

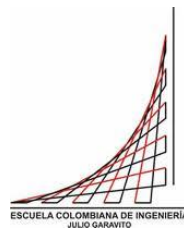
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA TARJETA ELECTRÓNICA PARA
GENERACIÓN Y CONTROL DE ONDAS ELÉCTRICAS DE INMOVILIZACIÓN
HUMANA USADAS EN DARDOS INALAMBRICOS

ALVARO TORRES AMAYA

Trabajo de grado en la modalidad de profundización para optar al título de
Magister en Ingeniería Electrónica

Director:

Ing. MSc. Giovanni Aldemar Baquero Rozo



ESCUELA COLOMBIANA DE INGENIERIA JULIO GARAVITO
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA
MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRONICA
BOGOTA
2014

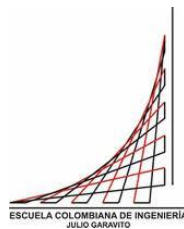
DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA TARJETA ELECTRÓNICA PARA
GENERACIÓN Y CONTROL DE ONDAS ELÉCTRICAS DE INMOVILIZACIÓN
HUMANA USADAS EN DARDOS INALAMBRICOS

ALVARO TORRES AMAYA
Cód. 2100914

Trabajo de grado en la modalidad de profundización para optar al título de
Magister en Ingeniería Electrónica

Director:

Ing. MSc. GIOVANNY ALDEMAR BAQUERO ROZO



ESCUELA COLOMBIANA DE INGENIERIA JULIO GARAVITO
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRONICA
MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRONICA
BOGOTA
2014

Nota de Aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Bogotá, Diciembre de 2014

DEDICATORIA

A mi familia, por su acostumbrada motivación para emprender cada nuevo reto en mi vida y el aporte desde lo simple al logro de lo importante.

A mi amada Daissy, por ser la persona comprensiva, amorosa y dedicada, que hace que las cosas buenas de la vida también me ocurran a mí.

AGRADECIMIENTOS

El autor expresa su agradecimiento a las siguientes personas: A mi director de trabajo de grado Ing. Giovanni Aldemar Baquero Roza, MSc. por la motivación para iniciar este trabajo y su incondicional disposición para guiar y apoyar el desarrollo del mismo. Al ingeniero German Giraldo por la invitación a participar en el proyecto. Al cuerpo de docentes y directivas de la Facultad de estudios a Distancia de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia por facilitar la realización de mis estudios y el acceso a los equipos de laboratorio de la Tecnología en Electricidad. Finalmente al Ing. Javier Alberto Chaparro Preciado, PhD. Decano de la facultad de Ingeniería Electrónica de la Escuela Colombiana de Ingeniería por sus orientaciones y apoyo en mi proceso académico.

NOTA DE RESPONSABILIDAD

El autor declara bajo la gravedad de juramento que todas las declaraciones expresadas en el presente documento son de su responsabilidad y no comprometen ni a la Universidad ni al director del trabajo. Los conceptos y elementos gráficos enunciados o producidos por otros autores han sido citados de acuerdo con la normatividad vigente.

CONTENIDO

	Pág.
1. INTRODUCCIÓN.....	17
1.1 MOTIVACIÓN.....	17
1.2 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA.....	17
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	19
1.4 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN.....	20
1.5 OBJETIVOS.....	20
1.5.1 General.....	20
1.5.2 Específicos.....	21
1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES.....	21
2. MARCO TEORICO.....	23
2.1 FENOMENOS ELÉCTRICOS EN EL CUERPO HUMANO.....	23
2.1.1 La electricidad en el cuerpo humano.....	23
2.1.2 Corriente continua versus corriente alterna.....	24
2.1.3 Efectos de la frecuencia.....	26
2.1.4 Impedancia del cuerpo humano.....	27
2.1.5 Las corrientes Let-Go.....	29
2.2 ARMAS DE CONDUCTIVIDAD ELECTRICA (cew).....	30
2.2.1 Tecnologías de fabricación.....	31
2.2.2 Aspectos médicos.....	37
2.2.3 Parámetros de las CEW.....	39
2.3 ASPECTOS LEGALES.....	42
2.3.1 Normatividad internacional.....	42
2.3.2 Normatividad en Colombia.....	44
2.3.3 Conclusiones del capítulo.....	45
3. METODOLOGIA Y DISEÑO CONCEPTUAL.....	47
3.1 ESPECIFICACIONES.....	47
3.2 METODOLOGIA.....	48
3.2.1 Hipótesis.....	48

3.2.2	Variable principal.....	48
3.2.3	Indicadores.....	49
3.2.4	Metodología de trabajo.....	49
3.2.5	Instrumentos	51
3.3	ARQUITECTURA	51
3.3.1	Onda X26	51
3.3.2	Onda S-200.....	52
3.4	TOPOLOGIAS	52
3.4.1	Topología X26.....	53
3.4.2	Topología S-200.....	54
3.4.3	Consideraciones para implementación	56
3.5	INTEGRACIÓN Y CONTROL.....	57
3.6	PRUEBAS finales Y RESULTADOS.....	58
3.7	CONCLUSIONES DEL CAPITULO	58
4.	DISEÑO Y DESARROLLO	59
4.1	CIRCUITO OSCILADOR DE ONDA DE ANILLO	59
4.2	Oscilador tipo tanque LC	59
4.3	CARGA Y DESCARGA DE CONDENSADORES.....	63
4.3.1	Onda X26	64
4.3.2	Onda S-200.....	65
4.4	ELEMENTOS DE CONMUTACIÓN.....	66
4.4.1	Selección de dispositivos	67
4.4.2	Circuitos de disparo.....	67
4.5	EL CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST).....	71
4.5.1	Diseño del convertidor.....	73
4.5.2	Diseño de la inductancia	76
4.6	ETAPA DE AMPLIFICACIÓN	80
4.7	DISEÑO LÓGICO Y CONTROL	84
4.7.1	Circuito de control	84
4.7.2	Estructura de programación	85

4.8	INTEGRACIÓN DE ETAPAS.....	88
4.9	CONCLUSIONES DEL CAPITULO	92
5.	PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO	93
5.1	Protocolo.....	93
5.1.1	Modelos de carga utilizados.....	93
5.1.2	Equipo de medición.....	94
5.1.3	Estrategia de medición.....	94
5.2	realización DE LA PRUEBA.....	95
5.2.1	Medición de corriente	95
5.2.2	Medición de Voltaje	96
5.2.3	Condiciones de las pruebas	97
5.3	RESULTADOS	98
5.3.1	Onda X26	98
5.3.2	Onda S-200.....	100
5.3.3	Análisis de resultados	101
5.4	CONCLUSIONES DEL CAPITULO	102
6.	CONCLUSIONES	103
6.1	RESULTADOS	103
6.2	CONCLUSIONES	103
6.3	CONTRIBUCIONES	105
6.4	RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO	105
	BIBLIOGRAFIA.....	107

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Zonas de tiempo corriente en impulsos de corriente en el cuerpo humano.....	25
Figura 2. Zonas de tiempo y corriente de efectos en AC para el cuerpo humano .	26
Figura 3. Red equivalente del cuerpo humano según IEC60990.....	28
Figura 4. Red propuesta por De Santis & Barchansky.....	29
Figura 5. Onda Ring Wave	31
Figura 6. Forma de onda de la M26.....	32
Figura 7. Forma de onda X26	32
Figura 8. Dispositivo X26	33
Figura 9. Parámetros en una onda X26	34
Figura 10. Forma de onda S-200.....	35
Figura 11. Dardo XREP	36
Figura 12. Agujas desplegadas en el XREP	36
Figura 13. Esquema metodología de trabajo	50
Figura 14. Arquitectura propuesta onda X26	51
Figura 15. Arquitectura propuesta onda S-200.....	52
Figura 16. Esquema para simulación de la onda X26.....	53
Figura 17. Señales de voltaje y corriente X26 simuladas	53
Figura 18. Esquema de simulación onda S-200 carga IEC	54
Figura 19. Señales de voltaje y corriente S-200 carga IEC simuladas	54
Figura 20. Esquema de simulación onda S-200 carga De Santis.....	55
Figura 21. Señales de voltaje y corriente S-200 carga De Santis simuladas.....	55
Figura 22. Onda Ring Wave	59
Figura 23. Tanque LC.....	60
Figura 24. Circuito oscilador LC implementado	61
Figura 25. Configuración Push-Pull	62
Figura 26. Espejo de corriente onda X26.....	62
Figura 27. Circuito de carga y descarga de un condensador.....	63
Figura 28. Circuito RC onda X26	64
Figura 29. Circuito RC onda S-200.....	66
Figura 30. Configuraciones para activación de MOSFET incremental.....	68
Figura 31. Circuitos implementados para activación de MOSFET	69
Figura 32. Convertidor Boost	71
Figura 33. Señales en un convertidor Boost	72
Figura 34. Ruido de conmutación en convertidor Boost	74

Figura 35. Red Snubber.....	74
Figura 36. Respuesta de la red Snubber	76
Figura 37. Circuito Boost diseñado	76
Figura 38. Núcleos toroidal y tipo EE	77
Figura 39. Comportamiento de la corriente.....	78
Figura 40. Circuito de control	85
Figura 41. Esquema general de programación	86
Figura 42. Algoritmo de programación del PID	88
Figura 43. Integración de etapas	89
Figura 44. Aspecto de la placa PCB diseñada.....	90
Figura 45. Aspecto final de la tarjeta ensamblada	91
Figura 46. Modelo resistivo utilizado.....	93
Figura 47. Aproximación del modelo IEC utilizada.....	94
Figura 48. Aproximación utilizada al modelo DeSantis y Barchansky.....	94
Figura 49. Medición de corriente en modelo resistivo.....	95
Figura 50. Medición de corriente en modelo IEC	95
Figura 51. Medición de corriente en modelo DeSantis	96
Figura 52. Medición de voltaje en modelo resistivo	96
Figura 53. Medición de voltaje en modelo IEC.....	97
Figura 54. Medición de voltaje en modelo DeSantis	97
Figura 55. Resultados X26 carga resistiva	98
Figura 56. Resultados X26 modelo IEC	99
Figura 57. Resultados X26 modelo DeSantis	99
Figura 58. Resultados S-200 carga resistiva	100
Figura 59. Resultados S-200 modelo IEC.....	100
Figura 60. Resultados S-200 modelo DeSantis	101

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros de la onda X26.....	34
Tabla 2. Tecnologías CEW.....	37
Tabla 3. Parámetros S-200.....	40
Tabla 4. Comparación de parámetros X26 y S-200.....	41
Tabla 5. Resumen de especificaciones.....	47
Tabla 6. Dispositivos MOSFET seleccionados.....	67
Tabla 7. Resultados prueba de configuraciones.....	68
Tabla 8. Requerimientos de energía circuitos generadores.....	73

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo 1. Esquemático general.....	112
Anexo 2. Código de control implementado.....	114
Anexo 3. Aspecto final del prototipo.....	119

GLOSARIO

ARRITMIA CADIACA: alteración de la frecuencia cardíaca o ritmo de los latidos del corazón

CARGA ELÉCTRICA: cantidad fundamental de la electricidad responsable de os fenómenos eléctricos

CARGA IÓNICA: carga eléctrica real sobre un ion

CATECOLAMINAS: Neurotransmisores que se vierten al torrente sanguíneo, incluyen la adrenalina, noradrenalina y dopamina.

