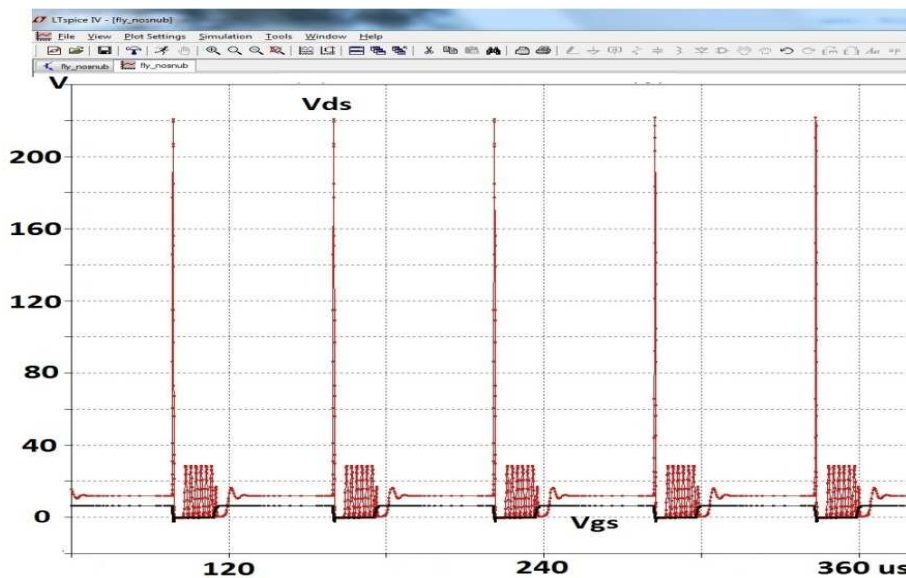
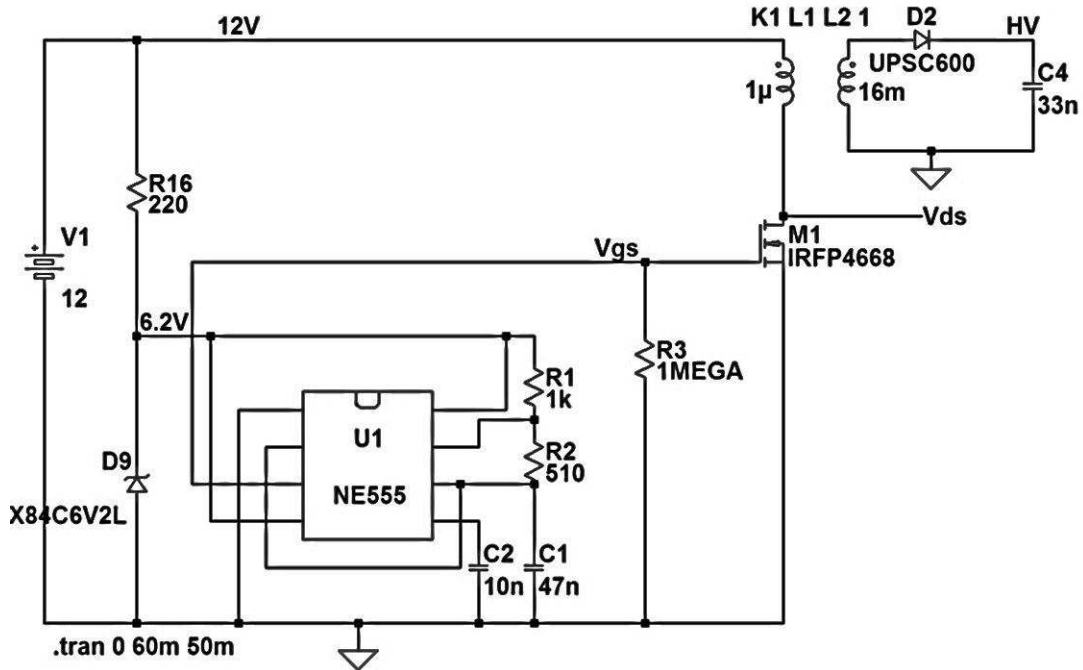


Figura 3.18 Flyback con temporizador 555 como control, circuito y salida.

Como se puede ver en la salida, el voltaje pico de V_{DS} excede los 200V, aproximadamente 220V, después del primer pico oscila debido al circuito LC parásito que se tiene y el valor máximo es 30 V, lo cual concuerda con lo que se había desarrollado en teoría (46 V). También se observa que al momento de cierre del circuito, hay un tiempo pequeño que pasa antes de que el voltaje se establezca en los 12V (el devanado del primario es un corto circuito), pero ya que no hay un gran sobre paso, no se desarrollará más a fondo el fenómeno que se ve. La salida está a 1.6 kV. El siguiente paso fue armar el circuito con dispositivos físicos, los cuales ya se describieron antes.

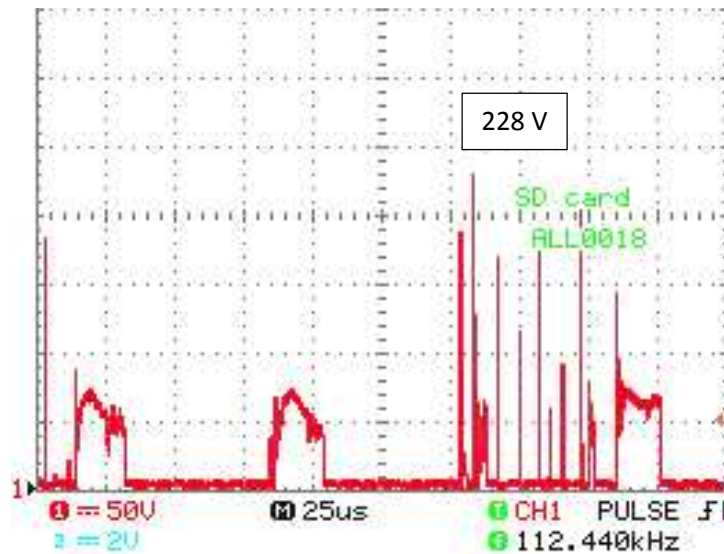


Figura 3.19 Voltaje V_{DS} medido con un osciloscopio

La información fue recopilada con el osciloscopio y se muestra en la Figura 3.19, donde se aprecian los picos más altos en 228 V. Es importante mencionar que el voltaje a la salida variaba mucho porque cuando se excedían los 203V, el MOS empezaba a conducir, dando como resultado que las ecuaciones descritas anteriormente no se cumplían. En las ocasiones cuando el voltaje V_{DS} no superaba los 203V el flyback funcionaba como se había descrito. Para asegurar que el voltaje V_{DS} nunca superase los 200V, voltaje máximo soportado por el IRF711, se añadió un circuito de relajamiento tipo snubber, con la finalidad de proporcionar otro camino a la corriente al momento de la conmutación y así poder disminuir el estrés del IRF y asegurar que ningún transitorio ocasionará la destrucción de éste.

Se diseñará un circuito DRC y se hará con las ecuaciones de Rashid [29].

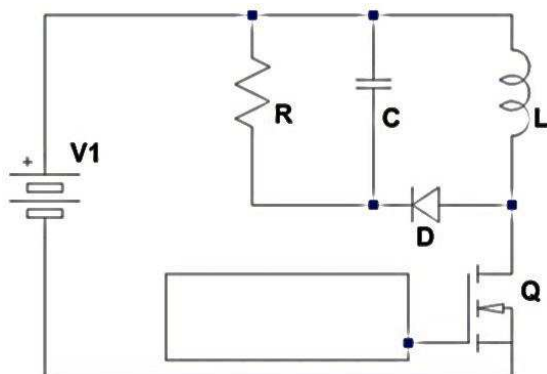


Figura 3.20 Esquemático de un snubber

$$V_1 = 12V \quad V_2 = 3000V \quad a = 100$$

$$f = 20 \text{ kHz} \quad L_1 = 1 \mu H \quad I = 2 \text{ A}$$

$$V_{DSpico} = 200V$$

Con estos datos se calcula el snubber

$$V_{DSpico} > V_{DS} > V_1 + \frac{V_2}{a}$$

$$200 > V_{DS} > 42 \quad V_{DS} = 100V$$

Para calcular la inductancia de fuga que se tiene, se puede aproximar con un 3% de la total

$$L_f = 0.03L_1 \quad L_f = 30 \text{ nH}$$

$$P_{S_{snub}} = 0.5 \cdot L_f \cdot I^2 \cdot f = 1.2 \text{ mW}$$

$$V_{s_{snub}} = V_{DS} - V_1 = 88 \text{ V}$$

$$R_{s_{snub}} = \frac{V_{s_{snub}}^2}{P_{S_{snub}}} = 120 \text{ k}\Omega \quad \text{a } 1.2 \text{ mW}$$

$$C_{s_{snub}} = \frac{T}{R_s} = 416 \text{ pF} \quad C_{s_{snub}} = 330 \text{ pF}$$

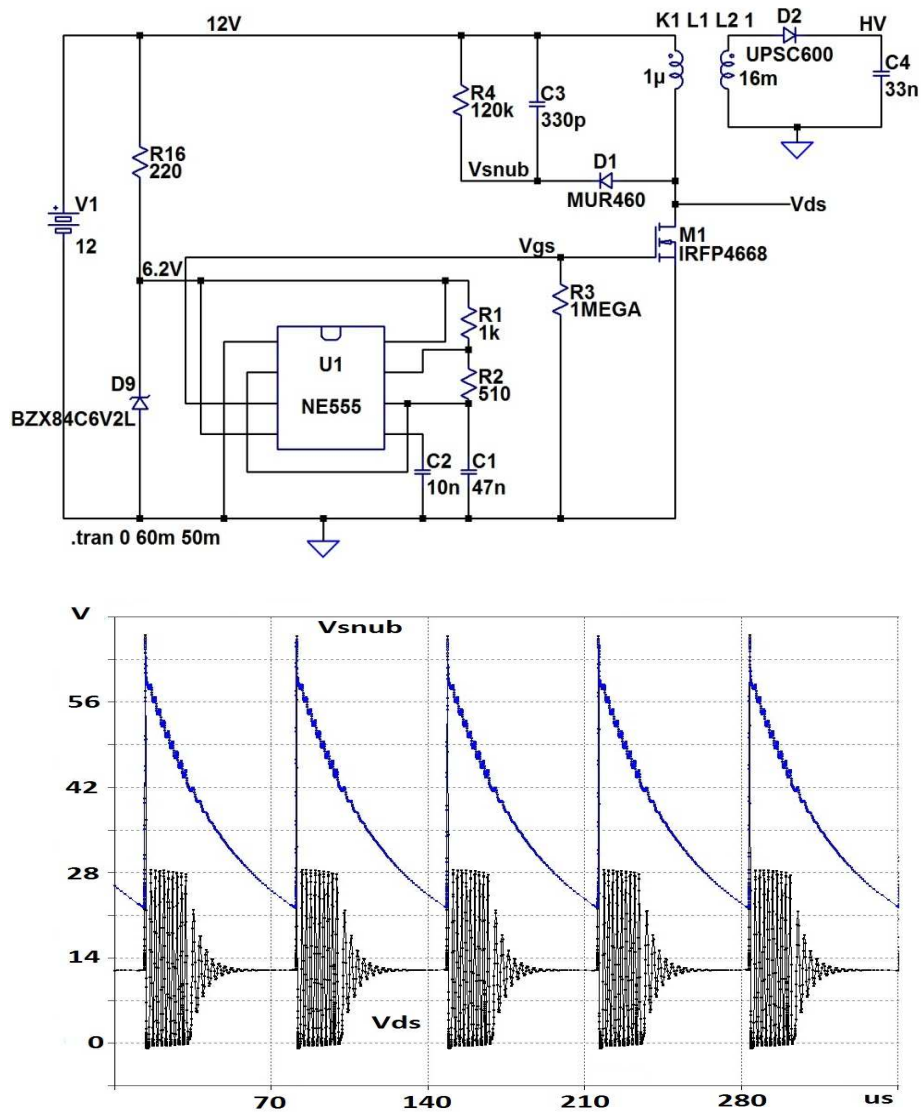


Figura 3.21 Simulación de un flyback con snubber.

El diodo usado es uno de conmutación rápida con un voltaje inverso máximo de 1000 volts, el 1N4007. La simulación en LTSpice y el circuito se muestra en la Figura 3.21. Ahora, con la nueva simulación se puede observar que el voltaje máximo que debe soportar el transistor a través de sus dos terminales V_{DS} es de 66V y las oscilaciones son mucho más atenuadas que en el caso cuando no había snubber.

También se puede apreciar la forma de onda de la red de ayuda, justo al momento de la conmutación se obtiene el voltaje máximo de 66 V y va decayendo conforme la energía se va disipando en la resistencia y demás elementos parásitos que existen. Con esto podemos garantizar al 100%, que el voltaje V_{DS} nunca excederá los 200 V, y por lo tanto las ecuaciones descritas para un flyback se pueden usar. Posteriormente se implementó y se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 3.22.

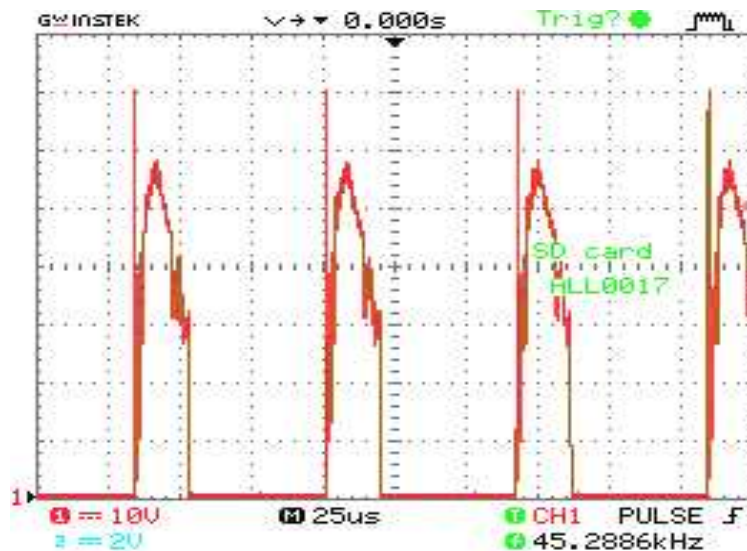


Figura 3.22 Resultados del V_{DS} con una red de ayuda a la conmutación.