CEW: Conducted Electrical Weapon

CONVULSIÓN TÓNICA-CLÓNICA: crisis epiléptica que compromete todo el cuerpo

CORRIENTE DE RHEOBASE: Corriente mínima aplicada a un musculo, capaz de producir un potencial de acción

CRONAXIA: Tiempo necesario para que una intensidad del doble de la reobase produzca efecto

DESCARGA ELÉCTRICA: circulación de una cantidad elevada de energía eléctrica a través de un medio durante un periodo de tiempo corto.

DESPOLARIZAR: disminuir del valor absoluto del potencial de membrana en una neurona

FIBRILACIÓN VENTRICULAR (VF): Contracción o temblor incontrolable de las fibras musculares

FISIOLÓGICO: que está relacionado con el estudio de los órganos de los seres vivos y su funcionamiento

FISIOPATOLÓGICO: relativo a los procesos patológicos (enfermedades), físicos y químicos que tienen lugar en los seres vivos

INTERRUPCIÓN ELECTRO-MUSCULAR: suspensión de las señales eléctricas que controlan los músculos

MOTONEURONAS: Aquellas que proyectan su axón hacia un musculo o glándula

NEUROENDOCRINOS: Interrelación entre fenómenos nerviosos y glandulares

NEUROMUSCULAR: referente a la relación entre comportamientos neuronales y musculares

PCB: Tarjeta o placa utilizada para realizar el emplazamiento de los elementos que conforman un circuito electrónico

PWM: Técnica que modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga

SIMPATOADRENERGICOS: Relativo a componentes del sistema nervioso autónomo tanto del sistema simpático como del sistema adrenérgico

TASER: Thomas A. Swit's Electric Rifle

XREP: Extended Range Electro-Muscular Projectile

RESUMEN

Las armas de electroconducción humana CEW [1] son dispositivos ampliamente empleados para el control de situaciones altamente peligrosas como pueden ser amotinamientos, tomas de rehenes o intentos de suicidio cuyo desenlace por lo general es la pérdida de vidas o la ocurrencia de lesiones importantes. El aprovechamiento que hacen estos dispositivos de las características de conducción eléctrica del cuerpo humano a través de la distorsión en las señales neuronales que controlan la actividad muscular, se constituye en un principio altamente efectivo en el propósito de lograr la inmovilización temporal del ser humano, permitiendo de esta manera realizar el control físico del individuo y la disolución de la situación de riesgo, no obstante, la exposición a niveles excesivos en algunas variables eléctricas puede llegar a causar efectos letales.

Este documento pretende realizar por una parte, una aproximación teórica a las características que hacen de estos dispositivos elementos peligrosos y a aquellas que son deseables en un arma efectiva y segura, y por otra, busca exponer una aproximación práctica a los recursos tecnológicos necesarios para el diseño y construcción de un dispositivo generador de ondas eléctricas para inmovilización humana, orientado al estudio de la efectividad y seguridad de señales eléctricas que puedan brindar condiciones de aplicación de mínima energía y largo alcance como las posiblemente utilizadas en los dardos electrónicos inalámbricos.

El texto expone en forma progresiva el desarrollo de la actividad investigativa, desde el acercamiento al problema, la exploración documental relacionada con los fenómenos eléctricos en el cuerpo humano y los efectos producidos por los dispositivos CEW, identificando aquellas tecnologías que muestran, a la luz de las consideraciones científicas, causar los efectos de inmovilización deseados y mantener un riesgo mínimo para la salud del ser humano. Posteriormente se plantean las consideraciones tecnológicas necesarias para el desarrollo práctico del dispositivo generador de tales ondas, describiendo las herramientas teóricas y el proceso de diseño y exploración instrumental requerido para la construcción del prototipo.

En el capítulo uno se exponen aspectos como la definición y justificación del problema, los objetivos y alcances del trabajo. En el capítulo dos se relacionan los elementos teóricos que describen el comportamiento del cuerpo humano ante los estímulos eléctricos producidos por los dispositivos CEW y los aspectos legales de su utilización. El capítulo tres se indica la metodología de trabajo y las alternativas seleccionadas para la implementación del prototipo. En el capítulo cuarto se describen los procedimientos de diseño de las etapas necesarias y su integración final. El capítulo cinco corresponde al desarrollo de las pruebas de funcionamiento realizadas al equipo final implementado y finalmente en el capítulo seis se realiza la exposición de conclusiones, resultados y contribuciones del trabajo.

1. INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Uno de los aspectos más polémicos respecto a la aplicación de la fuerza en contra los ciudadanos por parte de las autoridades de policía en el mundo es el uso de dispositivos de conducción eléctrica por parte de las fuerzas de seguridad ciudadana. No obstante el principio y propósito de estos dispositivos sigue siendo un instrumento ideal para la inmovilización de personas que desencadenan situaciones potencialmente peligrosas para la comunidad y para sí mismos.

Este trabajo surge con el propósito de contar con un conocimiento detallado acerca de los fenómenos eléctricos que ocurren durante la aplicación de las descargas eléctricas producidas por los dispositivos de electroconducción y de realizar una propuesta de equipo de experimentación con el fin de permitir la optimización de las señales empleadas, adecuándolas a niveles que reduzcan al mínimo el riesgo para la vida y cuyos circuitos electrónicos puedan ser adaptados a la tecnología de dardos.

1.2 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Colombia se encuentra envuelta en un conflicto armado de más de 50 años, en donde las cifras de homicidios con armas de fuego son realmente alarmantes. En la actualidad el país se enfrenta a un fenómeno de migración del conflicto hacia las grandes ciudades, traducido en el aumento de los índices de inseguridad, robos, vandalismo, extorsiones y disputas entre bandas criminales, un fenómeno que ha llevado a las autoridades a estudiar nuevas estrategias de combate contra el delito en los grandes centros urbanos. Muestra de ello es la emisión de la resolución 02686 del 31 de julio de 2012 [2], en la cual la Policía Colombiana reglamenta la introducción de las armas eléctricas como instrumentos de control ciudadano y los recientes anuncios del Ministro de Defensa, relacionados con el compromiso de las Fuerzas Militares y de Policía en temas de innovación y desarrollo tecnológico.

El uso de “armas no letales” se ha convertido en uno de los elementos indispensables a tener en cuenta dentro del equipamiento de las fuerzas armadas y cuerpos de seguridad a nivel mundial, según lo expresa la asociación española de Policías ASOPOL [3] en su informe 4/11 [4] sobre armas no letales: “El principal objetivo de estas armas es incapacitar o inmovilizar al oponente, evitando en lo posible herirle o producirle algún tipo de lesión”. Según Taser.com (compañía dedicada a la elaboración de armas eléctricas no letales) este tipo de armas están siendo utilizadas por más de 150.000 cuerpos oficiales en todo el mundo, evitando aproximadamente 75.000 muertes al año, siendo las armas eléctricas de tipo alámbrico las más empleadas por los organismos de seguridad.

No obstante, las armas de conducción eléctrica (CEW), específicamente las armas de tipo sonda (alámbricas), presentan algunas limitaciones y riesgos que las han hecho objeto de críticas por parte de organizaciones como Amnistía Internacional y Naciones Unidas. Una limitación evidente es el alcance, estas armas solo pueden alcanzar objetivos entre seis y diez metros de distancia, lo cual restringe su uso a situaciones en las que se tiene plena cercanía con el objetivo, sin embargo son numerosos los casos en los que no se tiene la posibilidad de acercamiento al individuo como en los escenarios de amotinamiento, persecuciones, o toma de rehenes, por lo que es necesario un dispositivo de mayor alcance.

Dentro de los riesgos identificados, el más destacable es la posibilidad de control de la descarga eléctrica por parte del ser humano, quien basado en juicios subjetivos puede prolongar peligrosamente el tiempo de exposición a las descargas eléctricas sobre su objetivo. Esta característica se encuentra ligada a la cercanía con que el arma debe ser disparada y a la posibilidad de que el sujeto no sea impactado adecuadamente, o presente una condición física que le permita resistirse a la descarga y liberarse de los electrodos. No obstante, el propósito de estas descargas no es el de incapacitar por tiempo prolongado al sujeto, sino el de aturdirlo durante un tiempo suficiente para facilitar su desarme y detención.

Una alternativa explorada por compañía TASER, ha sido el desarrollo de un dardo incapacitante denominado XREP [5], una versión encapsulada de las armas tradicionales, pero con la ventaja de poseer un alcance de hasta treinta metros, y la garantía de aplicar como límite, la energía que puede proveer una pequeña batería incorporada en el proyectil. Sin embargo, este dispositivo enfrenta desafíos importantes, como la integración de los componentes en un proyectil de un calibre de uso militar estándar, y la reducción de lesiones ocasionadas por la energía cinética asociada a su impacto en el cuerpo humano. Adicionalmente, la difusión comercial de sus primeras versiones en países como Colombia se encuentra restringida.

Estas situaciones, han llevado a la Unidad de Proyectos de la Escuela Colombiana de Ingeniería, a identificar una necesidad proyectada en el campo de la industria militar en el país, y acorde con esta necesidad, ha propuesto el proyecto denominado: “Diseño y desarrollo de un dispositivo electrónico incapacitante (no letal) inalámbrico”, con el cual se busca introducir esta tecnología en el país. No obstante, el desarrollo de esta idea implica grandes desafíos, tanto científicos como técnicos, que van desde las necesidades mecánicas, el diseño electrónico, las implicaciones biomédicas, y lo relacionado con los elementos de diseño industrial.

Desde lo relacionado con el diseño electrónico, y de acuerdo con la documentación preliminar relacionada con el funcionamiento de estas armas, se encuentra que el factor fundamental para el logro de la efectividad y seguridad en la aplicación de estas armas, está relacionado con la forma de onda que deben

generar, una forma de onda con las características adecuadas reduce considerablemente la energía necesaria para inmovilizar a una persona y por ende el riesgo de causar daños irreparables.

Una preocupación expresada por la policía Colombiana respecto al uso de estas armas, está relacionada con las fatalidades ocurridas en personas con características antropométricas sustancialmente diferentes a las de la población Colombiana, un hecho que puede llegar a limitar la introducción de estas herramientas en el país; así pues, se identifica como problemática, la falta de un instrumento tecnológico que permita estudiar y adaptar las ondas eléctricas de interrupción neuromuscular actualmente utilizadas, para el desarrollo de tecnología inalámbrica de origen nacional.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Pese a los inocultables casos de fatalidades, las armas de conducción eléctrica se han convertido en elementos necesarios y apropiados para el control de situaciones particularmente críticas, como es el caso de los amotinamientos, las tomas de rehenes, agresiones entre ciudadanos y hacia la fuerza pública, entre otras. Estas situaciones, causadas en la mayoría de los casos por abuso de sustancias psicoactivas o desordenes emocionales temporales, culminan generalmente con importantes lesiones o incluso la muerte tanto de agresores como de agredidos, una situación que podría mitigarse mediante el uso de las armas eléctricas, diseñadas y operadas adecuadamente.

En la actualidad muy poco se conoce acerca de las armas eléctricas inalámbricas, sin embargo se sabe que estos dispositivos generan ondas con menores niveles de tensión que sus contrapartes alámbricas, esta característica es posible gracias a su forma de impacto en el cuerpo humano, que mejora el contacto y así aumenta la efectividad sin aplicar mayor energía de la que se necesita para la inmovilización de una persona. Como consecuencia, el desarrollo de estos dispositivos promete facilitar el trabajo de las autoridades y garantizar la seguridad de los ciudadanos, evitando los excesos por parte de las autoridades en su utilización.

El estado Colombiano, de acuerdo con la resolución 02686 del 31 de julio de 2012 [2] emitida por la Policía Nacional, ha reglamentado el uso de las armas de conducción eléctrica en el país, como instrumentos para el control del orden público, clasificándolas como armas de baja letalidad, tomando en consideración que pueden llegar a causar algunas fatalidades, en la actualidad, cuerpos de policía de tres capitales del país ya utilizan armas eléctricas [6]. Este hecho impone una necesidad de anticipar los riesgos a los que pueden estar expuestos los ciudadanos Colombianos, una situación que probablemente desencadenará debates sociales, éticos, médicos, políticos, frente a los cuales la academia debe estar en capacidad de brindar orientaciones entorno a los aspectos científicos y

tecnológicos de estas armas, así como de los efectos sobre la población Colombiana, de manera que resulta útil contar con una herramienta tecnológica para generación y control de este tipo de señales a fin de adelantar los estudios respectivos.

Una plataforma para generación de ondas eléctricas de interrupción neuromuscular tipo dardo, busca colocar a disposición del usuario, la facilidad de modificar, dentro de un rango limitado, algunas de las características identificadas en las ondas eléctricas empleadas por dispositivos como Taser X26 [7] o Stinger S-200 [8], adaptando sus características a grupos poblacionales específicos y sometidos a condiciones particulares como presencia de sustancias alucinógenas, alcohólicas o de estrés, según la alteración de variables como la impedancia. Estas características hacen necesaria la aplicación de conocimientos en áreas como electrónica de potencia, control digital, señales y sistemas embebidos.

El resultado final del diseño y construcción de una tarjeta para generación y control de ondas eléctricas incapacitantes, permite poner a disposición de las entidades oficiales y privadas del orden nacional, una herramienta de estudio de los requerimientos mínimos necesarios en las señales eléctricas de disrupción neuromuscular con el fin de lograr la inmovilización de personas con características antropométricas diferentes a las encontradas en los ciudadanos norteamericanos o europeos utilizando la tecnología de dardos inalámbricos, brindando espacios para análisis y respuesta a cuestionamientos como los expresados recientemente por la defensoría del pueblo en la revista semana [9], en relación a la adquisición de más de 500 armas por parte de la Policía y la reciente ocurrencia de episodios fatales ampliamente difundidos, como la muerte de un grafitero Colombiano en la ciudad de Miami (EE.UU).

1.4 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN

¿Es posible diseñar y construir un equipo para generación y control de señales eléctricas incapacitantes que base su funcionamiento en consideraciones científicas consecuentes con la teoría de electroestimulación del cuerpo humano, y cuya implementación sea posible mediante el uso de tecnología disponible en Colombia?

1.5 OBJETIVOS

1.5.1 General

Diseñar y construir una tarjeta electrónica para la generación y control de señales eléctricas para la inmovilización de personas por descarga eléctrica.

1.5.2 Específicos

- Identificar mediante investigación documental, las características de las señales eléctricas utilizadas por las armas de incapacitación neuromuscular actualmente empleadas.
- Diseñar y construir un circuito electrónico para generación, combinación, amplificación y control de señales eléctricas de interrupción neuromuscular aprovechables en un dardo inalámbrico de inmovilización por descarga eléctrica.

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES

Una de las limitaciones principales en las armas de conducción eléctrica tradicional es que sus características de impacto no garantizan condiciones uniformes de contacto con el cuerpo humano, existiendo situaciones como impactos con separaciones variables entre sondas o ausencia contacto directo con la piel, estas situaciones son la razón de la necesidad de altos niveles de tensión entre terminales de salida. La tecnología de dardos como el XREP [5] permite garantizar en un alto porcentaje una separación promedio entre sondas equivalente a la distancia ente el tórax y las piernas, además de un contacto directo con la piel, por lo cual basta con disponer de bajos niveles de voltaje, cerca de 500V [10], una condición que permite disminuir el rango de tensiones y estudiar la efectividad de las señales a partir de niveles mínimos.

La reducción en la tensión requerida por un dardo inalámbrico, se convierte en un elemento fundamental en el propósito de lograr la disminución en el tamaño del dispositivo, al requerir menores niveles de disipación térmica y menor calibre en los componentes, un aspecto fundamental en la tecnología de dardos. Este trabajo se centra en lograr una amplitud de tensión equivalente a la lograda con las ondas tradicionales (cerca de 1200V), bajo la condición de contacto directo con la piel, con la hipótesis de que puede realizarse un estudio que permita lograr el éxito en las descargas usando niveles menores de tensión. No obstante, dado el propósito de desarrollar una herramienta de experimentación, se toma como uno de los parámetros de diseño la confiabilidad y robustez del equipo y no la reducción en el tamaño de componentes, la cual se deja para trabajos futuros.

La tecnología inalámbrica XREP cuenta con muy poca o ninguna documentación acerca del tipo de señales generadas o su composición electrónica interna, el seguimiento a su origen conduce a las tecnologías desarrolladas por la empresa TASER [11], aunque sin certeza sobre su estructura interna. Por esta razón, este documento se enfoca en la búsqueda de conclusiones acerca de las posibilidades de implementación física de las ondas eléctricas que demuestren efectividad bajo una evaluación basada en el conocimiento científico de la respuesta del cuerpo humano, logrando al mismo tiempo emitir juicios acerca de la posibilidad de

implementar alguna de ellas en un dispositivo electrónico tipo dardo, tomando en cuenta parámetros como la densidad de componentes, amplitudes de corriente, tensión y requerimientos de potencia, permitiendo al mismo tiempo, estudiar las posibilidades de efectividad de una o más formas de onda bajo la tecnología de dardo inalámbrico.

2. MARCO TEORICO

El estudio de los efectos que causan las señales eléctricas para inmovilización humana utilizadas en las armas para el control del orden civil abarca la comprensión de la naturaleza de los fenómenos eléctricos que afectan al cuerpo humano, incluyendo parámetros como tipo de corriente, amplitudes máximas, frecuencias, tiempos de exposición, entre otros, y el análisis de los recursos tecnológicos utilizados para la generación de señales en tales dispositivos. La comprensión de estos elementos permite la emisión de juicios entorno a las estrategias de mitigación de los riesgos que estos dispositivos pueden llegar a presentar para el ser humano.

2.1 FENOMENOS ELÉCTRICOS EN EL CUERPO HUMANO

El ser humano como organismo constituido principalmente por agua, presenta características que facilitan la circulación de una corriente eléctrica a través del cuerpo; a través de la historia, estas características han venido siendo utilizadas para el desarrollo de procedimientos médicos de rehabilitación como las terapias electromagnéticas de bajo nivel y por dispositivos de conductividad eléctrica ESD, para la inmovilización de personas. Las primeras utilizan niveles de energía demasiado pequeños para producir estimulación neuromuscular, mientras que las segundas aprovechan completamente éste fenómeno [12].

2.1.1 La electricidad en el cuerpo humano

El cuerpo humano compuesto por tejidos orgánicos, los cuales contienen líquidos y sales minerales, se constituye en una estructura con características propicias para la conducción de la electricidad. El voltaje (V), definido por [13], como el trabajo necesario para mover una carga eléctrica de un terminal hasta otro y la corriente (I), definida como la tasa de flujo de carga eléctrica, son las variables eléctricas más comúnmente relacionadas con los efectos producidos por la electricidad en el organismo. No obstante, es la carga eléctrica definida como la unidad fundamental de la electricidad, la responsable de los fenómenos que ocurren en el cuerpo humano.

$$I = \frac{\partial Q}{\partial T}$$

Se sabe ampliamente que la corriente eléctrica solo puede existir bajo la presencia de una diferencia de potencial (o un voltaje), mientras que el voltaje puede existir sin la presencia de una corriente eléctrica, también es sabido que el cuerpo humano puede ser expuesto a voltajes elevados bajo la presencia de cantidades mínimas de corriente. Un ejemplo de esto es el generador de Van der Graaff [14], en el cual se producen millones de voltios, a los cuales puede exponerse una persona sin que esto cause efectos adversos en su salud, en éste caso la gran

cantidad de voltaje está acompañada de muy bajas cantidades de carga eléctrica por unidad de tiempo, lo cual significa que solo una muy baja corriente puede circular por el cuerpo humano.