Como se puede observar de los resultados obtenidos con el osciloscopio, el voltaje máximo V_{DS} es de solamente 70 V, en vez de los 228 V que se tenían antes. Con esto se garantiza que el IRF711 no conducirá por exceder su voltaje máximo inverso y a la vez, se tiene una señal periódica, lo cual nos dice que el voltaje a la salida es completamente estable y no importando el valor de los elementos parásitos nunca se llegará a los 200 V.

Es importante notar que el voltaje a la salida estaba filtrado por un condensador y se tenía un componente de directa en 1600 V. Para medir el voltaje a la salida se usó una punta de alto voltaje Polaris Industries Inc modelo 651 la cual tiene una medición analógica por lo que su resolución no es la óptima. Una vez que se tenía todo analizado se prosiguió a cambiar el valor de salida, lo que implicaba para el circuito de control modificar la frecuencia y el ciclo de trabajo. Esto se logró cambiando la R2 y C1. La Tabla 3.8 muestra los resultados para diferentes valores de R2, R3 y C1.

R_2 [Ω]	R_3 [Ω]	C_1 [μF]	T_{ALTO} [μs]	T_{BAJO} [μs]	F [Hz]	D	V_0 [kV]
330	510	0.47	276	167	2269	0.62	8
330	510	0.22	129	78	4848	0.62	5
100	510	0.22	94	78	5844	0.54	3
330	510	0.10	58	35	10666	0.62	2
1000	510	0.047	50	17	15167	0.74	1.6
330	510	0.047	28	17	22695	0.62	1.5

Tabla 3.8 Variación de V_0

Con esta tabla se pueden elegir los diferentes valores de R_2 , R_3 y C_1 para tener el nivel de voltaje deseado. Un propulsor coloidal necesita de -1.6 kV a -2.0 kV para su funcionamiento. Por esta razón se decidió conservar $C_1 = 0.047 \mu\text{F}$ y en lugar de R_2 se puso un potenciómetro para regular el voltaje a la salida. Este diseño fue el que se probó en el Space Propulsion Laboratory del Massachusetts Institute of Technology para hacer funcionar un propulsor coloidal.

3.2 Circuito Digital de Control

Volviendo a la UPP, se tiene diseñado todo analógicamente, es decir, es necesario girar el potenciómetro para subir o bajar el voltaje a la salida. Sin embargo, la aplicación deseada es en el espacio exterior, por lo que esta solución de control no es viable. Como se estudió anteriormente, el voltaje a la salida depende del ciclo de trabajo del sistema de control. Con esto en mente, se diseñará un circuito digital que pueda modular el ancho de pulso para obtener los requisitos necesarios de voltaje. Así mismo, es conveniente tener un sistema automático que proteja de sobre-voltajes o de cortos circuitos y que pueda volver a ser reiniciado. Para hacer esto último se usará el tercer embobinado del lado del secundario del transformador.

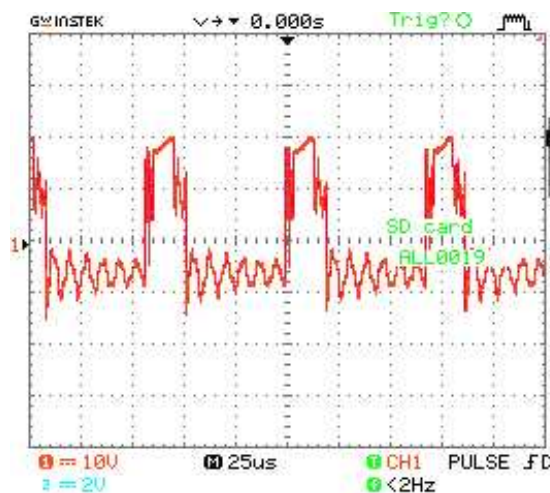


Figura 3.23 Salida de los pines 5 y 6 del flyback, operando en modo conmutado.

El tercer embobinado del transformador tiene una relación mucho menor que la del primario, por un factor de división entre 100. Es decir, si a la salida se tiene 3 kVDC, el voltaje que se obtiene de ese tercer embobinado rectificándolo es 30 VDC. Para conocer esta relación, así como para saber la forma de onda que se generaba en esa parte del flyback, se analizó en el osciloscopio la salida del pin 5 y 6 cuando se encontraba trabajando normalmente el flyback.

En la Figura 3.23 se ve que la forma de onda oscila entre el lado positivo y el negativo debido a que no tiene conectado un rectificador. Para tener algo más útil, se decidió rectificar esta señal mediante un diodo rápido 1N4148 y almacenar el voltaje en un condensador.

Como se puede observar en la Figura 3.24, se tiene aproximadamente 18 VDC, con un voltaje de rizo grande que no afecta en nada. Se diseñó un circuito que cuando se excede los 2.3 kV (23 VDC), se apaga el circuito, o que en una primera instancia prendiese un Light Emitting Diode LED. Para hacer el comparador se utilizaron componentes entre los que destacan el amplificador operacional 741.

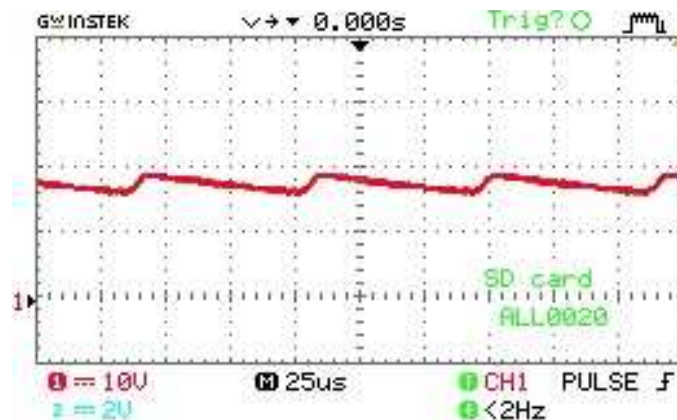


Figura 3.24 Voltaje rectificado de los pines 5 y 6 del flyback cuando se tiene 1.8 kV.

En la hoja de datos se ve que la alimentación máxima del circuito integrado LM741 es de 21 V, por lo que no se debe exceder este voltaje en su terminal de alimentación. Un voltaje directo que al parecer funciona muy bien es 15 V y para lograrlo se usará un diodo Zener a 15 V como alimentación positiva. A pesar que el amplificador 741 está pensado para operar con una fuente simétrica, es decir con una referencia positiva de 15 y otra negativa de 15, se usará solamente con la referencia positiva y la otra terminal estará conectada a tierra.

Como se describió, se hará un comparador que en cuanto se rebasen los 23 V se active un LED o bien que se desactive el CPLD como se verá más adelante. Para esto se necesitan dos voltajes que comparar. Uno de los cuales, el inversor, será una referencia fija arbitraria entre 1V y 15V, independiente del voltaje de entrada, se eligió 10 V porque existe un diodo Zener que provee esa referencia. La otra referencia será variable y

dependiente del voltaje de entrada, por lo que se diseñó un puente divisor de voltaje (R_7 y R_8) de tal manera que se tuviera más de 10 V en R_8 cuando el voltaje excediera los 23 V. Se propuso $R_8 = 1 \text{ k}\Omega$.

$$V^+ = \frac{R_8}{R_7 + R_8} V_1$$

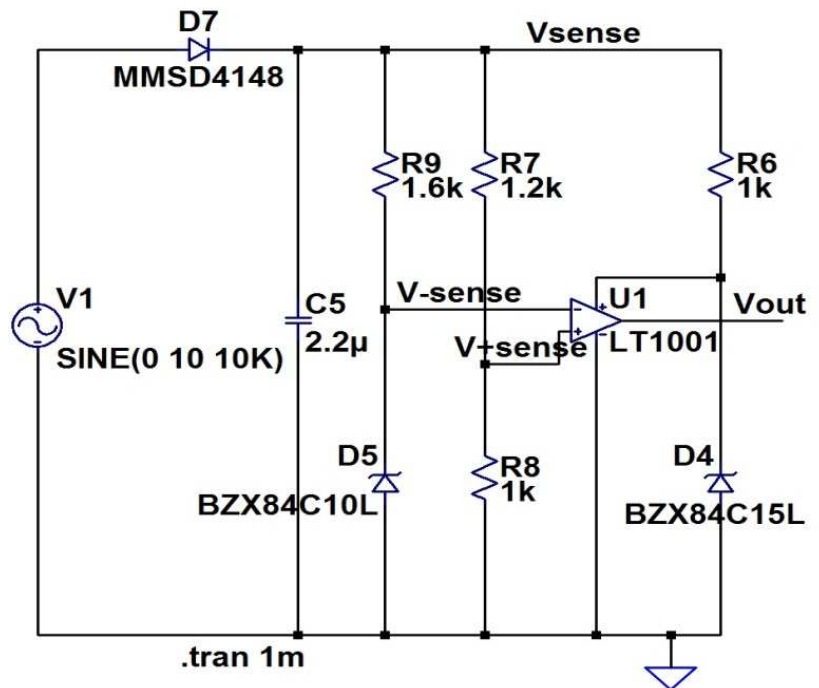
$$10 = \frac{1 \times 10^3}{R_7 + 1 \times 10^3} 23$$

$$R_7 = 1304 \Omega \quad R_7 = 1.2 \text{ k}\Omega$$

Finalmente para verificar este diseño se calculó la potencia disipada por cada resistor para el caso en que se tenga un voltaje de entrada de 20 V, con lo que se obtiene

$$P_7 = \frac{V^2}{R} = 0.4 \text{ W},$$

Una resistencia de 0.5 W funcionará sin problema. El circuito y la simulación en LTSpice se muestran en la Figura 3.25. En el circuito se ve que R_6 y D_4 proveen el voltaje de alimentación al LM741 en 15 V, mientras que R_9 y D_5 proveen la referencia para el pin inversor en 10 V. El C_5 y D_7 se encargan de rectificar la entrada y también de filtrar las variaciones a alta frecuencia. Mientras más grande sea el condensador, el voltaje de rizo será menor. Sin embargo se requerirá de más corriente de la fuente y el condensador tendrá que ser a 63 V como mínimo.



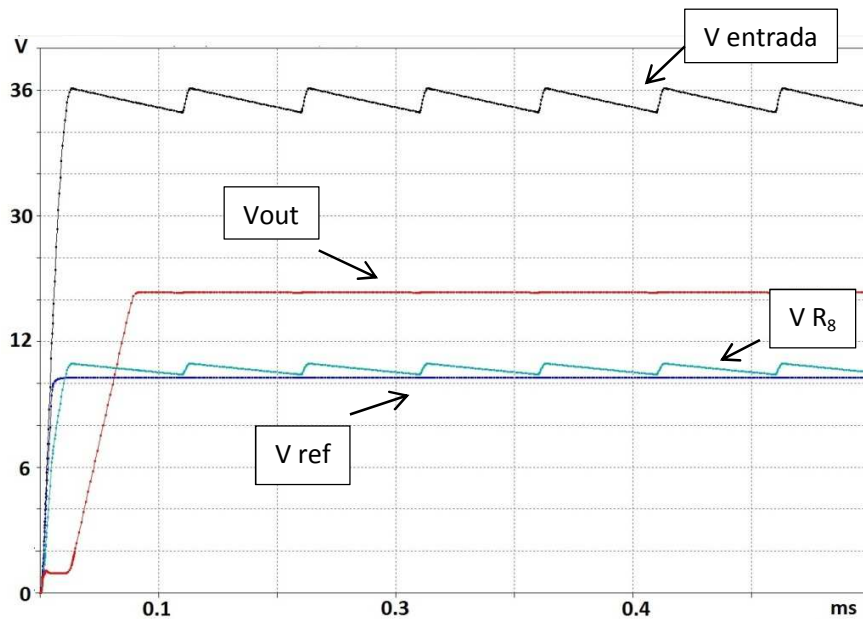


Figura 3.25 Circuito comparador y salida cuando se exceden los 23 V.

Con este circuito se logra que la salida del LM741 cambie de estado cuando se rebase los 2.3 kV. Sin embargo, esta parte del circuito se encuentra en el secundario del transformador y si se pasa un cable al lado del primario donde se encontrará el circuito de control, se perderá el aislamiento galvánico debido a que habrá un camino por el que pueda fluir la corriente del primario al secundario. Es por esto que se usará un optoaislador 4N28. Cuando fluye una corriente por el diodo emisor de luz que se encuentra dentro del dispositivo, éste emite luz dentro del chip y es captada por la base del transistor. Al momento que la base es iluminada, se empiezan a crear huecos y empieza a fluir una corriente a través del transistor la cual se puede diseñar para pasar de un estado lógico a otro.

Cuando se exceden los 2.3 kV se tiene la salida del LM741 en 15 V como se muestra en la simulación. Cuando se encuentra en el estado bajo la salida es de 1.9 V, por lo cual se podría considerar como un alto de baja intensidad. Para evitar esto, se conectaron en serie 2 diodos de tal manera que se tengan que prender 3 diodos, mínimo 2.1 V para tener un uno lógico. Finalmente para limitar la corriente que fluye por el optoaislador se le agregó una resistencia en serie de tal manera que la corriente sea 3 mA.

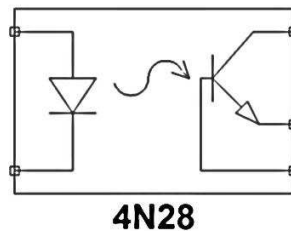


Figura 3.26 Optoaislador

$$R = \frac{V}{I} = \frac{15 - 2.1}{3 \times 10^{-3}} = 4300 \Omega = 5.6 k\Omega$$

La única conexión que existe entre el secundario y el primario es por medio de la luz emitida dentro del chip. Del otro lado el colector se conecta a los 12 V de la batería mientras que el emisor se conecta a un LED con su resistencia respectiva. De esta manera se obtiene lógica positiva, es decir, cuando el voltaje del flyback es menor a 2.3 kV, el voltaje para el amplificador operacional es menor a 23 V y su salida respectiva es 0 V. Por lo tanto no fluye corriente a través del optoaislador, haciendo que el transistor se encuentre abierto, como consecuencia el voltaje en el diodo será 0V. Cuando se excedan los 23 V, la salida del comparador será 15V haciendo fluir una corriente por el optoaislador y a su vez saturando al transistor haciendo que el voltaje en el LED sea aproximadamente 10V, teniendo un uno lógico.

Para tener una protección contra corto circuito se diseñó un circuito de tal manera que se tenga un uno lógico a la salida cuando se exceda una corriente máxima. Los amplificadores operacionales comparan niveles de voltaje, no de corriente. Primero fue necesario transformar esa corriente en un voltaje. En caso de que haya un corto circuito en el secundario, la corriente en éste será muy grande lo cual se verá reflejado en el primario. Esta corriente deberá fluir por el transformador hacia el transistor, saliendo por la fuente (S) del MOS. Si se coloca una resistencia muy pequeña, $R_{12} = 0.33\Omega$ de S a tierra, el voltaje que aparezca en esa resistencia será proporcional a la corriente que circule a través de ella. A pesar que la corriente pico que circula en el transistor es relativamente alta, aproximadamente 3 A, el voltaje pico que se encuentra en la resistencia es de 0.99 V.

Este voltaje es muy pequeño y muy difícil de comparar fácilmente debido a que los diodos Zener más pequeños son de 3.3 V. Se tiene que amplificar esta diferencia de tal manera que se llegue mínimo a los 3.3 V. Para esto se usará un amplificador operacional con retroalimentación negativa, cuya ecuación se vuelve a escribir aquí

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2$$

Con las resistencias es posible tener un mayor o un menor voltaje a la salida del amplificador. La corriente en el transistor y por consiguiente en la resistencia no es directa sino que es conmutada como se vio en el circuito del flyback haciendo difícil aplicar esta ecuación y obtener resultados correctos. Se fueron usando diferentes resistencias de tal manera que trabajando el flyback normalmente, se tuviese alrededor de $V_{CORTO} = 2.5$ V en el pin no inversor y con un diodo Zener de 3.3 V se tenía la referencia en el pin inversor. Las resistencias que lograban esto eran $R_1 = 1$ k Ω y $R_2 = 330$ Ω . Si llegase a aumentar la corriente promedio hasta que el pin no inversor llegara a 3.3 V, el circuito se apagará.

El circuito completo simulado en LTSpice se muestra en la Figura 3.27

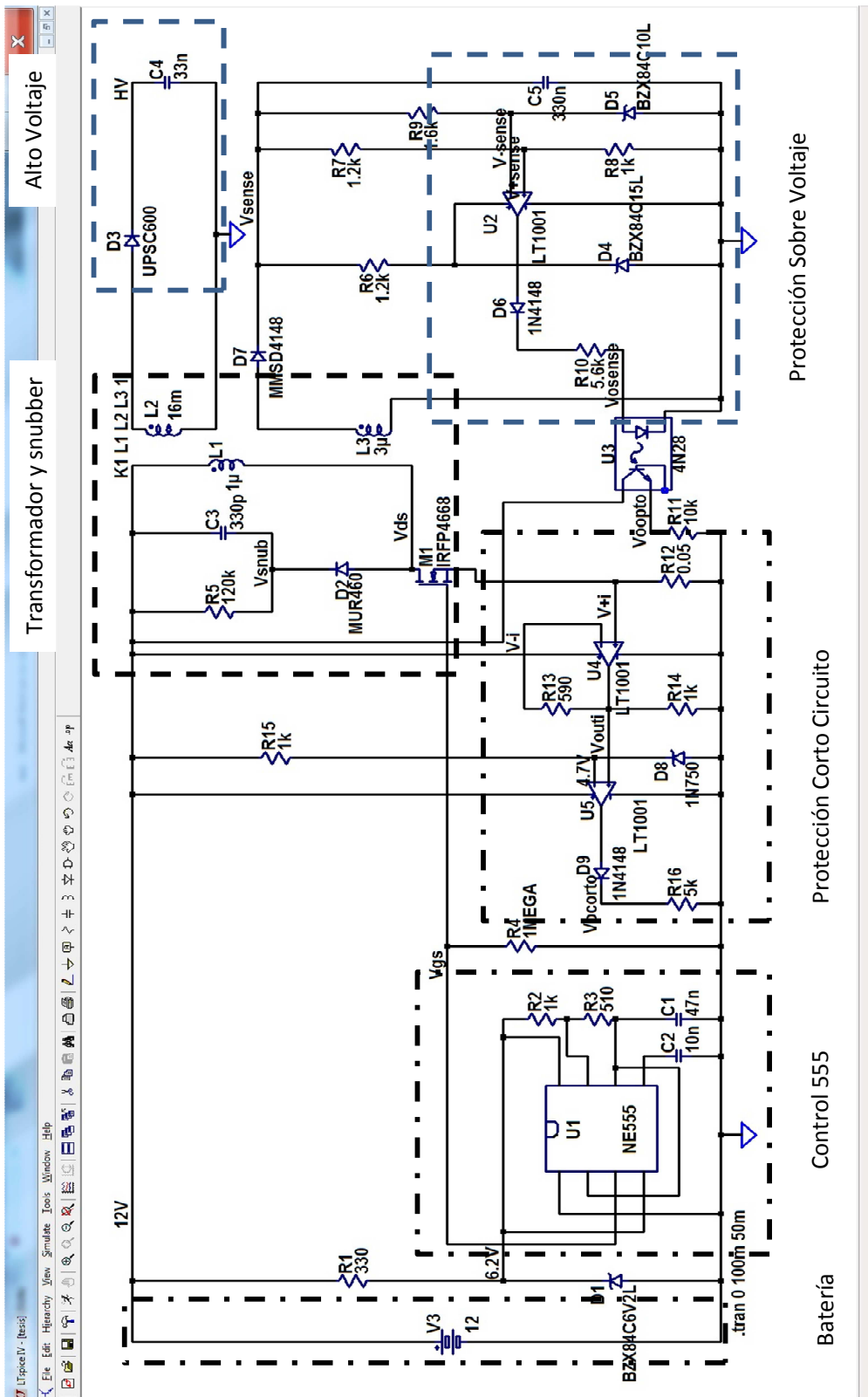
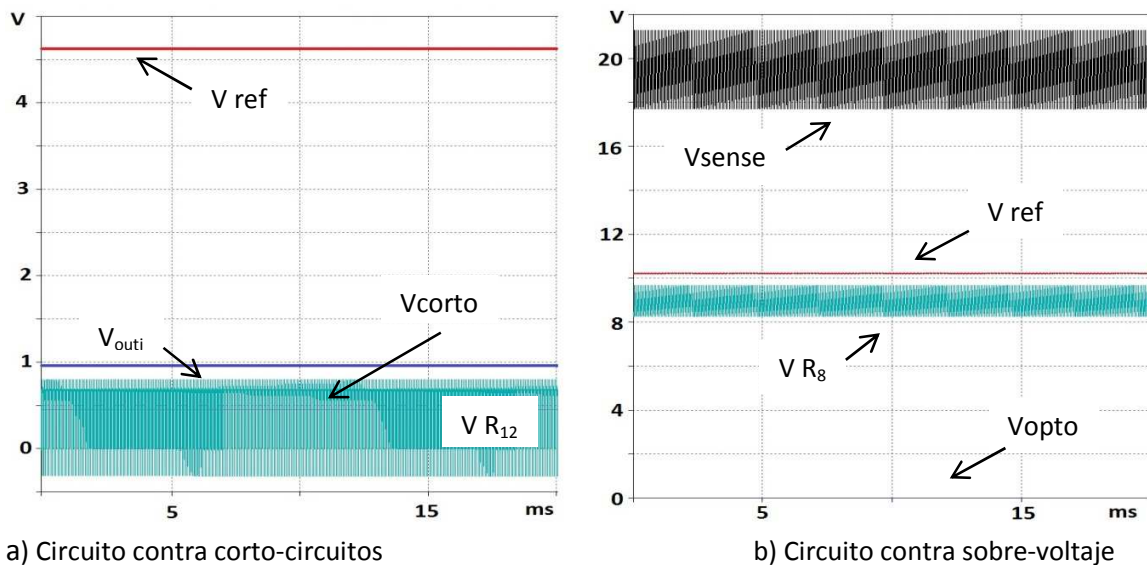


Figura 3.27 Circuito completo de la unidad de procesamiento de poder sin CPLD.

Como se puede apreciar de izquierda a derecha se tiene: i) La batería de 12 V, de donde se obtendrá toda la energía requerida para hacer funcionar todo el circuito y al propulsor coloidal. ii) El control mediante un circuito integrado 555. iii) La protección contra un corto circuito cuya simulación se encuentra en la Figura 3.28a. iv) Posteriormente está el transformador y snubber que fueron simulados anteriormente. v) Del lado del secundario se observa el alto voltaje que para esta simulación es de 1.68 kV y el circuito contra un sobre voltaje posible. En Figura 3.28b se muestra la salida del optoaislador y el voltaje de entrada para el circuito de sobre voltaje (V_{sense}). Como se puede ver la salida está en 0 lógico porque el voltaje no excede los 23 V.



a) Circuito contra corto-circuitos

b) Circuito contra sobre-voltaje

Figura 3.28 Simulación de los circuitos de protección.

Con esto, se armó el circuito completo y se observó que los circuitos de protección funcionaban como fueron diseñados; mientras que el voltaje de salida variaba de 1500 a 2300 V.

3.2.1 CPLD

Por último, se tradujeron esos niveles altos y bajos que se obtenían del optoaislador y del comparador, en señales que sirviesen para apagar completamente el circuito y así evitar un daño posible a algún dispositivo. Si esto llegase a ocurrir se quedaría apagado hasta que se volviese a prender manualmente. La manera de controlar el voltaje de salida se hizo mediante una regulación de ancho de pulso digital para que este control se pueda incorporar a la computadora general de vuelo.

Se decidió describir el comportamiento usando Very High Speed Integrated Circuit, Hardware Description Language (VHDL), que se puede poner en el Field Programmable Gate Array (FPGA) de la computadora central. Sin embargo, ya que la descripción final no usaba ni el 10% de un FPGA se usó un dispositivo lógico más barato y más pequeño,

cuidando que los voltajes de salida fuesen de 0 a 5 V porque el MOSFET usado está completamente prendido a 5V y apagado a los 2.5 V. Con esto en mente se utilizó un Complex Programmable Logic Device (CPLD) que acepta códigos en VHDL con un voltaje de salida en alto en 5 V y de bajo de 1 V máximo, con 32 macro-celdas.

El diseño general implica tener un regulador de voltaje a 5 V que alimente al CPLD, el cual tendrá 6 entradas: reloj, botón para prender/apagar, botón para más voltaje, botón para menos voltaje, interruptor por sobre voltaje, interruptor por corto circuito. Tendrá 6 salidas: para el control del MOS, para activar al reloj, para informar que hubo un problema, para informar que ya se encuentra al máximo de voltaje de salida, y para informar que ya se encuentra al mínimo del voltaje de salida.

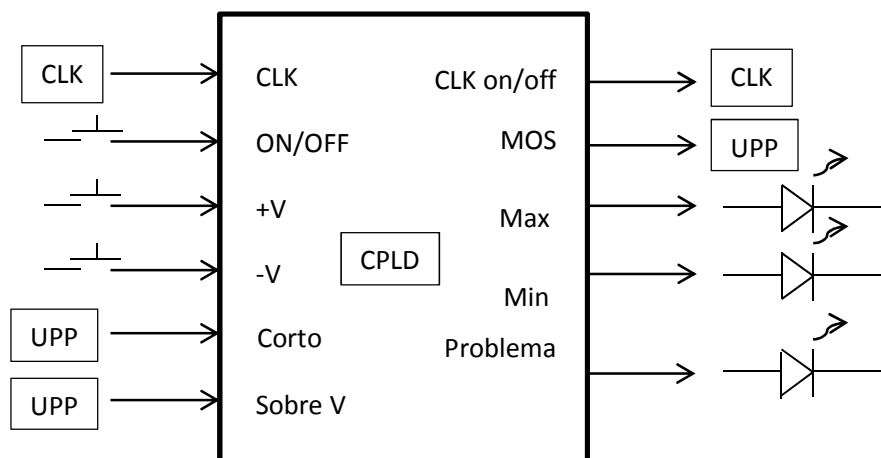


Figura 3.29 Figura 3.59 Entidad del CPLD

Para efectos de esta tesis se simulará los comandos de encendido, más y menos voltaje mediante el uso de botones físicos. En un futuro, estos botones pueden ser remplazados fácilmente por los comandos enviados y recibidos por el sistema de telecomunicaciones usando la computadora central. Con esta entidad se prosiguió a describir el hardware de tal manera que se cumpliera con lo que se necesita. Tanto el lenguaje VHDL, como la física del CPLD no serán abordados en este trabajo.

El CPLD que se consiguió es de la marca ALTERA, EPM3070SLC44-10 encapsulado de PLCC 44 pines. El software usado para programar al CPLD es el QUARTUS II 9.21sp2 Web Edition y su simulador es el MAX+II. El código VHDL se encuentra en el Anexo C mientras que la simulación se muestra en las Figura 3.30 y Figura 3.31.

Como se puede observar a partir de la simulación, el reloj oscila a aproximadamente 16 kHz, el cual se logró haciéndolo con un temporizador 555 pero con componentes fijos. Al principio, la UPP se encuentra apagada por lo que el reloj también está apagado (clkonoff en 0V) para ahorrar energía, además se tiene prendido el LED de "problema" indicando que no está funcionando el sistema de control. En cuanto se prende la unidad mediante un pulso en alto (onoff en 5V), el reloj empieza a oscilar puesto que la línea que lo

alimenta tiene 5V (clkonoff en 5V), el MOS empieza su funcionamiento en lo mínimo (un ciclo de trabajo muy bajo) y el LED de “problema” se apaga indicando que el dispositivo se encuentra encendido.