De lo anterior se deduce que los fenómenos eléctricos en el cuerpo humano no solo se encuentran definidos por la corriente, la carga y el voltaje, sino también por el tiempo en cual fluye la energía hacia el cuerpo. Una fuente limitada de carga como el generador de Van del Graaff solo puede producir una cantidad de carga limitada durante un intervalo de tiempo corto, mientras que una fuente constante de energía puede hacer circular la carga eléctrica durante un tiempo indefinido. Estas consideraciones son el principio de funcionamiento de los dispositivos de conducción eléctrica ESD [15] descritos en este trabajo.

2.1.2 Corriente continua versus corriente alterna

La corriente continua o corriente directa corresponde a una corriente de magnitud constante; la corriente alterna, por otro lado, se caracteriza por presentar cambios de polaridad a una frecuencia determinada [13]. Es común considerar que la corriente alterna es más peligrosa debido a que por lo general las fuentes de energía alterna se asocian con potenciales empleados en las redes de distribución eléctrica, mientras que las fuentes de corriente continua se asocian con elementos de baja potencia como baterías y pequeños dinamos. Estudios realizados por Kouwenhoven [16], indican que los circuitos en bajo voltaje de corriente directa no son tan peligrosos como los de corriente alterna, sin embargo en alto voltaje, los circuitos de corriente directa tienen una mayor probabilidad de causar fatalidades que los circuitos en AC al mismo voltaje.

Por otro lado, las señales de corriente alterna son las responsables de los fenómenos de contracción de los músculos del cuerpo, los estudios realizados por Kouwenhoven [16] demuestran que la corriente continua no produce la fuerte contracción de los músculos que si es encontrada con señales de corriente alterna. Según los estudios, las sensaciones producidas por una corriente directa son mayores cuando el circuito se abre o se cierra, estos resultados indican que los cambios instantáneos de niveles de tensión aplicados al cuerpo humano pueden producir con mayor éxito efectos de aturdimiento o confusión en la respuesta del sistema nervioso y varían de acuerdo con la rapidez con que son producidos.

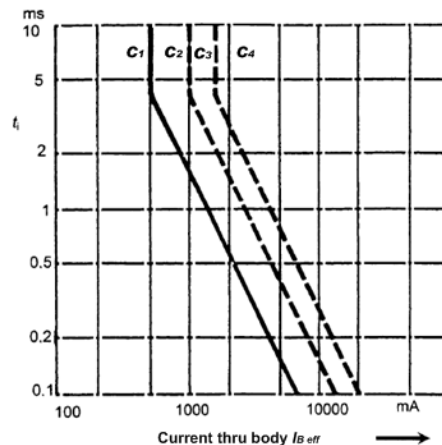
Los efectos producidos por corrientes continuas interrumpidas variarán no sólo con el período de la interrupción, sino también con el ciclo seguido. Una corriente con levantamiento exponencial unidireccional es la más eficiente para la estimulación de los nervios, como tales formas de onda son difíciles de generar, se emplean ondas cuadradas o rectangulares, las ondas cuadradas son casi tan efectivas como las exponenciales y se generan y controlan más fácilmente [16].

Según la norma IEC60479-1, en el caso de un impulso de corriente, se especifican cuatro zonas de peligro especificadas en la Figura 1.

- C1: Perceptible, sin fibrilación.
- C2: Con 5% de riesgo de fibrilación
- C3: Con hasta el 50%
- C4: Con más del 50% de riesgo

Esta distribución en zonas indica que para tiempos de exposición cortos, del orden de fracciones de milisegundo, se pueden alcanzar niveles de corriente elevados, del orden de amperios. Si se realizara una comparación con las corrientes alternas se encontrará que con las señales continuas interrumpidas el tiempo de duración es más pequeño que en el caso de una corriente alterna pero la magnitud de la corriente es más alta [17].

Figura 1. Zonas de tiempo corriente en impulsos de corriente en el cuerpo humano.



Fuente: Milesevic & Haddah [17]

Por otro lado, estudios realizados en torno al efecto causado por la corriente alterna, indican que con corriente alterna hay poca o ninguna diferencia significativa en las reacciones del cuerpo a choques entre 25 y 60 ciclos. Investigaciones realizadas por Dalziel [18] muestran que la respuesta humana es uniforme entre 10 a 300 Hz. A 1000Hz se requiere un valor de corriente un poco más grande para producir una reacción dada a menor frecuencia, mientras que a muy altas frecuencias, como las usadas en diatermia se presenta solo un efecto de calentamiento.

Estos resultados muestran que las frecuencias bajas (inferiores de a 1KHz) son más adecuadas para producir efectos de aturdimiento en el cuerpo humano, sin embargo en la exposición a bajas frecuencias, como se indica en el caso de la corriente continua interrumpida, los tiempos de exposición elevados potencian los

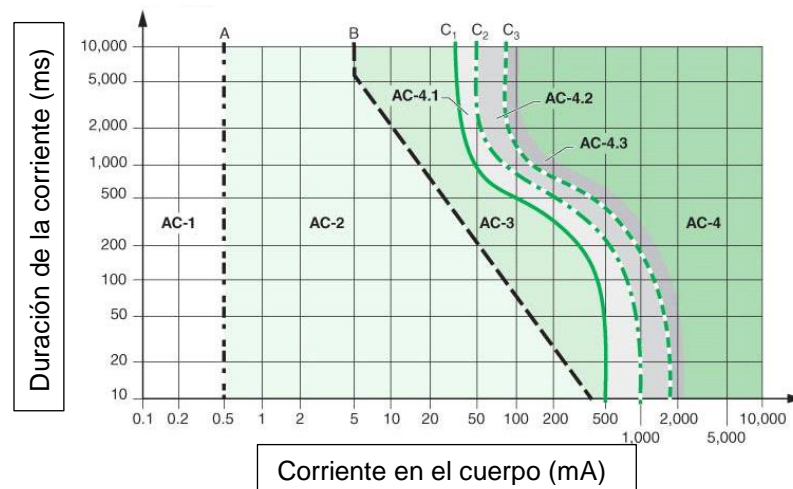
riesgos de fibrilación ventricular, por lo cual solo se pueden emplear bajos niveles de corriente. Estas afirmaciones son consistentes con los estudios realizados por Kouwenhoven [16], quien concluye que la corriente alterna es responsable de los fenómenos de contracción muscular y que esa conclusión puede ser fácilmente demostrada por los casos de choques eléctricos producidos por relámpago, en los cuales la contracción muscular suele estar ausente.

De acuerdo con el grado de estimulación del cuerpo humano para corriente alterna, la IEC60479-1 establece cuatro zonas definidas según el nivel de riesgo:

- Zona AC-1: Imperceptible
- Zona AC-2: Perceptible
- Zona AC-3: Contracción muscular
- Zona AC-4: Posibilidad de efectos irreversibles

En cuanto a los riesgos de producir fibrilación ventricular, la zona AC-4 presenta 3 subcategorías, una zona AC-4-1 con hasta un 5%, la zona AC-4-2 con hasta un 50%, y la zona AC-4-3 con más de un 50% de probabilidad [17]. Las intensidades máximas admisibles en corriente alterna por unidad de tiempo presentan tendencias similares a las de corriente continua.

Figura 2. Zonas de tiempo y corriente de efectos en AC para el cuerpo humano



Fuente: Milesevic & Haddah [17]

2.1.3 Efectos de la frecuencia

Los análisis documentados en lo que se refiere a la respuesta del cuerpo humano tanto para corriente continua como para corriente alterna, ofrecen una indicación de los efectos que ofrecen las señales eléctricas a diferentes frecuencias. Por un lado las señales de corriente continua, es decir, frecuencia cero, pueden presentar efectos lesivos para el cuerpo a niveles altos de intensidad mientras

que la corriente alterna se caracteriza por producir efectos de contracción muscular. Según lo indica De Santis [19], las frecuencias elevadas, por encima de 110MHz, producen un calentamiento en el cuerpo humano, mientras que las frecuencias bajas pueden lograr efectos contractivos en presencia de intensidades menores de corriente.

De acuerdo con los resultados de Dalziel [18], en presencia de bajas frecuencias, no hay una gran diferencia en la respuesta del cuerpo humano, no obstante, los análisis de Milesevic [17] demuestran que la exposición del cuerpo a niveles de intensidad elevados, como los requeridos para la interrupción en el control voluntario de los músculos, solo se pueden dar en periodos de tiempo muy cortos, por lo que la aplicación de señales de baja frecuencia, aunque podría resultar efectiva, también podría ofrecer resultados lesivos para la salud.

Los fabricantes de armas de electroconducción (CEW) han adoptado como un estándar, la frecuencia de 100 KHz, esta frecuencia, la cual corresponde a un periodo de $10\mu\text{S}$, permite la aplicación de señales con intensidades máximas de hasta 8 amperios según los resultados indicados en la figura 1, sin entrar en zonas con riesgo de fibrilación ventricular, los niveles máximos de corriente encontrados en las CEW varían en un rango de 2 a 4 amperios.

En cuanto a las frecuencias medias y bajas, de menos de 2.5KHz, las indicaciones de la ICNIRP y el estándar IEEE C.95, definen un límite de corriente umbral de 0.5mA. La comparación de estos valores con los resultados de Milesevic dejan claro que estos valores se encuentran dentro de los límites más altos de seguridad, es decir la categoría AC-1, no obstante los límites soportable por el cuerpo son bastante más elevados y los requerimientos de las CEW deben ubicar los niveles de tensión y frecuencia en la categoría AC-3.

Por otro lado, la aplicación de señales de frecuencias elevadas, implica la necesidad de incrementar los niveles máximos de corriente, según lo indica Dalziel, esta afirmación se encuentra en concordancia con los resultados de Dawson [20], quien afirma que a frecuencias muy altas, el cuerpo no es sensible a las forma de onda detallada, pero si al efecto acumulativo. Ese efecto acumulativo puede llegar a ser peligroso en extremo, pues la acumulación de carga en el cuerpo humano es el fenómeno responsable de los resultados de fibrilación ventricular como se indica al inicio.