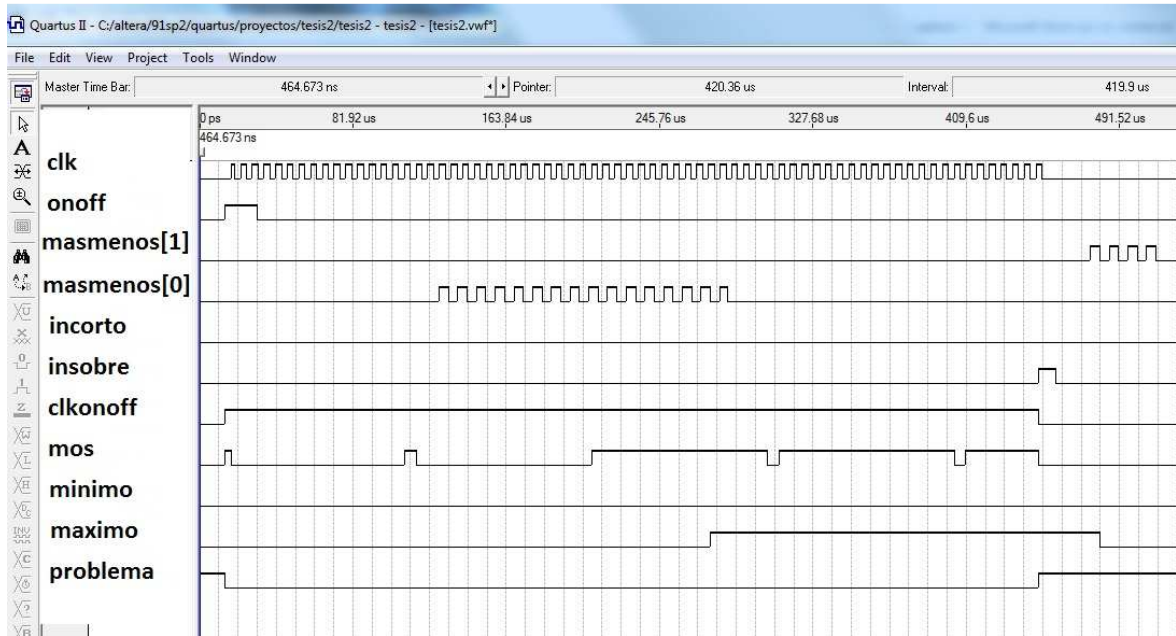


Figura 3.30 Simulación del código para el CPLD. Parte 1

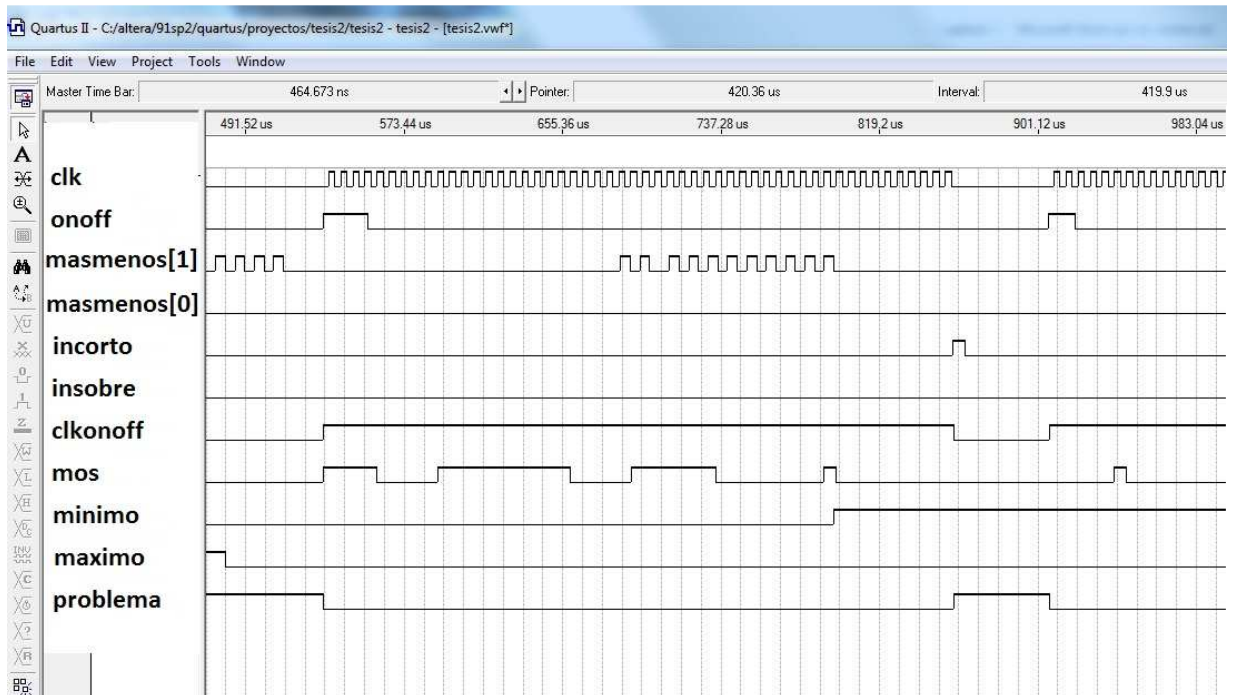


Figura 3.31 Continuación de la simulación.

Se incrementa el voltaje a la salida mediante una modulación del ancho de pulso, haciendo un mayor ciclo de trabajo. Esto se logra presionando y soltando varias veces el mismo botón (masmenos[0]), hasta que el LED de “máximo” se ilumina diciendo que el sistema de control ya no puede dar un mayor voltaje. El MOS funciona ahora con un ciclo de trabajo muy grande, casi del 90%, hasta que el voltaje a la salida excede los 2.3 kV, accionando la entrada “insobre”, la cual inmediatamente apaga al MOS, prende el LED de “problema” y como espera en este estado hasta que la computadora de vuelo lo reinicie, también apaga el reloj para ahorro de energía.

Una vez que el usuario se da cuenta que el voltaje fue excedido cuando se tiene el ciclo de trabajo máximo en el MOS (LED “máximo” encendido), se reduce el voltaje a la salida oprimiendo varias veces el mismo botón (masmenos[1]), apagando el LED “máximo”. Todo este tiempo el MOS está apagado. Una vez que se baja el voltaje, se vuelve a reiniciar el circuito aplicando un pulso al botón “onoff”, haciendo que el LED de “problema” se apague, prendiendo otra vez el reloj, y al MOS. Como se observa en la simulación, esta vez ya no se tiene el ciclo de trabajo máximo, sino que está por la mitad de su funcionamiento correcto.

Si se desea reducir el empuje obtenido por el propulsor coloidal, se tiene que reducir aún más el alto voltaje (no mostrado), y esto se logra apretando varias veces el mismo botón masmenos[1], hasta que el LED “mínimo” se encienda indicando que ya se encuentra en el menor ciclo de trabajo posible. Si se quiere aumentar el voltaje basta con presionar el botón masmenos[0]. Si se quiere apagar el propulsor, basta con presionar el botón “onoff” una vez que se encuentre trabajando el circuito.

Para comprobar la función de la protección contra corto circuito, se forzó un ‘1’ lógico a esa entrada y se comprobó que tanto el MOS como el reloj se apagaban inmediatamente; mientras que el LED “problema” se encendía. El circuito quedaba en espera que el usuario lo volviese a reiniciar mediante el botón “onoff” y al hacerlo, el circuito funcionaba correctamente de nuevo.

Cabe mencionar que se usaron botones para la implementación de este CPLD; sin embargo, en un futuro se pueden cambiar esos botones por comandos enviados a través del sistema de comunicaciones pasando por la computadora de vuelo. Los LED que informan sobre el estado del circuito pueden ser entradas para la computadora de vuelo la cual registrará en una memoria interna si ocurrió algún problema durante su funcionamiento y a qué nivel de voltaje se encuentra el propulsor coloidal.

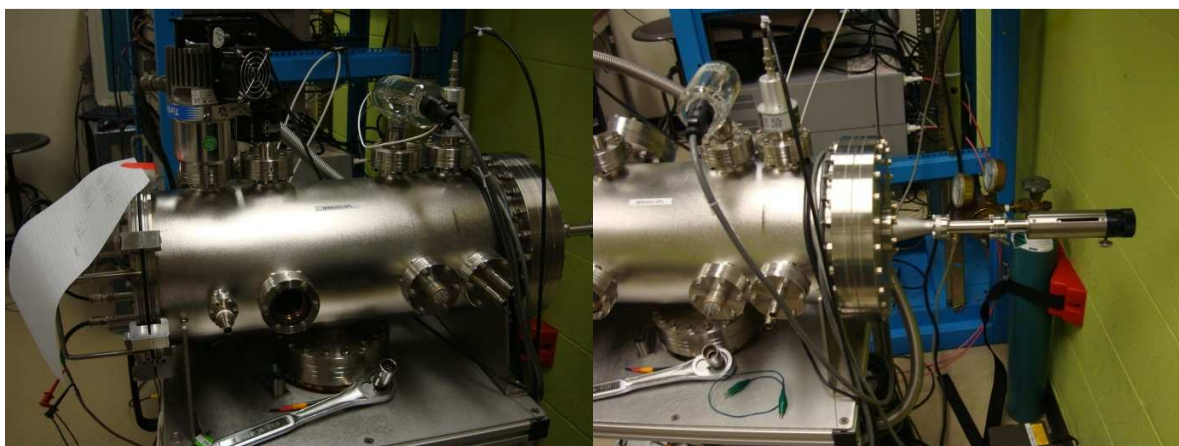
Se probó el diseño usando un generador de funciones como reloj y se obtuvieron los resultados que se muestran en la Tabla 3.9. Sin embargo, una vez que se hizo el circuito impreso, el CPLD tenía mucho ruido debido al transformador de alto voltaje que no está bien aislado y su funcionamiento no era el programado. No obstante, el circuito analógico permite tener una fuente variable de alto voltaje aún en el circuito impreso.

Frecuencia [Hz]	Ciclo de trabajo %	V Alto Voltaje [V]
11 k	80	3.0 kV
11 k	50	2.0 kV
11 k	20	1.0 kV
15 k	80	3.5 kV
15 k	40	1.5 kV
15 k	20	1.4 kV
16 k	80	2.5 kV
16 k	60	1.5 kV
16 k	50	1.4 kV
16 k	40	1.3 kV
16 k	30	1.2 kV
16 k	20	1.0 kV

Tabla 3.9 Resultados con el CPLD

3.3 Resultados Experimentales³.

Para probar la UPP con un propulsor coloidal con líquido iónico EMI-IM se usó la cámara de vacío MINIVAC de la compañía Varaiian Inc, en el Space Propulsion Laboratory del MIT. Esta cámara de vacío está construida por acero inoxidable en forma de un cilindro. La longitud de la cámara es de 49.5 cm y su diámetro interno es de 19.7 cm. Si se requiere una mayor longitud se tiene una extensión también hecha de acero inoxidable adjunta en la parte posterior de la cámara, de diámetro interno de 5.6 cm y de 36.5 cm de longitud. Todo esto tiene un volumen aproximado de 16 litros. El ensamble con la extensión puesta se muestra en la figura Figura 3.32.



a) Cámara cilíndrica MINIVAC

b) Extensión para la cámara

Figura 3.32 Cámara de vacío MINIVAC del SPL, MIT

³ El experimento fue realizado con el consentimiento del Doctor Paulo Lozano y la ayuda de la Ing. Carla Pérez Martínez, 26 de Octubre del 2011, SPL, MIT.

Las dos turbo bombas pequeñas que logran el vacío usan N_2 con una capacidad de bombeo de 68 litros/s y son modelo Varian V-70. Hay otra bomba la Varian SD-40 que es usada para dar la presión necesaria a las dos turbo bombas. Estas bombas se muestran en la Figura 3.33.

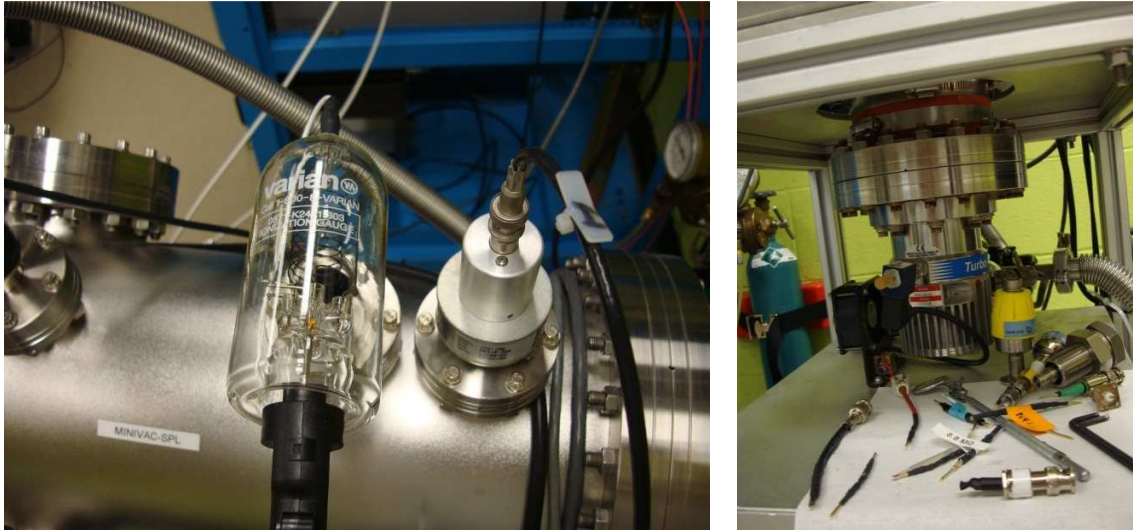


Figura 3.33 Bombas para lograr el vacío dentro de la cámara.

Para poder simular correctamente el medio ambiente del espacio exterior es necesario asegurar que los iones emitidos no interactúen con nada. La cámara de vacío usa gases para lograr sus bajas presiones por lo que puede haber una interacción entre los iones emitidos y las moléculas del gas. Esto se evita si la presión es menor a 3.5×10^{-5} Torr haciendo que se simulen bien las condiciones de vuelo.