2.1.4 Impedancia del cuerpo humano

Siendo la frecuencia de las señales eléctricas un parámetro importante en la respuesta del cuerpo humano, resulta indispensable la consideración de un modelo de impedancia. Diferentes investigaciones han intentado aproximar modelos de impedancia del cuerpo humano, sin embargo los modelos de impedancia humanos existentes no modelan el comportamiento del cuerpo para

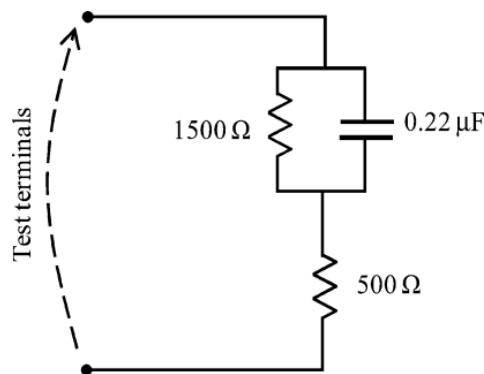
todas las frecuencias, el modelo de impedancia definido por la IEC60990 (Figura 3), es aplicable a frecuencias bajas como la de la red de suministro eléctrico, no obstante, según lo indica De Santis [19] la impedancia del cuerpo humano se reduce a medida que aumenta la frecuencia, por lo cual los modelos de baja frecuencia no reproducen totalmente los comportamientos de las señales de electroestimulación.

Las consideraciones anteriores, muestran la importancia de contar con un modelo para frecuencias mayores a las consideradas por la IEC60990, teniendo en cuenta que la reducción de la impedancia causa incrementos de flujo de corriente y por lo tanto la presencia de mayores cantidades de carga eléctrica en el organismo. De Santis propone un modelo de impedancia humana para un rango de frecuencias de 40 a 110MHz, el cual toma en cuenta características resistivas y capacitivas usadas comúnmente en otros modelos.

La resistencia del cuerpo tiene dos partes, por un lado, la ofrecida por la epidermis (piel externa) que es más alta, de otro lado, la derma (piel interna) es más baja debido a la presencia de vasos sanguíneos y nervios, que por su salinidad son mejores conductores de la electricidad. La resistencia interna del cuerpo es relativamente baja y también varía según el voltaje aplicado, los resultados de Kouwenhoven [16], indican que en el caso de los hombres la resistencia eléctrica es mayor que en el caso de las mujeres.

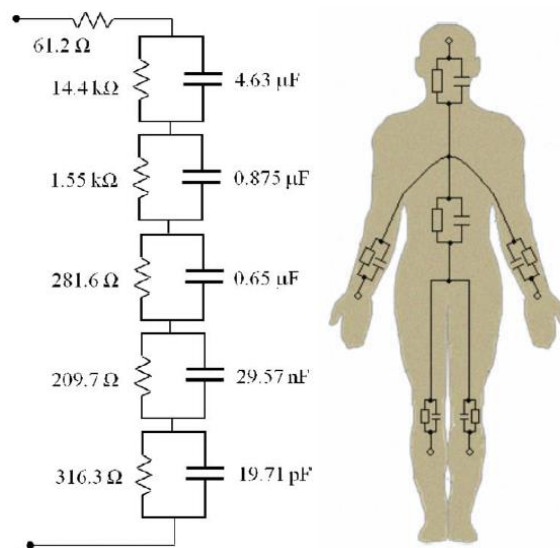
La red equivalente de un cuerpo humano, dada por el estándar IEC60990 se presenta en la figura 3, este modelo es empleado en casos de análisis de los efectos de los efectos del contacto con equipos o líneas energizadas, también llamadas corriente de toque. Por otro lado el modelo propuesto por De Santis [21] y Barchansky [22] expuesto en la figura 4 y basado en mediciones reales, replantea el modelo IEC con el fin de cubrir una amplia gama de frecuencias que incluye las empleadas en los dispositivos de electroconducción.

Figura 3. Red equivalente del cuerpo humano según IEC60990



Fuente: De Santis & Beeckman [21]

Figura 4. Red propuesta por De Santis & Barchansky



Fuente: De Santis & Beeckman [21]

2.1.5 Las corrientes Let-Go

La Comisión eléctrica internacional (IEC) ha definido tres límites de tolerancia a corrientes de toque o de fuga a 50Hz o 60Hz [19].

- Límite para evitar percepción y reacción: 0.5mA
- Límite para prevenir ihanilidad (corriente Let-go): 5mA
- Límite para prevenir quemaduras eléctricas: 500mA

Estos límites sin embargo, se establecen como valores de seguridad, ante los cuales se garantizan las condiciones indicadas. Actividades de experimentación han demostrado que estos límites pueden ser llevados a umbrales más elevados en los que se mantienen condiciones de seguridad.

Como ejemplo, estudios realizados por Kouwenhoven [16], establecen que las corrientes que producen hormigueos están entre 1 y 2mA, siendo las mujeres más sensibles que los hombres, una corriente let-go es asumida como aquella que se puede soportar sin daños por algunos instantes, su valor puede ser de hasta es de 9mA en los hombres y de 6mA en mujeres, en hombres se puede encontrar un rango total de 8 a 22mA. Kouwenhoven establece también, que la corriente para dejar a alguien inconsciente está entre la corriente let-go y la corriente de fibrilación.

2.2 ARMAS DE CONDUCTIVIDAD ELECTRICA (CEW)

Las armas de conductividad eléctrica son dispositivos que usan corriente eléctrica para interrumpir voluntariamente el control de los músculos causando “Incapacitación neuromuscular” [23]. La empresa TASER International, ha sido pionera y líder en el desarrollo de las principales CEW empleadas por las policías del mundo y sus productos aunque diferenciados por sus respectivos modelos, se han estandarizado bajo el nombre de la empresa.

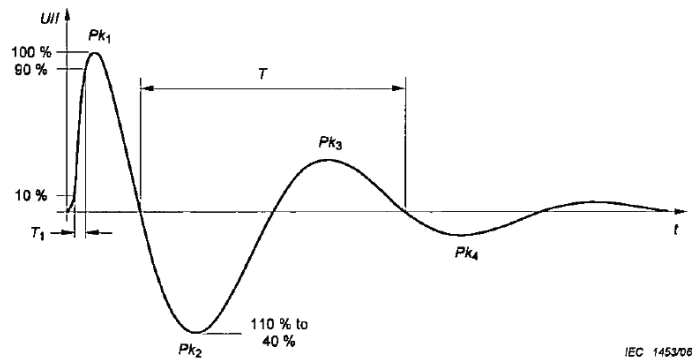
Jack Cover, un investigador de la NASA, comenzó el desarrollo del TASER en 1969 bajo el proyecto de desarrollo de armas no letales que el presidente Johnson solicitó a través de una comisión. Cover, cuya investigación llevó a cabo entre 1966 y 1974, descubrió que los pulsos de alta tensión y de muy corta duración, apenas uno microsegundos, no eran perjudiciales pero tenían un gran efecto fisiológico y psicológico sobre seres humanos y animales [1].

Con los estudios realizados se desarrolló en 1974 el primer Taser, de 7 vatios de potencia, y desde entonces los oficiales de policía en un gran número de países han usado armas de conducción eléctrica (CEW) con niveles variados de efectividad para el control de individuos violentos, quienes se resisten al arresto o a la ayuda. Los productos TASER son las CEW más ampliamente utilizadas. Desde el modelo original de 7 vatios (mínimamente efectivas como arma que causa dolor) producido en el año de 1974, hasta el modelo de 26 vatios M26 producido en el año 1996 (muy efectivo como herramienta de incapacitación muscular). En la actualidad el arma más utilizada es el modelo de 7 vatios X-26, producido en 2003 con una forma de onda más efectiva que sus predecesoras [24].

Aunque son las armas más utilizadas, los equipos TASER no son los únicos en el mercado. La empresa STINGER hacia el año 2010 lanzó su producto S-200 con el cual realiza una propuesta alternativa a las tradicionales formas de onda empleadas por los productos TASER. No obstante su producto no ha logrado el posicionamiento esperado y se han presentado algunos inconvenientes relacionados con la robustez del equipo y su fiabilidad. A pesar de ello, la forma de onda de la S-200 presenta características coherentes con los aspectos deseables en una señal de disrupción eléctrica para el sistema nervioso.

El diseño de las formas de onda empleadas por las CEW tiene como fundamento las señales oscilatorias, principalmente las utilizadas en equipos de electroestimulación (ESD), principalmente utilizados en tratamientos médicos o pruebas de protección de equipos eléctricos. Particularmente, normas como la IEC61000-4-2 en la cual se recomiendan estándares para la fabricación de equipos generadores de ESD y la norma IEC 61000-4-5 en la cual se indican circuitos y tiempos a emplear en los equipos para generación de ondas ESD, específicamente para transientes oscilatorios amortiguados no repetitivos (ondas anillo), estas ondas son idénticas a las utilizadas por el dispositivo M26.

Figura 5. Onda Ring Wave



Fuente: IEC61000-4-12 [25]

Las normas mencionadas anteriormente, aunque no se refieren específicamente a las consideraciones en la construcción de armas CEW, si relacionan las implicaciones de las variables eléctricas involucradas en ese tipo de ondas, particularmente la onda de anillo ó Ring Wave, la cual se presenta muy comúnmente en equipos domésticos e industriales.

A continuación se exponen las principales tecnologías empleadas en las armas de conducción eléctrica.

2.2.1 Tecnologías de fabricación

Desde su aparición a mediados de los años setenta, las armas de conducción eléctrica han experimentado importantes cambios. Las primeras versiones de estos dispositivos tenían como propósito aplicar altos niveles de voltaje al organismo, respetando los niveles máximos de corriente y frecuencia establecidos por las investigaciones. La evolución de las tecnologías ha permitido optimizar las formas de onda utilizadas, de manera que se logren los efectos de disrupción neuromuscular esperados, reduciendo al mínimo los niveles de carga eléctrica y los tiempos de exposición a la descarga.

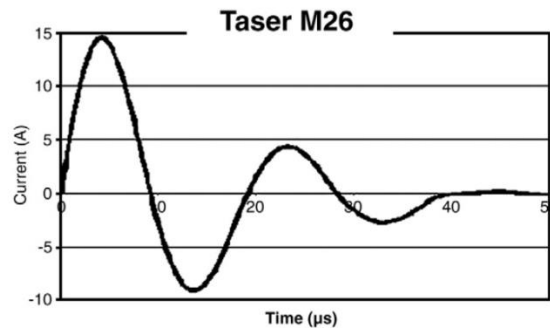
2.2.1.1 M26

Esta arma desarrollada hacia el año 1996 por la empresa TASER utiliza una onda de anillo para producir un efecto de aturdimiento por amplitud de señal. Emplea una amplitud inicial sin carga de aproximadamente 50000 voltios, y de 5000 efectivos sobre una carga típica. Este dispositivo aplica una serie de 19 a 20 pulsos en un tiempo de aproximadamente 5 segundos con un intervalo de tiempo por pulso de cerca de 30 microsegundos [26].

Según lo establece DeMonte [27], la carga eléctrica típica aplicada por la M26 es de alrededor de 80 microcoulombs, con una corriente promedio de 3.6

miliamperios [28]. El primer medio ciclo de la onda amortiguada de 50KHz de la M26 es el responsable de efecto de contracción muscular, aunque el voltaje inicial disponible entre sondas es de 50000 voltios, el arma aplica un rango de voltajes que varía entre 3000 y 5000 V [29]. La figura 6 muestra la forma de onda de la M26.

Figura 6. Forma de onda de la M26

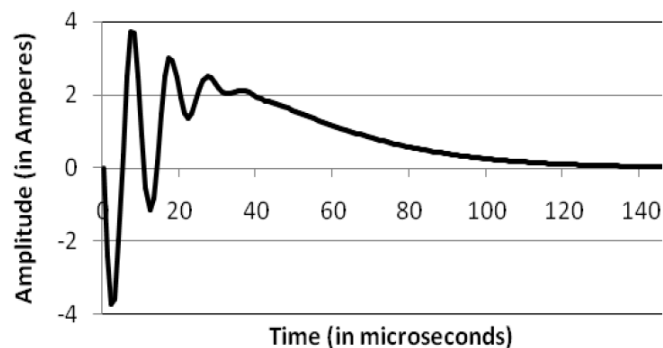


Fuente: Sweeney James [29]

2.2.1.2 X26

La X26, también producida por TASER, fue lanzada en 2003, esta forma de onda corresponde a una optimización de la versión M26. La X26 reduce la amplitud de corriente y voltaje efectivos aplicados al cuerpo e integra una componente unipolar que aumenta la cantidad de carga efectiva aplicada al cuerpo humano, los pulsos agudos aplicados aumentan el efecto de contracción muscular reduciendo el tiempo de exposición [20], como se aprecia en la figura 7.

Figura 7. Forma de onda X26



Fuente: Sweeney James D [29]

La onda X26 duplica la frecuencia de la onda principal de su predecesora M26, esta forma de onda entrega un promedio de 102 +/- 8 microcoulombs y entrega una potencia efectiva a la carga de cerca de 1.3 vatios [24], al igual que la versión

M26 se desarrolla una descarga de 19 pulsos en un intervalo de 5 segundos en los cuales se aplica al organismo una corriente promedio de 2.1 miliamperios [28].

Figura 8. Dispositivo X26



Fuente: www.taser.com

El pulso de la X26, figura 7, es generado internamente por la carga de 3 condensadores diferentes a partir de una batería, cuando se alcanza el voltaje umbral, la descarga de gas de un pequeño tubo ioniza y conduce la corriente desde los capacitores hacia las terminales de salida. Los tres capacitores producen diferentes constantes de tiempo.

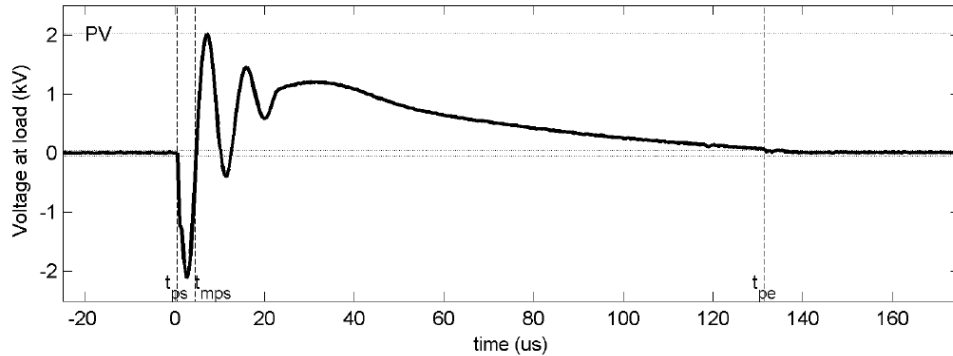
La constante de tiempo más rápida produce un pulso rápido de 5nS diseñado aparentemente para producir un arco de plasma usado para conducir a través de la ropa, en los casos en que el contacto con la piel no puede garantizarse. Los otros dos capacitores generan frecuencias de 100 KHz y 10 KHz [20].

Los parámetros utilizados para describir una CEW, y particularmente una onda X26 de acuerdo con la figura 9 son:

- Voltaje pico (PV): Pico de voltaje de la fase principal en un pulso
- Corriente pico (PC): Pico de corriente de la fase principal en un pulso
- Carga total (CF): Integral del valor absoluto de la corriente sobre el tren de pulsos completo.
- Carga Neta (NC): Integral de la corriente desde t_{mps} a t_{pe} . Cualquier oscilación negativa de la corriente.
- Duración del pulso (PD): Tiempo desde el punto de inicio de una forma de onda en un punto de cruce de +/-50V hasta un punto final a un decremento de pulso de +/-50V sobre un pulso
- Tiempo interpulso (IPT): Es el tiempo desde t_{ps} de un pulso a t_{ps} del próximo pulso.

El pulso inicial (t_{ps}) y el final (t_{pe}) son medidos en el tiempo al cual la curva del voltaje atraviesa 50V. El tiempo de inicio de la fase principal (t_{mps}) es el tiempo cuando el pulso cruza 50V después de la primera fase negativa. El valor de 50V es escogido como un estimado del voltaje de ruptura de la piel. El valor exacto de la elección no afecta fuertemente los tiempos calculados [20].

Figura 9. Parámetros en una onda X26



Fuente: Dawson David [30]

El parámetro de carga neta (NC) se relaciona específicamente con la onda del Taser X26, puesto que esta requiere una definición de un primer pulso de bajada el cual puede no existir para otros dispositivos CEW. Otro parámetro importante es la frecuencia de repetición del pulso (PRF), la cual es calculada a partir del tiempo interpulso como:

$$PRF = \frac{1}{\text{media}(IPT)}$$

El cual puede ser calculado como sigue:

$$\frac{\text{Pulsos} - 1}{\text{Tiempo total del pulso}} = \frac{\text{Numero de IPT}}{\text{suma}(IPT)} = \frac{1}{\text{promedio}(IPT)}$$

En la tabla 1 se muestran los parámetros de la onda X26 definidos por el fabricante, estos valores fueron obtenidos utilizando una carga de 600 ohmios.

Tabla 1. Parámetros de la onda X26

Parámetros de comportamiento	Rango de valor
PV(Voltios)	1400 – 2520
PC(Amperios)	2.3 – 4.2
NC(μCoulombios)	85 – 125
PRF(pulsos/Seg)	16.5 – 20
PD(μS)	105 - 155

Fuente: Dawson David [30]

2.2.1.3 C2, M18 y X3

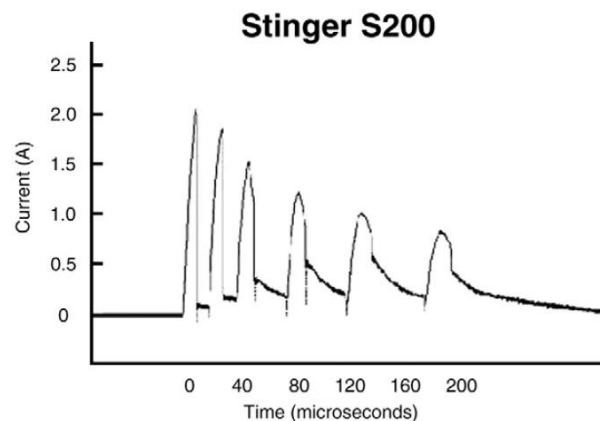
Los dispositivos C2 y M18, también producidos por TASER, integran de manera general los principios de funcionamiento de las primeras armas Taser. Se dispone

de muy poca información relacionada con su funcionamiento, quizás debido su poco impacto en el mercado. Sobre el M18, se conoce que dispara entre 13 y 14 pulsos por segundo con una potencia de salida de 24.64 vatios, la duración de la descarga a igual que los dispositivos actuales es de 5 seg [31]. El dispositivo X3, corresponde a un arma Taser X26 que cuenta con tres cartuchos que pueden ser disparados secuencialmente.

2.2.1.4 S-200

Desarrollada por la empresa Stinger Systems, el S-200 es un arma de electroconducción que produce una onda compuesta por pulsos de corriente de duración mínima y reducción progresiva de amplitud (Figura 10). Este dispositivo genera en las sondas de impacto un voltaje máximo sin carga de 63 kilovoltios, con una duración de pulso de entre 200 y 300 microsegundos, y una tasa de repetición de cerca de 32 pulsos por segundo, en un tiempo máximo de 4 segundos. Este dispositivo aplica un voltaje efectivo a la carga de 1300 voltios, con un corriente promedio de 5 miliamperios y una energía en el capacitor principal de 0.6 julios [32].

Figura 10. Forma de onda S-200



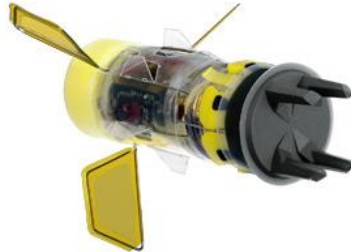
Fuente: www.stingersystems.com

2.2.1.5 Dardo XREP

El Extended Range Electronic Projectile (XREP). Fue lanzado en Julio de 2009, su propósito era emular los efectos de la onda X26, pero con un rango efectivo de 100 pies. El XREP es un producto de control electrónico autocontenido que incluye en su interior la circuitería, sondas y alambres de una X26 encapsuladas en un cartucho estándar de $A = 2\frac{3}{4}$ de pulgada figura 11. La sección de la punta

impacta el objetivo con cuatro puntas que se insertan en la superficie conductora, la estructura posterior libera y expone una serie de agujas afiladas llamadas sondas “Cholla” figura 12. [10].

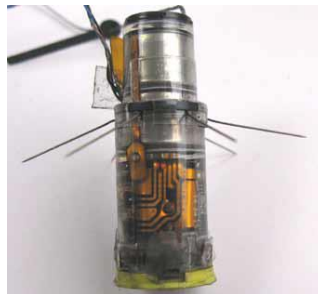
Figura 11. Dardo XREP



Fuente: www.technovelgy.com

El dardo XREP desarrolla y aplica al objetivo una serie de pulsos eléctricos con un voltaje pico de 500 V y una corriente promedio de 1.3 miliamperios durante un intervalo de tiempo de 20 segundos, de acuerdo con el fabricante, el alto voltaje encontrado en la X26 (50000 voltios), no es necesario debido al contacto directo con la piel esperado en la descarga [10].