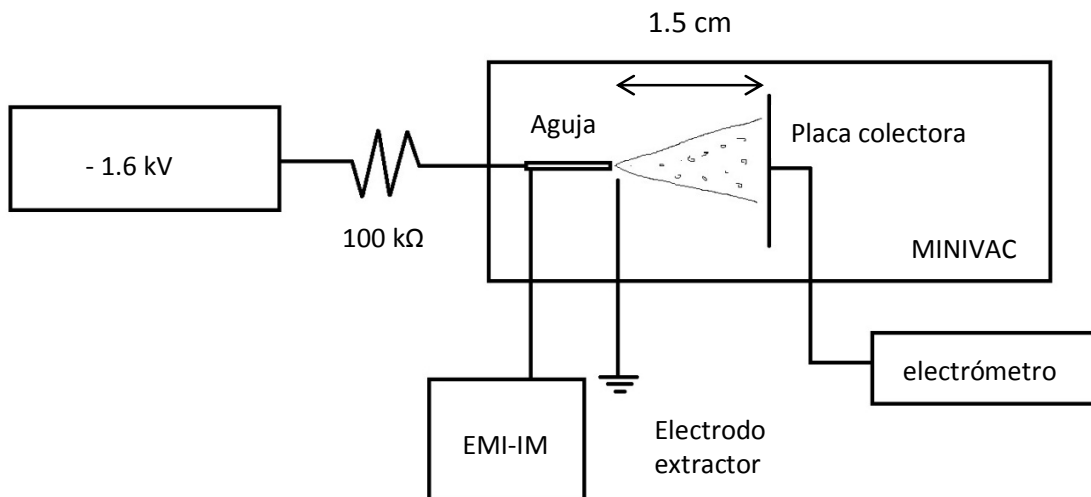


Figura 3.34 Esquema del experimento para un propulsor coloidal.

El esquema del experimento, Figura 3.34, muestra la composición por dentro de la cámara. Se tiene una aguja dentro de la cámara y conectada a una bomba que le suministra el EMI-IM. También está conectada a la terminal negativa de la UPP de -1.6 kVDC por medio de una resistencia de 100 kΩ. La aguja está colocada al centro de la tapa de la cámara de vacío y en frente se tiene el electrodo extractor que está conectado a tierra. Hacia adentro de la cámara de vacío, 1.5 cm se tiene una placa colectora donde chocan las partículas emitidas por la aguja y a su vez está conectado a un electrómetro para registrar la cantidad de corriente recopilada.

La UPP se describió anteriormente y como se analizó cuenta con aislamiento lo que hace que se pueda obtener un voltaje positivo o negativo dependiendo cómo se conecta la referencia. Era necesario tener un voltaje negativo porque se ha comprobado que la vida útil de las agujas aumenta si se usa este tipo de voltaje. Como se puede observar en la Figura 2.10 si se quiere tener la aguja emitiendo coloides es necesario aplicar un voltaje mínimo de -1.2 kV para una distancia de 1.5 cm. Se decidió empezar a usar -1.6 kV.

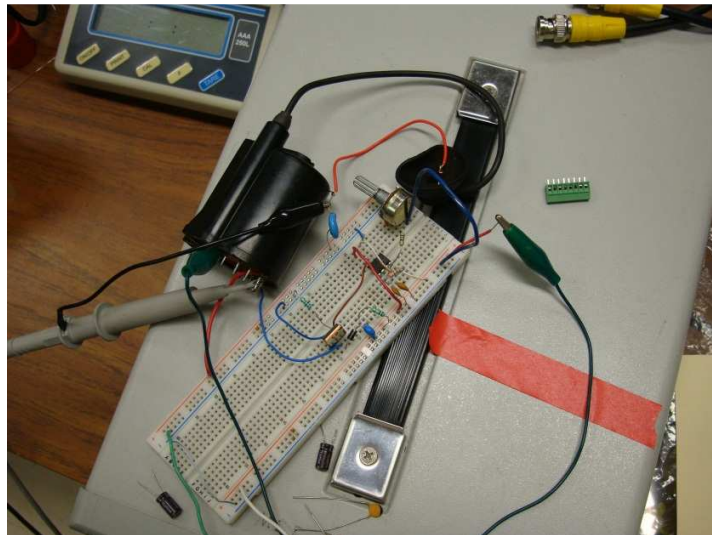


Figura 3.35 La UPP conectada al propulsor.

El voltaje de salida se iba variando con un potenciómetro de 1 kΩ y la salida de la fuente se podía cuantificar en un osciloscopio Agilent DSO-X 3024A y por el uso de una punta atenuadora 1:100. Con un multímetro digital Fluke se medía la caída de voltaje en la resistencia de 100 kΩ y con el voltaje leído se podía saber la corriente total que entraba a la aguja por medio de la relación,

$$I = \frac{V}{100 \times 10^3}$$

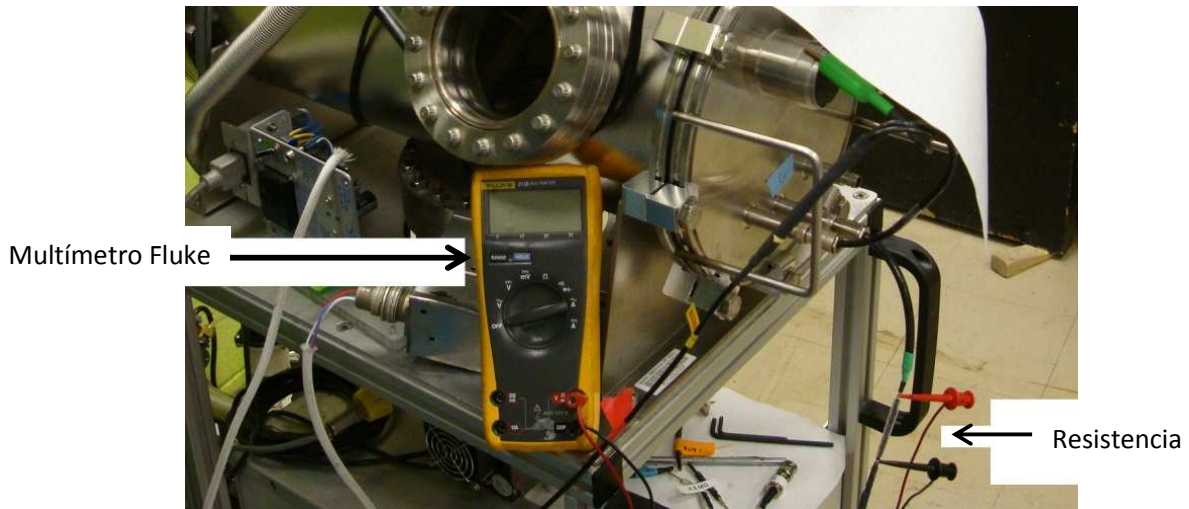


Figura 3.36 Multímetro digital Fluke y resistencia.

Finalmente la corriente recopilada por la placa, que era menor a la emitida porque algunos iones chocaban contra el electrodo extractor se leía por el electrómetro Keithley 6517 y a su vez la información era almacenada con el mismo osciloscopio. Se tomaron varias muestras a diferentes voltajes pero siempre a una presión de 2.2×10^{-7} Torr. Los resultados se muestran en la Tabla 3.10.

V_{FLYBACK} [kV]	V_R [mV]	I_{PLACA} [μA]	$I_R (V/R)$ [μA]
-1.53	16	-0.148	0.16
-1.66	32	-0.257	0.32
-1.70	34	-0.263	0.34
-1.75	42	-0.301	0.42
-1.80	34	-0.272	0.34
-1.85	34	-0.275	0.34
-1.90	40	-0.313	0.40
-1.96	37	-0.284	0.37
-2.00	37	-0.277	0.37

Tabla 3.10 Resultados obtenidos de una sola aguja.

Graficando el voltaje de entrada y la corriente recopilada por la placa obtenemos la Figura 3.37. Como era de esperar, conforme se pasa el voltaje de umbral de la aguja, empieza a haber emisión de iones y gotas cargadas. Si se aumenta más el voltaje, habrá más emisión, sin embargo parece no ser una relación lineal. Algo que se puede observar es que para cada punto se tiene un desfase constante entre la corriente recolectada en la placa y la corriente que pasa por la resistencia, excepto cuando se tiene un bajo voltaje.

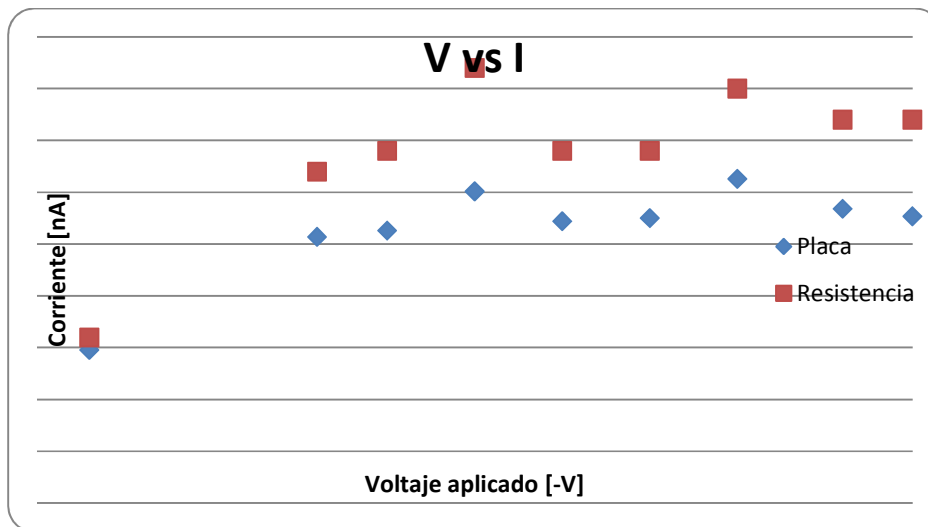


Figura 3.37 Gráfica de los resultados obtenidos.

Se podría explicar este fenómeno debido a la divergencia que tiene el haz cuando es emitido por la aguja. A bajos potenciales se obtiene casi la misma corriente tanto en la resistencia como en la placa, por esto se puede concluir que el haz casi no diverge y casi no choca en el electrodo extractor, teniendo la mayor parte de la corriente en la placa recolectora. Sin embargo, conforme el voltaje va aumentando, el haz diverge más puesto que es atraído por el extractor con mayor fuerza haciendo que una mayor parte del haz emitido llegue al electrodo y no a la placa recolectora. De -1.6 kV hasta los -2.0 kV, se tiene una divergencia aproximadamente constante de tal manera que sin importar el voltaje, las pérdidas serán las mismas.



Figura 3.38 Presión a la que se encontraba la cámara de vacío, el osciloscopio Agilent DSO-X 3304A y el electrómetro Keithley.

Dado que es posible visualizar los datos en el osciloscopio, se realizó una segunda toma de datos y en el osciloscopio se guardaron los puntos de cada lectura y se graficaron usando MATLAB. Se graficaron los datos tal cual se habían obtenido. Sin embargo, se podía ver mucho ruido a alta frecuencia lo que significaba que la punta de alta tensión añadía ruido a las mediciones. La Figura 3.39 muestra los resultados de todas las mediciones en una sola gráfica.

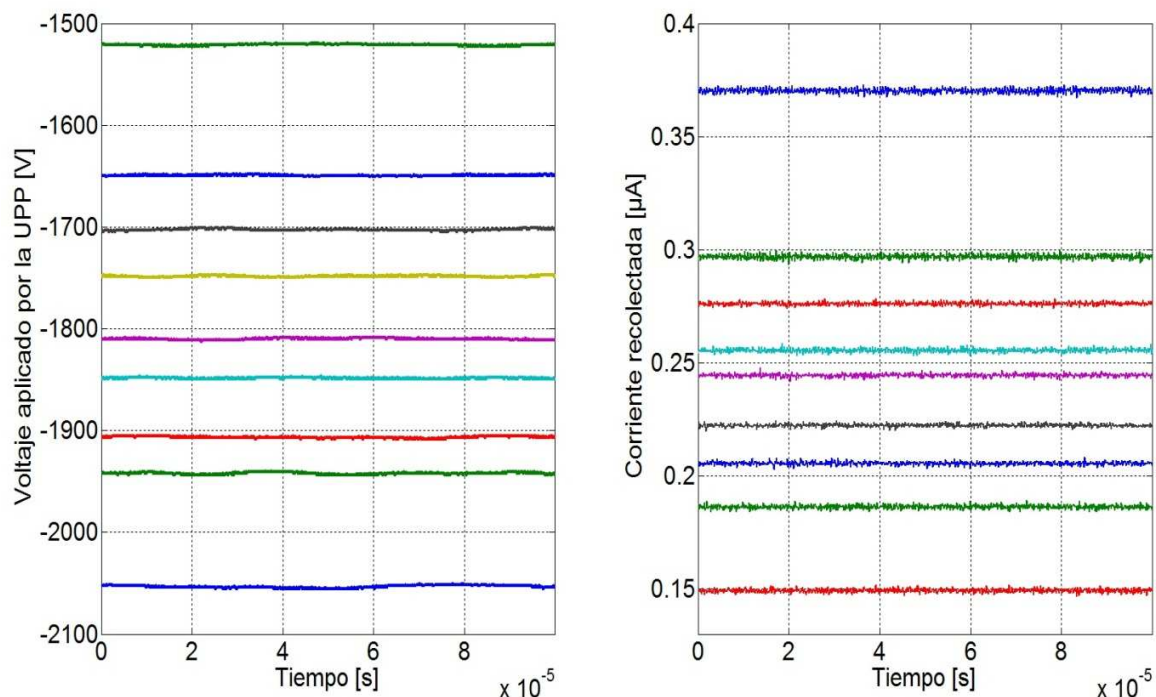


Figura 3.39 Resultados del experimento con el osciloscopio

Como se puede apreciar, el voltaje aplicado por la unidad de procesamiento estaba entre el rango de -1500 V y de -2050 V con pequeñas variaciones, por lo que se considera constante, o como un voltaje de CD limpio, sin mucha variación de rizo. Como era de esperar, la corriente recolectada por la placa era también constante y las variaciones que se ven a alta frecuencia se les atribuyen al ruido de los instrumentos y al de las sondas.

Para analizar los datos con mayor precisión, se usó un filtro paso bajas implementándolo en MATLAB cuyo código aparece en el Anexo B, de tal forma que las variaciones a alta frecuencia se eliminaron y las pequeñas perturbaciones por el voltaje de rizo se conservaron. Otra modificación que se hizo a la presentación de la corriente fue multiplicarla por -1, de tal forma que la primera línea de arriba hacia abajo en el lado de voltaje aplicado, también correspondiera a la primera línea de arriba hacia debajo de la corriente recolectada. Esto se hizo para tener una mejor visualización y poder relacionar el voltaje aplicado con su corriente más fácilmente.

En la Figura 3.40 se puede ver claramente la relación que hay al aplicar un cierto potencial y la corriente recibida por la placa. Las mediciones son mucho más precisas que las obtenidas usando el multímetro y el electrómetro, debido a que en estos instrumentos no se pueden cuantificar variaciones pequeñas ni tampoco es posible ver la forma de onda de la señal. Con MATLAB se encontró el voltaje promedio y la corriente que se emitía, tal como se observa en la Tabla 3.11.

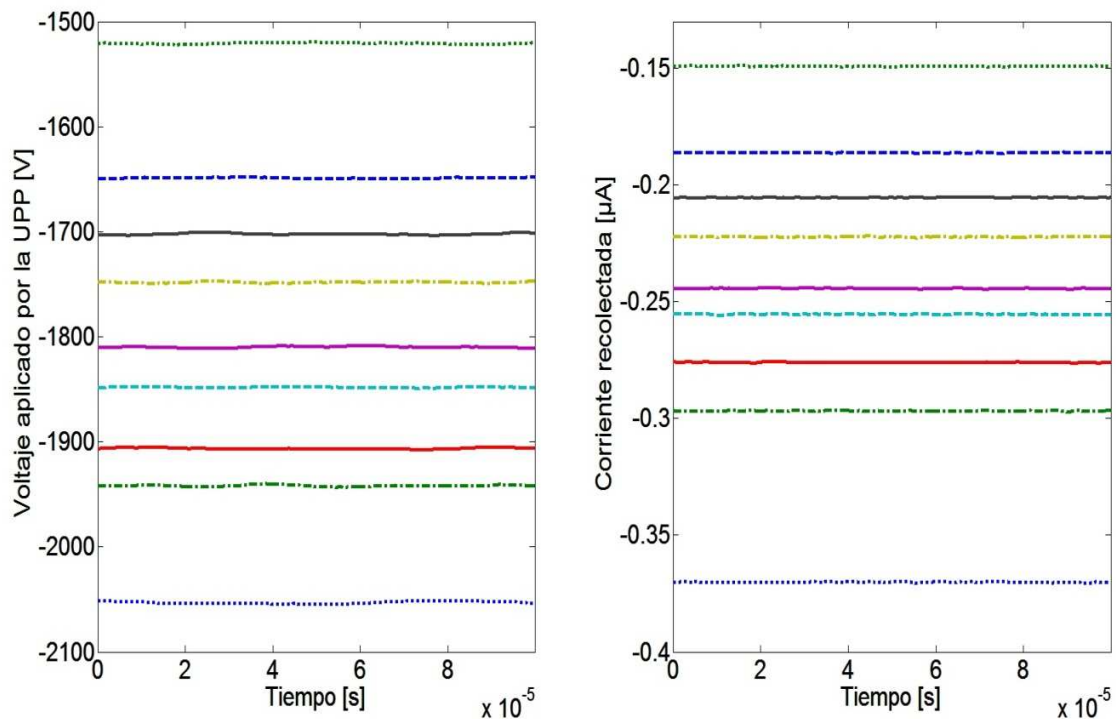


Figura 3.40 Datos utilizando un filtro paso bajas implementado en MATLAB.

V_{promedio} [V]	V_{rizo} [V]	% rizo	I_{promedio} [nA]	I_{rizo} [nA]	% rizo
-1521	2.6301	0.17	149.2	0.67	0.44
-1649	1.5247	0.09	186.3	0.65	0.34
-1702	2.8642	0.16	205.5	0.61	0.29
-1748	2.0402	0.11	222.3	0.78	0.35
-1810	2.5851	0.14	244.4	0.71	0.29
-1848	1.3675	0.07	255.5	0.80	0.31
-1906	2.5438	0.13	276.1	0.67	0.24
-1942	3.2635	0.17	296.9	0.69	0.23
-2053	3.9087	0.19	370.2	0.77	0.20

Tabla 3.11 Valores obtenidos con el uso de MATLAB

Mediante los filtros implementados en MATLAB se pudo eliminar casi todo el ruido de la sonda, la cual se mostraba como un ruido en alta frecuencia. Se observa que el voltaje de rizo aproximado es de 0.11 %, lo cual es muy aceptable para poderlo considerar como una fuente de corriente directa. Con esto se comprueba que la UPP estaba trabajando conforme a lo estudiado sin ningún problema.

La corriente promedio oscilaba un poco más, pero no significativamente. Es decir, las variaciones eran un poco mayores a las del voltaje aplicado, pero se mantenían en un promedio de 0.31%. Como la variación se mantenía bien por debajo del 1%, se puede

atribuir a las muy pequeñas variaciones del voltaje aplicado y no afectó en los demás resultados. Se graficaron los nuevos puntos obtenidos después del procesamiento matemático y se obtuvo,

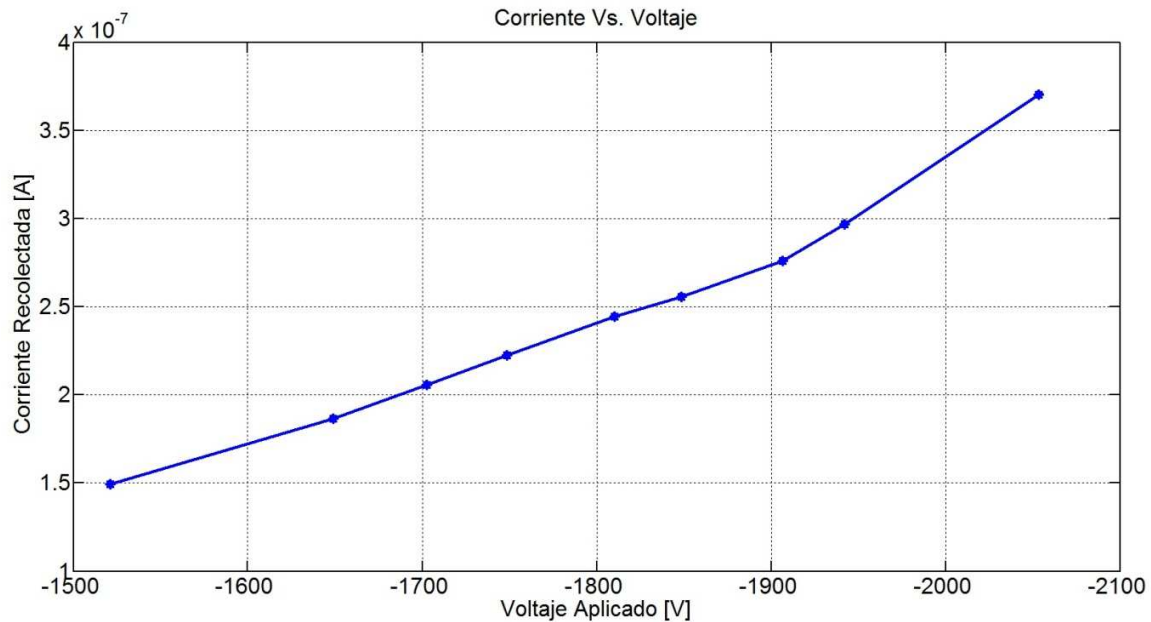


Figura 3.41 Relación entre el voltaje aplicado y la corriente.

Con esta gráfica se aprecia que conforme va aumentando el voltaje (haciéndose más negativo), la corriente emitida por la aguja también va creciendo. Hay un voltaje mínimo para obtener emisión y era de aproximadamente -1.2 kV. Después de ese voltaje, la relación entre voltaje y corriente es aproximadamente lineal, fenómeno que no se podía ver claramente basándose únicamente en las lecturas del multímetro y sin realizar el procesamiento matemático necesario. Sin embargo, pasando los -2 kV, la corriente empieza a crecer exponencialmente y la relación ya no es lineal. Si se siguiera aumentando el voltaje se llegará a una región de saturación justo antes de provocar un posible arco eléctrico.

La región cuasi lineal que se observa en la gráfica tiene un gran interés puesto que es ahí donde se puede controlar el impulso con mucha precisión, por medio de (2.13)

$$F = I \sqrt{\frac{2\Phi_B}{q/m}}$$

Donde I es la corriente, Φ_B es el potencial aplicado a la aguja y la relación carga específica, q/m , se puede determinar experimentalmente para cada líquido. Una aproximación [20] es que la carga específica sea de 660 C/kg. Con estos datos se puede calcular el impulso que se obtiene, lo cual nos da para 1810 V con 244.4 nA,

$$F = 244.4 \times 10^{-9} \sqrt{\frac{2 * 1810}{660}} = 1.23 \mu N$$

Si se quiere calcular el impulso específico es necesario conocer el gasto másico que se tiene para utilizar la ecuación del impulso que se vuelve a escribir aquí,

$$I_{sp} = \frac{F}{g\dot{m}}$$

Sin haber determinado el flujo de masa experimentalmente, se puede aproximar con 0.1×10^{-9} kg/s, con lo que se obtendría

$$I_{sp} = \frac{1.23 \times 10^{-6}}{9.81 * 0.1 \times 10^{-9}} = 1253 \text{ seg}$$

Con estos resultados que son comparables con los obtenidos con otros propulsores coloidales se puede afirmar que este tipo de propulsor parece ser el adecuado para un micro satélite ya que cumple con los niveles de potencia eléctrica disponible. El empuje obtenido es del orden de los μN pero con un impulso específico que rebasa los 1000 segundos. Debido a que hay una región lineal es relativamente simple controlar el impulso obtenido de cada aguja. Para el caso de un micro satélite el impulso requerido es pequeño por lo que hacer una matriz de 500 agujas es viable y con esto se podría obtener tanto la precisión como la fuerza deseada para una pequeña maniobra.

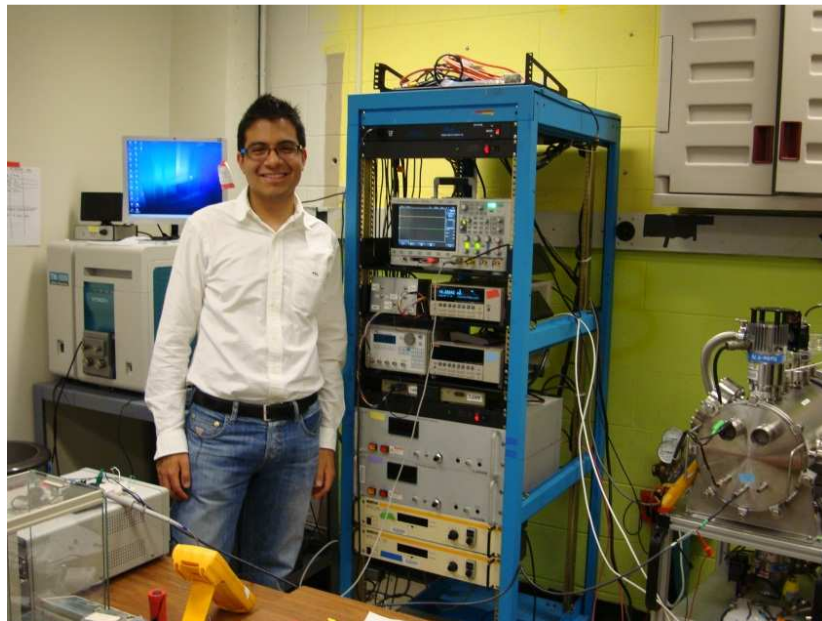


Figura 3.42 Parte del equipo empleado para el experimento realizado en el MIT.

Como se señaló en la introducción, el objetivo de este trabajo es fabricar una UPP que se pueda armar con componentes disponibles en el mercado mexicano de semiconductores y cuyo costo sea accesible para un micro satélite, a continuación se muestra la lista de componentes usados y su precio

Componente	Precio
1 Transformador flyback FBB1454 AL	\$ 60
1 NMOSFET IRF711	\$ 12
1 Diodo Zener 6.2 V ½ W	\$ 3
1 Diodo Zener 3.3 V ½ W	\$ 3
1 Diodo Zener 10 V ½ W	\$ 3
1 Diodo Zener 15 V ½ W	\$ 3
4 Diodo Silicio 1N4007 (\$ 1 c/u)	\$ 4
1 Diodo Rápido 1N4148	\$ 1
3 Diodo LED (\$ 2 c/u)	\$ 6
14 Resistencias Varios valores (\$1 c/u) ½ W	\$ 14
1 Resistencia 0.47 Ω, 2 W	\$ 10
1 Potenciómetro 1 kΩ	\$ 15
1 Condensador 47 nF	\$ 2
1 Condensador 10 nF	\$ 2
1 Condensador 1 μF, 63 V	\$ 2
1 Condensador 330 pF, 2 kV	\$ 5
1 Condensador 1nF, 3 kV	\$ 5
1 Temporizador NE555	\$ 4
3 Amplificador Operacional LM741 (\$ 3 c/u)	\$ 9
1 Optoaislador 4N28	\$ 4
1 CPLD EPM7032SLC44-10	\$ 50
1 base CPLD 44 pin	\$ 16
1 tableta fenólica para soldar	\$ 50
TOTAL	\$ 283

Tabla 3.12 Costo total de la UPP

El total de todos los componentes es de \$ 283 pesos, por lo que se puede decir que el circuito está dentro del precio admitido para una primera etapa de desarrollo de prototipos para la misión QUETZAL. El prototipo es completamente funcional.

Así, en este trabajo de tesis se estudió en una primera instancia toda la teoría necesaria de los componentes electrónicos para poder diseñar una unidad de procesamiento de poder. A continuación se describen los diferentes propulsores eléctricos con el fin de encontrar el más adecuado para la misión QUETZAL. Finalmente, con la teoría expuesta y con la comparación de los propulsores eléctricos, se diseña una UPP con el fin de alimentar un propulsor coloidal y se prueba en una cámara de vacío.

Los resultados obtenidos del experimento realizado en una cámara de vacío, nos permite conocer el comportamiento de una aguja coloidal en el espacio. Dicho conocimiento es vital para poder medir y cuantificar el impulso que obtendremos de una aguja y así poder diseñar otros subsistemas dependientes de la fuerza originada por el subsistema de propulsión como es el caso del subsistema de control y altitud de órbita que requiere de un par de fuerzas para poder llevar a cabo sus funciones.