Figura 12. Agujas desplegadas en el XREP



Fuente: Wyant R.T [10]

2.2.1.6 Resumen de tecnologías

La revisión de literatura relacionada con las armas de conducción de eléctrica permite realizar una comparación entre las diversas tecnologías y su evolución a lo largo de la historia. En la tabla 2 se resumen las características más generales.

Tabla 2. Tecnologías CEW

Tecnología	Voltaje (V)	Corriente (mA)	Potencia (W)	Tipo de Disparo	Año	Tiempo de descarga	Alcance
Primer TASER	N.D	N.D	7	Pólvora Negra	1974	N.D	10 pies
Stun Gun	200.000	3 a 60	20	Contacto directo	N.D	Hasta 10 min	N.D
TASER 34000 (Air TASER)	N.D*	N.D	N.D	Nitrógeno comprimido	1994	sincronización de los pulsos de energía 30 seg	15 pies
TASER M26	50.000	10	26	Nitrógeno comprimido	1996	5 segundos	4.5 m
TASER X26	50.000	2.1	5.2	Nitrógeno comprimido	2003	Pulsos agudos 5 seg	11 m
TASER X3	50.000	2.1	5.2	Nitrógeno comprimido	2009	Pulsos agudos	N.D
TASER C2	50.000	2	5	Nitrógeno comprimido	2008	20 segundos	4.5 m
STINGER S-200	60.000	5	9.5	Nitrógeno comprimido	2006	22 pul/s 300 a 400 uS duración por pulso descargas de 4 seg	22 pies
TASER X12 (XREP)	500	1.3	N.D	Disparo de escopeta	2010	20 segundos	30 m

*Información no disponible

Fuente: El autor

2.2.2 Aspectos médicos

En años recientes, los dispositivos de conducción eléctrica CEW han pasado de ser definidos como armas no letales, a ser reconocidos como armas baja letalidad. La razón para esta nueva denominación, son los notables casos de lesiones y muertes en los que se han visto involucrados estos dispositivos. La investigación de estos casos lleva rápidamente a encontrar situaciones como el impacto cerca de órganos sensibles como el corazón, los ojos, el cerebro, hasta la presencia de sustancias químicas en el cuerpo humano, como alcohol, alucinógenos y fármacos.

Investigaciones como la realizada por la universidad de Chicago [33], indican que los traumas causados por alto voltaje son producto de dos fenómenos, un efecto térmico y un efecto no térmico, la electroporación, la cual es causada por campos eléctricos muy intensos, los cuales rompen las membranas de las células. Este efecto es el encontrado generalmente en episodios de descarga eléctrica o electrocución, en donde se produce el contacto con altos niveles de voltaje sin control de la cantidad de corriente ni del tiempo de exposición.

2.2.2.1 Fibrilación ventricular

En el caso de las descargas controladas, como las producidas por las armas de conducción eléctrica o los procedimientos de reanimación médica, el fenómeno con mayor riesgo para un organismo vivo es la fibrilación ventricular, en la cual se produce una activación rápida y desorganizada de los ventrículos producto de una contracción incontrolable de las fibras musculares que rodean al corazón [34]. Tal contracción es producida por el elevado nivel de carga eléctrica aplicada al organismo y su exceso se constituye en un factor determinante en la aparición de una fibrilación ventricular.

Según Dawson [20], el riesgo de fibrilación ventricular puede ser definido para tres tipos de corriente pulsante, pulsos rectangulares, impulsos senoidales y descargas de capacitor, en el caso de los pulsos rectangulares, la energía necesaria para producir una fibrilación (Fe) y la carga eléctrica necesaria para producir fibrilación (Fq) están definidas respectivamente como:

$$Fe = \int I^2 \partial t$$
$$Fq = \int |I| \partial t$$

La probabilidad de inducir una fibrilación ventricular es en gran parte una función de Fq . Mediante ajuste de la curva de riesgo de fibrilación, se calcula el umbral como:

$$Fq(t) = Fq(1ms) * t^{0.28}$$

Donde t es el tiempo del pulso en milisegundos.

2.2.2.2 Densidad de corriente

La densidad de corriente, definida como la cantidad de corriente eléctrica por unidad de área [13], es otra variable relacionada de forma directa con los fenómenos eléctricos en el cuerpo humano. Sutherland [35], en su artículo acerca de la respuesta del cuerpo a estímulos eléctricos, indica que una conclusión favorecida por los investigadores es que la fibrilación depende de la densidad de corriente en el corazón y no la magnitud de corriente total.

Como ejemplo de esto, una corriente que fluye a través de un niño tendría una mayor densidad de corriente en el corazón que la misma corriente en un adulto y así habría más probabilidades de causar fibrilación. Sin embargo, como la impedancia de un niño puede ser de hasta cuatro veces mayor que un adulto, la corriente total a través de un niño sería menor que en un adulto para una exposición a la misma tensión [35].

Según Panescu [26], investigaciones realizadas por Sun y Abdallah [36], demuestran que la densidad de corriente puede ser estimada en función de la corriente mediante la expresión:

$$I = I_{Rh} * (1 + c/d)$$

En donde I es la densidad de corriente, I_{Rh} es la rheobase, c es la cronaxia y d es la duración del pulso.

2.2.3 Parámetros de las CEW

Las armas de conducción eléctrica aplican cantidades limitadas de energía al cuerpo humano en cada descarga, estos límites impiden que se produzcan efectos de electroporación de las células, el riesgo al que se expone el cuerpo humano es fundamentalmente la fibrilación ventricular, la cual según las investigaciones citadas anteriormente, puede tener origen en dos factores, un exceso de carga eléctrica aplicada al cuerpo o un aumento incontrolado de la densidad de corriente eléctrica, no obstante éste último fenómeno, varía con la distancia de separación de las sondas de impacto en las CEW, siendo el dardo XREP el que mejores características ofrece.

La carga eléctrica entregada por pulso es considerado el parámetro más importante en el diseño de las CEW, se ha estimado que un pulso de 64uC es el mínimo requerido para alcanzar suficiente control muscular en un humano para lograr la caída necesaria. Un pulso con una carga de 20.000uC puede causar fibrilación ventricular [24], investigaciones realizadas en cerdos, indican que una carga de 72uC no puede causar una interrupción del ritmo cardiaco (Cardiac capture) en un cerdo de 20 Kgr aun en contacto directo con el corazón [37].

Los estudios relacionados con los efectos médicos de las CEW, se centran principalmente en el modelo X26, posiblemente por su popularidad, para este modelo en el cual la cantidad de carga entregada por pulso es de aproximadamente 102uC con un tiempo total por pulso de aproximadamente 100uS, Peyman y Dawson [30] indican que la carga acumulada de un pulso de corriente sencillo de 100uS para evitar la fibrilación no debe ser mayor que un límite de seguridad de 710uC. Stracbucker et all, [28] afirman que el riesgo de sufrir fibrilación ventricular a causa de un X26 es muy bajo pues para lograr una fibrilación se debe elevar la intensidad de los pulsos del X26 por lo menos 20 veces.

En cuanto a la densidad de corriente, Panescu [26] en su trabajo sobre diseño y seguridad en productos de incapacitación neuromuscular, indica que la densidad de corriente producida por un X26 es de aproximadamente 91mA/cm², según Stratbucker et all. [28] Citado en [26], la densidad de corriente máxima encontrada en el X26 es de 2.7mA/cm², 33 veces más bajo que el nivel requerido para inducir fibrilación. Estos datos sin embargo, corresponden a pruebas realizadas sobre

modelos con impedancia fija, como cargas resistivas o modelos salinos, en donde no se toma en cuenta impactos en condiciones que afecten el modelo, como presencia de sustancias y condiciones cardiacas anormales.

Los parámetros indicados en el literal 4.2.1.4 son los únicos disponibles en la literatura científica con respecto a estudios realizados con el dispositivo S-200 producido por la empresa Stinger Systems. No obstante Charlie Mesloh et all [15], del Instituto de Investigaciones en Armas y Equipos en la Universidad de Florida, realiza un reporte dirigido al Instituto Nacional de Justicia de los Estados Unidos, en donde realiza una comparación de las armas Taser X26 y Stinger S-200. Mesloh y su grupo de trabajo, realizan un análisis del funcionamiento de los dos dispositivos, comparando características como alcance, tamaño y efectividad. En respuesta al análisis realizado, el presidente de Stinger Systems Rober F. Gruder, mediante carta dirigida al Instituto Nacional de Justicia en Febrero de 2008, anexa en [15], realiza una aclaración con respecto a algunos parámetros de funcionamiento del dispositivo, ellos son:

Tabla 3. Parámetros S-200

Característica	Valor
Forma de onda	Serie de pulsos complejos
Duración del pulso	200 uS
Activación de disparo	Programable y manual hasta 4 segundos
Voltaje de arco pico	56000 V
Voltaje pico en la carga	1100 V
Corriente DC	2.3 mA promedio
Energía por pulso capacitor principal	0.87 J
Energía por pulso entregada a la carga	0.043 J
Potencia entregada a la carga	0.94 W

Fuente: Mesloh et all.

De acuerdo con la disponibilidad de información, los dispositivos X26 y S-200 son las CEW más utilizados por las agencias policiales en la actualidad. La tecnología X26, por un lado, utiliza una forma de onda compuesta por componentes senoidales agudos de doble polaridad en el primer ciclo, y componentes senoidales unipolares en el ciclo principal, como se observa en la figura 9. Por otro lado, la tecnología S-200 emplea pulsos agudos unipolares en un tiempo total por pulso mayor a su contraparte X26. La revisión de la documentación aquí presentada, indica que los pulsos agudos son más efectivos en los fenómenos de disrupción neuromuscular, aunque las ondas senoidales son más prácticas.

En cuanto a la existencia de ondas bipolares en la tecnología X26, la exploración documental indica que la aplicación de señales alternas con gran amplitud es muy efectiva para causar confusión en el sistema nervioso, pero es el componente continuo el responsable de la contracción muscular, necesaria para la detención de una persona, según Kroll [24], los resultados indican que no hay diferencia

entre los efectos en fibrilación ventricular entre cambios de polaridad, de manera que estas ondas bipolares no aumentan el riesgo de estas armas.

En consecuencia se ha consolidado un resumen de los parámetros de funcionamiento de las dos tecnologías X26 y S-200, bajo el entendimiento de que las dos poseen características ideales para el control neuromuscular, estos parámetros se exponen en la tabla 4.