El subsistema de propulsión, como se estudió anteriormente, pone requisitos a otros subsistemas como lo es el de potencia eléctrica. Con los datos obtenidos experimentalmente se pueden cuantificar esos requisitos y se puede buscar la mejor manera de cumplir con ellos. Con esto se puede diseñar y construir los otros subsistemas para que en una parte posterior se puedan integrar y resolver los problemas que surjan de la integración como el problema de compatibilidad electromagnética que se observó al hacer el circuito impreso.

Así pues, este trabajo de tesis es un primer acercamiento a la investigación sobre la propulsión eléctrica con mucho trabajo que hacer en el ámbito del proyecto QUETZAL, pero también con muchos resultados exitosos que permitirán continuar con este trabajo y ayudará a construir una plataforma satelital.

Trabajo a Futuro

El diseño que se realizó en esta tesis sirve para alimentar de energía eléctrica a varias agujas que forman parte del propulsor coloidal. El diseño fue verificado en una cámara de vacío. Con este circuito, se abre la posibilidad de seguir investigando más sobre los propulsores eléctricos.

Así mismo, el circuito puede ser mejorado en cuanto a compatibilidad electromagnética y control vía computadora de vuelo, sin usar un CPLD adicional. A pesar de que fue diseñado para su fácil integración con los otros subsistemas, se tiene que verificar e integrar físicamente con el resto de los subsistemas. Una vez que se haya decidido la cantidad de agujas necesarias para la misión, se puede construir un transformador más adecuado en cuanto tamaño físico y potencia eléctrica para evitar peso innecesario en la UPP así como dejar fija la salida de la UPP al nivel de voltaje correcto para obtener el impulso necesario.

En cuanto a la parte del propulsor hay mucho trabajo a futuro que se puede realizar. La misma UPP se puede usar para otro tipo de propulsor eléctrico. También, se puede construir una aguja coloidal y encenderla en una cámara de vacío con su líquido iónico correspondiente. Variando el líquido iónico usado, se puede estudiar el desempeño de cada uno de ellos. En cuanto a la aguja, como se estudió, su desempeño depende mucho de su construcción física, es decir, del tamaño del diámetro exterior e interior, por lo que construyendo varias agujas de diferentes tamaños se puede estudiar la relación que existe con la eficiencia y encontrar la más conveniente.

Finalmente, otro tema muy importante para la continuidad de este trabajo de tesis es la parte del control automático de la UPP para la estabilización del satélite. Se necesita diseñar un sistema que sea capaz de prender y apagar al propulsor eléctrico en el momento correcto automáticamente para lograr mover al satélite como se requiera de manera segura.

Este trabajo de tesis es un primer paso en un mundo muy grande de posibilidades de investigación y de construcción de prototipos con la ventaja que la fuente de alimentación ya fue probada exitosamente y se puede usar para los siguientes experimentos fácilmente dada su sencillez de interface y control.

Conclusiones

El análisis teórico realizado en este trabajo para diseñar la UPP para un propulsor coloidal fue la base para su simulación y su construcción. Los resultados obtenidos después de la construcción del prototipo se acercan mucho a los resultados obtenidos teóricamente con la teoría y generan los valores necesarios de voltaje y corriente para la operación del propulsor.

Para poder probar correctamente la UPP se requiere de un propulsor coloidal cuyo líquido iónico emita a los -1.2 kV. Estos líquidos iónicos generalmente son volátiles a temperatura ambiente por lo que su funcionamiento fuera de una cámara de vacío ocasionaría su evaporación.

Por esta razón, las pruebas se realizaron en el Laboratorio de Propulsión Espacial donde se contaba con una cámara de vacío donde se concluye que el circuito propuesto para la UPP funciona sin ningún problema ya que los resultados obtenidos eran muy parecidos a los esperados. Cabe reiterar que se probó con una sola aguja emisora de coloides, pero para obtener un empuje más grande se necesitaría un arreglo mayor de agujas. No obstante, el circuito fue diseñado para poder suministrar la potencia necesaria hasta 500 agujas. En caso que el diseño final de la plataforma satelital requiera de más empuje, basta con cambiar un condensador para poder alimentar hasta 1000 agujas emisoras con un líquido iónico EMI-IM.

La UPP se hizo robusta en el sentido que tiene protecciones contra corto-circuito, sobre voltaje y es eficiente en el manejo de la energía para su circuito de control. Cabe mencionar que la medición de alto voltaje es un poco difícil ya que se necesitan de puntas atenuadoras especiales, las cuales no se encuentran disponibles en los laboratorios de la UNAM. Para medir el voltaje se usó una punta analógica de tal forma que su resolución era de 0.5 kV por lo que algunas mediciones eran difíciles de obtener con precisión.

El costo del circuito corresponde al presupuesto de un prototipo para el micro satélite universitario, es decir, está por debajo de los 300 pesos mexicanos, lo cual, comparándolo con módulos hechos por compañías que están en el rango de los 2500 pesos nos resulta muy conveniente. La desventaja principal es el peso puesto que aumenta en un 40%, pero se tiene un circuito digital de control que lo hace mucho más atractivo que el industrial que es completamente analógico. Sin embargo, si se quiere ahorrar espacio y potencia disipada, es conveniente hacer un buen transformador con un núcleo adecuado, lo cual ahorraría aproximadamente un 90 % de volumen y de peso.

Todas las simulaciones que se obtuvieron concuerdan con los resultados de los experimentos realizados. La documentación obtenida a través de las diferentes simulaciones y experimentos es bastante extensa de tal forma que es fácil modificar el diseño o diagnosticar un problema que pueda surgir. Finalmente, se logró el objetivo de disparar un propulsor coloidal.

Como recomendación para la integración con los demás subsistemas, se necesita comunicar la UPP con el banco de baterías principal mediante el uso de alambres que puedan llevar como máximo 1 Ampere, para que puedan estar separados físicamente sin ningún problema. Se observó que el transformador genera mucho ruido electromagnético por lo que se tiene que colocar lo más lejos posible de elementos sensibles a dicho ruido como lo es la computadora central, antena o carga útil.

Una vez definida la geometría del satélite es importante hacer un arreglo de propulsores para generar el par deseado. Un uso adecuado de los propulsores es el de mantenimiento y orientación en la órbita por lo que se tiene que estar en comunicación con el subsistema de altitud y control que requiere de 1 par para ajustar un grado de libertad. En caso de querer controlar los 3 grados de libertad, se tendrían que usar arreglos de propulsores para lograr los pares necesarios. La UPP puede generar la potencia necesaria para encender al mismo tiempo todos los arreglos de propulsores, sin embargo, es necesario diseñar un sistema que permita prender y apagar independientemente cada propulsor.

Lo más importante de esta tesis es el hecho que se comprueba que se pueden hacer cosas de carácter espacial con los componentes y el conocimiento que se tiene en la UNAM. Estos prototipos pueden ser modificados fácilmente de cierto modo que cumplan con las normas espaciales. El realizar estos prototipos es un primer paso en la prometedora carrera espacial mexicana y se espera que en un futuro se cuente con instalaciones propias adecuadas para la prueba y calificación espacial de dichos prototipos.

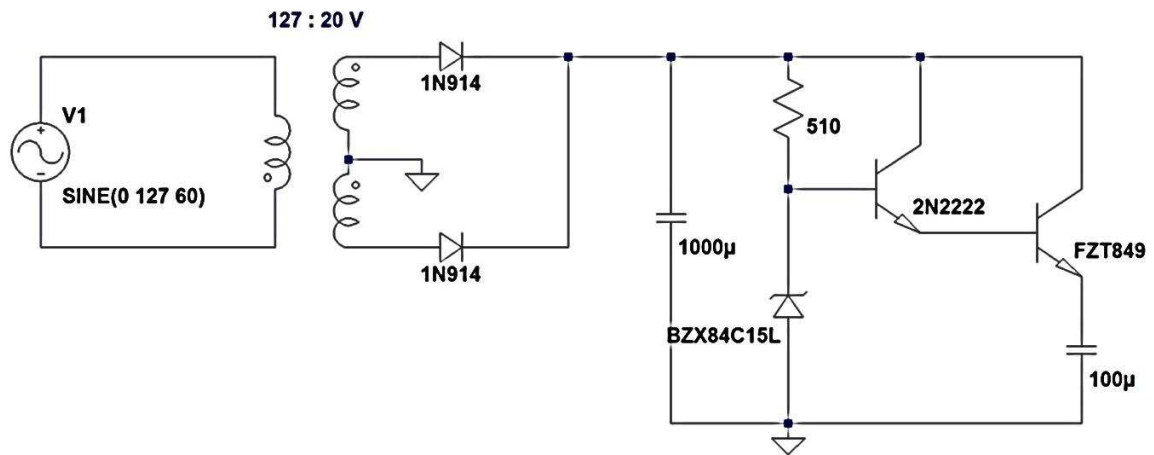
Lista de Acrónimos

\dot{m}	Razón de flujo de masa (kg/s)	Ni-Cd	Níquel Cadmio
$\bar{\Phi}$	Flujo magnético promedio (Wb)	NiH ₂	Níquel Hidrógeno
μ	Permeabilidad magnética (H/m)	Q	Razón de flujo del líquido (m ³ /s)
μ_n	Movilidad de electrones (m/s)	RCB	Regulador de carga de las baterías
Å	Angstroms (0.1 nm)	RDB	Regulador de descarga de las baterías
AWG	American Wire Gauge	Si	Silicio
B	Campo magnético (Tesla)	SiO ₂	Óxido de Silicio
BMI-IM	C ₁₀ H ₁₅ F ₆ N ₃ O ₄ S ₂	T	Empuje total (N)
COTS	Commercial off the shelf	t _{ox}	Espesor del óxido (nm)
C _{ox}	Capacitancia del óxido (F)	TT&C	Telemetría Rastreo y Control
D	Ciclo de trabajo	UCP	Unidad de control de potencia
d _c	Diámetro interno de la aguja (m)	UDP	Unidad de distribución de poder
E	Campo eléctrico (V/m)	UPP	Unidad de procesamiento de poder
E _g	Banda prohibida (eV)	v(t)	Velocidad (m/s)
e _{ind}	Voltaje inducido	β	H _{FE} Ganancia del transistor
g ₀	Fuerza de gravedad (m/s ²)	γ	Tensión superficial del líquido (N/m)
I _s	Impulso específico (s)	ε _{OX}	Permitividad del óxido (F/m)
Li ion	Ion de Litio	λ	Flujo magnético (Wb)
m(t)	Masa (kg)	τ	Constante de tiempo (s)
m ₀	Masa inicial (kg)	Φ _M	Flujo magnético mutuo (Wb)
m _f	Masa final (kg)	Φ _P	Flujo magnético de pérdidas (Wb)
MIT	Massachusetts Institute of Technology	ξ	Fuerza magnetomotriz (V)
N ₀	Número de electrones intrínsecos	ℜ _e	Reluctancia (A/Wb)

Anexo A Fuente 12 V.

Diagrama de la fuente de poder a 12 V.

Se conecta a la toma de corriente pública, 127 VAC, 60 Hz, y se obtiene una salida estable a 12 V, 3 A. El diagrama es el siguiente,



Anexo B Matlab.

Código fuente de MATLAB usado para el análisis de los datos recopilados con el osciloscopio en el MIT y en la UNAM

```
%PPU TESTING OCTOBER 26, 2011
%Author: Carla Perez Martinez and Manuel Mendez Astudillo
%carlita@mit.edu, manuel\_astu@comunidad.unam.mx

clear all; close all; clc;
%TEST ALL Se cargan a la memoria todos los archivos que se van a graficar
load scope_8.csv;
load scope_9.csv;
load scope_10.csv;
load scope_11.csv;
load scope_12.csv;
load scope_13.csv;
load scope_14.csv;
load scope_15.csv;
load scope_16.csv;

%Se guardan en variables la información que se tiene en los archivos.
t=scope_8(:,1);
vapp8=scope_8(:,2);
icoll8=scope_8(:,3);
vapp9=scope_9(:,2);
icoll9=scope_9(:,3);
vapp10=scope_10(:,2);
icoll10=scope_10(:,3);
vapp11=scope_11(:,2);
icoll11=scope_11(:,3);
vapp12=scope_12(:,2);
icoll12=scope_12(:,3);
vapp13=scope_13(:,2);
icoll13=scope_13(:,3);
vapp14=scope_14(:,2);
icoll14=scope_14(:,3);
vapp15=scope_15(:,2);
icoll15=scope_15(:,3);
vapp16=scope_16(:,2);
icoll16=scope_16(:,3);

%Se grafica las variables obtenidas y se da formato a la gráfica
figure(1);
subplot(1,2,1);
plot(t,vapp8,t,vapp9,t,vapp10,t,vapp11,t,vapp12,t,vapp13,t,vapp14,t,vapp15,t,vapp16);
xlabel('Tiempo [s]','FontSize',14);
ylabel('Voltaje aplicado por la UPP [V]','FontSize',14);
grid on; %set(gca,'FontSize',12);
axis([0 t(end) -2100 -1500]);
subplot(1,2,2);
plot(t,icoll8,t,icoll9,t,icoll10,t,icoll11,t,icoll12,t,icoll13,t,icoll14,t,icoll15,t,icoll16);
```



```

xlabel('Tiempo [s]', 'FontSize', 14);
ylabel('Corriente recolectada [ $\mu$ A]', 'FontSize', 14);
grid on; set(gca, 'FontSize', 12);
axis([0 t(end) 0.13 0.4]);

%filtro
b = fir1(30, .04); % 30th-order linear-phase FIR filter.
hd = dfilt.dffir(b);
hd.persistentmemory = true;
hd.states = 1;

%se aplica el filtro a las variables obtenidas anteriormente
v8 = filter(hd, vapp8);
v9 = filter(hd, vapp9);
v10 = filter(hd, vapp10);
v11 = filter(hd, vapp11);
v12 = filter(hd, vapp12);
v13 = filter(hd, vapp13);
v14 = filter(hd, vapp14);
v15 = filter(hd, vapp15);
v16 = filter(hd, vapp16);
i8 = filter(hd, icoll8);
i9 = filter(hd, icoll9);
i10 = filter(hd, icoll10);
i11 = filter(hd, icoll11);
i12 = filter(hd, icoll12);
i13 = filter(hd, icoll13);
i14 = filter(hd, icoll14);
i15 = filter(hd, icoll15);
i16 = filter(hd, icoll16);

%se grafican las variables filtradas y se da formato a la gráfica.
figure(2);
subplot(1,2,1);
plot(t, v8, t, v9, t, v10, t, v11, t, v12, t, v13, t, v14, t, v15, t, v16);
xlabel('Tiempo [s]', 'FontSize', 14);
ylabel('Voltaje aplicado por la UPP [V]', 'FontSize', 14);
grid off;
axis([0 t(end) -2100 -1500]);
subplot(1,2,2);
plot(t, -i8, t, -i9, t, -i10, t, -i11, t, -i12, t, -i13, t, -i14, t, -i15, t, -i16);
xlabel('Tiempo [s]', 'FontSize', 14);
ylabel('Corriente recolectada [ $\mu$ A]', 'FontSize', 14);
grid off;
axis([0 t(end) -.4 -0.13]);

%se acota la información obtenida de las variables.
vch8 = v8(1000:2000);
vch9 = v9(1000:2000);
vch10 = v10(1000:2000);
vch11 = v11(1000:2000);
vch12 = v12(1000:2000);
vch13 = v13(1000:2000);
vch14 = v14(1000:2000);
vch15 = v15(1000:2000);
vch16 = v16(1000:2000);

```

```

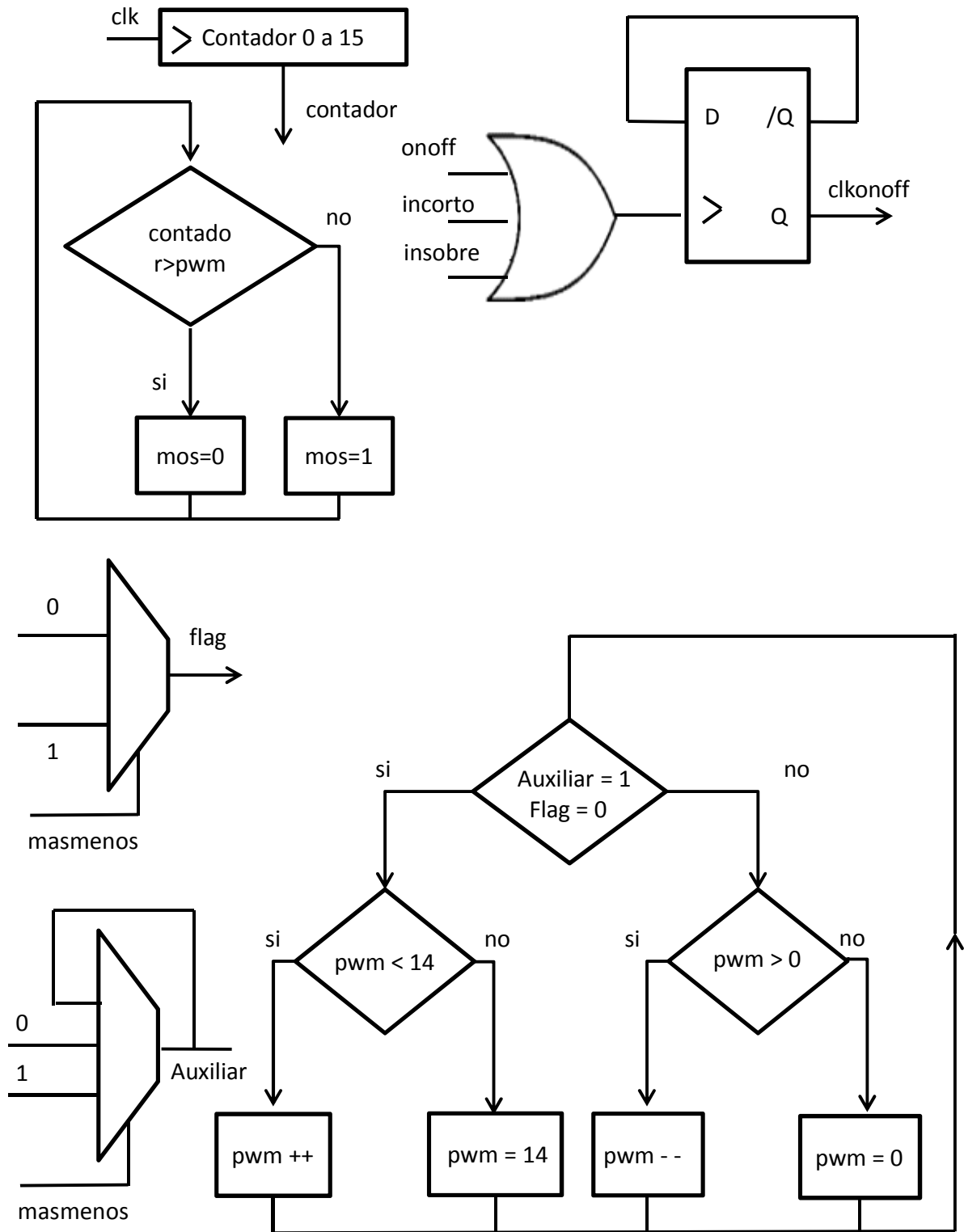
ich8 = i8(1000:2000)*1e-6;
ich9 = i9(1000:2000)*1e-6;
ich10 = i10(1000:2000)*1e-6;
ich11 = i11(1000:2000)*1e-6;
ich12 = i12(1000:2000)*1e-6;
ich13 = i13(1000:2000)*1e-6;
ich14 = i14(1000:2000)*1e-6;
ich15 = i15(1000:2000)*1e-6;
ich16 = i16(1000:2000)*1e-6;

%se calculan parámetros como máximo y mínimo, así como promedios.
vrip(1) = max(vch8)-min(vch8);
vrip(2) = max(vch9)-min(vch9);
vrip(3) = max(vch10)-min(vch10);
vrip(4) = max(vch11)-min(vch11);
vrip(5) = max(vch12)-min(vch12);
vrip(6) = max(vch13)-min(vch13);
vrip(7) = max(vch14)-min(vch14);
vrip(8) = max(vch15)-min(vch15);
vrip(9) = max(vch16)-min(vch16);
irip(1) = max(ich8)-min(ich8);
irip(2) = max(ich9)-min(ich9);
irip(3) = max(ich10)-min(ich10);
irip(4) = max(ich11)-min(ich11);
irip(5) = max(ich12)-min(ich12);
irip(6) = max(ich13)-min(ich13);
irip(7) = max(ich14)-min(ich14);
irip(8) = max(ich15)-min(ich15);
irip(9) = max(ich16)-min(ich16);
vave(1) = mean(vch8);
vave(2) = mean(vch9);
vave(3) = mean(vch10);
vave(4) = mean(vch11);
vave(5) = mean(vch12);
vave(6) = mean(vch13);
vave(7) = mean(vch14);
vave(8) = mean(vch15);
vave(9) = mean(vch16);
iave(1) = mean(ich8);
iave(2) = mean(ich9);
iave(3) = mean(ich10);
iave(4) = mean(ich11);
iave(5) = mean(ich12);
iave(6) = mean(ich13);
iave(7) = mean(ich14);
iave(8) = mean(ich15);
iave(9) = mean(ich16);

%se grafica el promedio
figure(3)
plot(vave,iave);

```

Anexo C Código VHDL



```

library ieee; --declaración de librerías necesarias.
use ieee.std_logic_1164.all;
-- --se define la entidad del programa, que consta de 5 entradas y 5 salidas
entity tesis2 is
port ( clk : in std_logic; -- entrada para el reloj
      onoff: in std_logic; -- entrada para el switch principal
      incorto : in std_logic; -- entrada para la señal de corto circuito
      insobre : in std_logic; -- entrada para la señal de sobre voltaje
      masmenos : in std_logic_vector(1 downto 0); --2 entradas para mas o menos voltaje

      clkonoff: out std_logic; -- salida para prender y apagar el timer 555
      mos: out std_logic; --salida que controla al MOSFET
      maximo: out std_logic; --salida que indica que el máximo fue alcanzado
      minimo: out std_logic; --salida que indica que el mínimo fue alcanzado
      problema : out std_logic -- salida que indica que hay un problema
    );
end entity;

architecture algo of tesis2 is -- declaración de señales auxiliares para la descripción del hardware.
signal contadorquince: integer range 0 to 15; -- señal que cuenta de 0 a 15
signal basculad: std_logic; --señal que sirve como flip flop tipo D
signal d : std_logic; --señal que auxilia al flipflop
signal q : std_logic; --señal que auxilia al flipflop
signal flag : std_logic; --señal que marca un evento
signal auxiliar : std_logic; --señal con varios usos
signal pwm : integer range 0 to 15 :=7; --señal que genera al modulador de ancho de pulso

begin
--descripción del flip flop tipo D.
basculad <= onoff or incorto or insobre;
d <= not q;
process(basculad)
begin
    if basculad'event and basculad = '1' then
        q <= d;
    end if;
end process;
clkonoff<=q; --se enciende o se apaga el reloj mediante la señal q
problema <= not q; -- se prende el LED de problema en caso de que este apagado

process(clk) --contador hasta 15 sincronizado con el reloj
begin
    if clk'event and clk = '1' then
        contadorquince <= contadorquince +1;
    end if;
end process;

--descripción de la señal auxiliar
auxiliar<= auxiliar when masmenos = "00" else
    '1' when masmenos = "01" else
    '0';

```

process(masmenos) –proceso con el que se activa o desactiva la señal flag
begin

```
    case (masmenos) is
        when "00" => flag<='0';
        when "01" => flag<='1';
        when "10" => flag<='1';
        when "11" => flag<='0';
    end case;
```

end process;

process(flag) –proceso que controla a PWM dependiendo de comparaciones
begin

```
    if flag'event and flag='0' then
        if auxiliar='1' then
            if pwm < 14 then
                pwm <= pwm+1;
                minimo <='0';
                maximo <='0';
            else
                pwm <= 14;
                minimo <='0';
                maximo <='1';
            end if;
        else
            if pwm > 0 then
                pwm <= pwm-1;
                minimo<='0';
                maximo<='0';
            else
                pwm <= 0;
                minimo<='1';
                maximo<='0';
            end if;
        end if;
    end if;
```

end process;

```
-- se controla la salida del MOS hacienda una comparacion.
mos <= '0' when contadorquince > pwm or q = '0' else
    '1';
```

end architecture;

Bibliografía

- [1] J. S. Peter Fortescue, Graham Swinerd, *Spacecraft Systems Engineering*, Third Edition ed. London: Wiley, 2003.
- [2] CONACYT, "Era Espacial," *Información científica y tecnológica*, vol. 6, Agosto 1965.
- [3] T. B. Ali, "Potential Propulsion System for Microsatellites," Master of Science Aerospace Engineering, University of London, London, UK, 2010.
- [4] J. R. W. Wiley J. Larson, *Space Mission Engineering: The New SMAD* vol. 28. United States: Space Technology Library, 2011.
- [5] W. Knorr, "Power system of meteosat second generation," in *Fifth European Space Power Conference*, Tarragona, Spain, 1998, p. 6.
- [6] C. G. Fonstad. (2006). *Microelectronic Devices And Circuits (Electronic ed.)*.
- [7] T. K. Mark Mostoller, Matt Chisholm. (1995, 21 11 11). Edge Dislocations in Silicon. 2. Available: <http://www.ornl.gov/info/ornlreview/v30n3-4/edge.htm>
- [8] V. Lempereur, "Electrical Power Systems," p. 112, 2008.
- [9] ISS. (2012, 09 febrero 2012). *Estacion Espacial*. Available: www.estacionespacial.com
- [10] S. L. Zhenhua Jiang, Roger A. Dougal, "Virtual-Prototyping Satellite Electrical Power Systems Using the Virtual Test Bed," *IEEE*, p. 8, 2000.
- [11] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 4 Edition ed. Mexico: McGraw-Hill Interamericana, 2005.
- [12] J. R. Smith, *Modern Communication Circuits*, 2 ed. United States: McGraw-Hill, 1997.
- [13] L. N. Robert L. Boylestad, *Electronic Devices and Circuit Theory*. United States: Prentice-Hall, 2003.
- [14] K. C. S. Adel S. Sedra, *Microelectronic Circuits*, 5 ed. Mexico: McGraw-Hill Interamericana, 2006.
- [15] C. B. Carl Blake, "IGBT or MOSFET: Choose Wisely," p. 5, 2005.
- [16] R. G. Jahn, *Physics of Electric Propulsion*. United States: McGraw-Hill, 1968.
- [17] M. Martínez-Sánchez. (2000, 21 Nov). *Space Propulsion Laboratory*. Available: <http://web.mit.edu/aeroastro/labs/spl/aboutElectricPropulsion.htm>
- [18] E. Y. C. Robert G. Jahn, "Electric Propulsion," *Encyclopedia of Physical Science and Technology*, vol. 5, p. 14, 2002.
- [19] A. D. Gallimore. (2000, Electrothermal Systems. Available: <http://www.fathom.com/course/21701743/session4.html>
- [20] P. C. Lozano, "Studies on the Ion-Droplet Mixed Regime in Colloid Thrusters," PhD, Aeronautics and Astronautics, MIT, MIT, 2003.
- [21] N. O. Inc. (2011, 21 Nov). *PicoTip Emitters*. Available: http://www.newobjective.com/products/tips_online_tips.html
- [22] ChemFiles, "Ionic Liquids," vol. 6, F. Aldrich, Ed., ed, 2011, p. 10.
- [23] J. A. Hoffman, "Orbits & Interplanetary Trajectories," in *Satellite Systems Engineering*, MIT, 2011.
- [24] F.-R. P. Corp. (2007, 21 Nov). *77 Material Characteristics*. Available: <http://www.fair-rite.com/newfair/materials77.htm>
- [25] G. Louail, *Conversion DC/DC*. Lyon, France: INSA Lyon, 2010.
- [26] MOSPEC, "2N6385," MOSPEC, Ed., ed. United States: AGelectronica, 1999.

- [27] F. Semiconductor, "IRF710-713," F. Semiconductor, Ed., ed. United States: AGElectronica, 2009.
- [28] AGElectronica. (2011, 21 Nov). *Tienda Virtual*. Available: <http://www.agelectronica.com/inicio.htm>
- [29] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Mexico: Pearson Prentice Hall, 2004.