Tabla 4. Comparación de parámetros X26 y S-200

Tec	PARAMETROS DEL FABRICANTE								
X26	Iprom 2.1mA	P(w) 5.2	Vpnl(V) 50.000	NC(uC) 85-125 Typ 102+/-8	PRF 16.5-20 Typ 19	T(s) 5	Fmax 100Khz	Vpl (V) 1400 - 2520 (600Ω) Typ 1200	PC(A) 2.3- 4.2
	CF(uC) 108-123 Typ:111	PD(μs) 105-155	IPT(ms) 49-62 Typ 54	Ea/p(J) 0.36	Ed/p(J) 0.07	Pd(W) 1.3			
S-200	Iprom 2.3mA	P(w) 5.2	Vpnl(V) 56.000	NC(uC) 92	GPPS 22	T(s) 4	Fmax 100Khz	Vpl (V) Typ:1100 (500Ω)	PC(A) 2.2
	CF(uC) 92	PD(μs) Typ: 200	IPT(ms) 45ms	Ecp(J) 0.87	EL/GP(J) 0.043	PL(W) 0.94			

Fuente: Recopilación autor

Iprom = Corriente promedio en DC (sobre el tiempo total)

P(w) = potencia consumida en vatios

Vpnl(V) = Voltaje pico sin carga (arco)

Q(uC) = Carga por pulso

PRF = frecuencia de repetición del pulso

T = tiempo total de aplicación de la descarga

Fmax = frecuencia más alta dentro de la señal

Vpl = voltaje pico aplicado efectivamente al cuerpo (carga)

PC = corriente pico aplicada efectivamente al cuerpo

CF = Carga total del tren de pulsos (Integral del valor absoluto de la corriente)

NC = Carga neta (Integral de la corriente desde tmps a tpe)

PD = Duración del pulso

IPT = Tiempo interpulso (desde Tps de un pulso a Tps del siguiente)

Ea/p = energía promedio almacenada por pulso

Ed/p = energía liberada en una carga típica por pulso

Pd = Potencia entregada a una carga típica

Ecp = Energía en el capacitor principal

EL/GP = Energía entregada a la carga por cada grupo de pulsos

Pcp = Potencia en el capacitor principal

PL = potencia entregada a la carga (500 Ω)

GPPS = grupo de pulsos por segundo

2.3 ASPECTOS LEGALES

El uso de las CEW en el contexto de políticas de control civil más humanas, ha permitido a las agencias de aplicación de la ley usar tecnologías que les permiten detener confrontaciones que de otra manera terminarían en la aplicación de fuerza letal. TASER International se ha consolidado como la compañía más reconocida por producir CEWs para el control del orden, sin embargo otros fabricantes como Stinger han entrado en el mercado y sus armas están siendo utilizadas por algunos departamentos [24].

2.3.1 Normatividad internacional

Según la compañía TASER [11], más de 150.000 cuerpos oficiales en el mundo utilizan como parte de su armamento armas no letales tipo *TASER* para el control de la delincuencia común y organizada. Diferentes países en el mundo han avanzado en la reglamentación sobre el uso de estas, sin embargo modelos implantados por algunos estados de países como Australia, reino Unido y Estados Unidos, han impulsado la adopción de políticas propias en otras naciones.

En el caso del servicio de policía de Queensland (QPS) y la comisión de crímenes y malas conductas (CMC), se define la política de uso del TASER, la cual en su artículo 14.23 realiza recomendaciones particulares sobre el manejo de estos dispositivos. Estas recomendaciones incluyen: quienes pueden utilizar el TASER, el uso, el disparo, precauciones del uso en sujetos con aparente estado de enfermedad mental, precauciones para evitar danos en los ojos o en la cabeza, lugares de uso y condiciones generales de seguridad [38].

En el Reino Unido, las armas TASER son consideradas como "armas prohibidas" en virtud de la Ley de Armas de Fuego de 1968 y su posesión es un delito. La pena máxima por posesión es de diez años de prisión y una multa ilimitada. Se anunció en julio de 2007 el despliegue de armas TASER por las unidades de policía especialmente entrenadas que se enfrentan a amenazas que presentan similar violencia. Las armas se probaron en diez fuerzas policiales: Avon y Somerset, Devon y Cornwall, Gwent, Lincolnshire, Merseyside, Policía Metropolitana, Northamptonshire, Northumbria, el norte de Gales y West Yorkshire. Tras la finalización de la prueba, el ministro del Interior acordó el 24 de noviembre de 2008 permitir el uso de armas TASER a unidades especialmente entrenadas.

De acuerdo con la Asociación de jefes de policía de Reino Unido, políticas oficiales y la orientación que establece TASER, las CEW pueden utilizarse sólo cuando los agentes se enfrentan a la violencia o las amenazas de violencia de tal severidad que tendrían que utilizar la fuerza para proteger a la población o a sí mismos. Un fondo para la compra de hasta 10.000 pistolas TASER adicionales se

encuentra disponible para la compra de armas TASER individuales, el cual está a disposición de los agentes de policía que ocupan posiciones especiales.

En Estados Unidos los dispositivos TASER no son considerados armas de fuego por el gobierno de los Estados Unidos. Se pueden adquirir legalmente sin permiso en 43 estados. Están prohibidos para el uso ciudadano en el Distrito de Columbia, Hawaii, Massachusetts, Nueva York y Rhode Island, así como en algunas ciudades y condados. Su uso en Connecticut, Illinois y Wisconsin es legal con restricciones.

El Departamento de justicia de los Estados Unidos en su análisis del uso de armas poco letales del año 2009 indica que organismos como la oficina de alcohol, tabaco y armas de fuego y explosivos (ATF), y el servicio de Marshals de los Estados Unidos (USMS) y la oficina federal de prisiones (BOP) han aprobado el uso del TASER desde mediados del año 2006. Aunque los miembros del departamento de justicia han establecido políticas para el uso de armas menos letales por parte de su personal, solo la ATF ordena que los miembros estatales y locales de sus fuerzas de tarea acaten estas políticas, incluyendo las políticas de uso de TASER definidas por ATF. La USMS a través de memorandos dirigidos a agencias estatales y locales, permite a sus oficiales seguir las políticas de sus propias agencias. Otras agencias como el FBI y la DEA siguen sus propias políticas aunque reportan un bajo uso de estas armas [39].

En otros países como Brasil, Canadá, Francia, Alemania, Grecia, China, Islandia, Irlanda, Israel, Malasia, Nueva Zelanda, los dispositivos de electroconducción también son empleados por sus cuerpos de policía. La compra, posesión y uso de un arma de electrochoques (*Tasers* y *Stunt Guns*) es restringido para los civiles, así como su importación, la cual no puede ser realizada sin un permiso previo. Los organismos de seguridad emplean estos dispositivos principalmente para grupos especiales de operaciones, grupos de patrullaje y grupos de respuesta a situaciones críticas. En otros países como Suecia y Finlandia la aplicación de estos dispositivos se encuentra en fase de evaluación y en algunos países como Brasil, es permitido el uso de estas armas por parte de fuerzas de seguridad privadas [40].

Una de las discusiones más notables en la legislación de cada país gira entorno a la clasificación de estos dispositivos como armas de fuego o como simples herramientas tecnológicas. Países como Canadá, China (Hong Kong), Malasia, Suecia, y Reino Unido las clasifican dentro de la categoría de armas de fuego. Esto implica que actividades como la importación, posesión y exportación requieren una licencia de las autoridades respectivas, de otro modo se considera ilegal y conlleva sanciones económicas y penas de cárcel.

2.3.2 Normatividad en Colombia

La policía colombiana reglamenta el uso de equipos TASER por medio de la resolución 02686 del 31 de julio de 2012 y realiza recomendaciones para su utilización a través de los criterios para el empleo de armas no letales, emanados del grupo de doctrina y servicio de la policía nacional en Julio de 2009. En el apartado de dispositivos no letales aptos para uso en operaciones especiales, expone la viabilidad del uso de dispositivos de control eléctrico que generan parálisis muscular, como un recurso alternativo previo al uso de las armas de fuego, evitando de esta manera el empleo de fuerza con capacidad letal.

De la misma forma que en la normatividad norteamericana, los criterios de las autoridades colombianas señalan que en el uso de estos dispositivos deben considerarse factores de salud o anomalía fisiológica no visibles o detectables del sujeto destinado a recibir el efecto eléctrico y las mismas condiciones físicas propias de los diversos grupos étnicos que componen la disímil población colombiana, incomparablemente más lábiles, frágiles y endeble que aquellos arios y anglosajones que en medios de comunicación y videos de demostración, se ven caer convulsionantes al recibo de dicha carga iónica ("Criterios", 2009).

Así mismo, la normatividad Colombiana establece las unidades policiales que pueden utilizar este tipo de armamento, entre ellos están, los escuadrones móviles antidisturbios (ESMAD), el comando de operaciones especiales (COPES), los grupos GAULA y los grupos de operaciones especiales (GOES). Dentro de las armas eléctricas reconocidas por la policía nacional de Colombia, se encuentran las armas de electrochoque TASER, espada paralizante, armas eléctricas inalámbricas como el Close Quarters Shock Rifle y las armas de plasma inducidas por láser [41].

Las consideraciones respecto al uso de las armas no letales como el TASER en la policía Colombiana se encuentran sustentadas en los siguientes referentes:

- Código Nacional de policía: Artículos 29, 30, 31, 32 y 104
- Código Penal: Artículos 34, 356, 423 y 424
- Reglamento de servicio de vigilancia urbana y rural: capítulo cuarto, artículos 131, 132 y 133
- Sentencia C-179 de 2007
- Decreto 1355 de 1970

En el caso de las entidades de seguridad privada, y el uso de las armas no letales como el TASER, es la superintendencia de vigilancia y seguridad privada SVSP la encargada de definir las políticas y normatividad para el uso de estos dispositivos, según el numeral 5 del artículo 53 del decreto 356 de 1994, estas armas corresponden a elementos ofensivos, fabricados con el objeto de causar amenaza o lesión, por cuanto pueden ser considerados como equipos para la vigilancia

privada, así mismo, son también consideradas como medios tecnológicos para la defensa personal [42].

La policía Colombiana ha expresado su preocupación respecto al uso de estas armas, tomando como referencia las fatalidades ocurridas en personas con características antropométricas sustancialmente diferentes a las de la población Colombiana, un hecho que puede llegar a limitar la introducción de estas herramientas en el país.

Existen dos formas a través de las cuales la superintendencia de vigilancia y seguridad privada ejerce control sobre este tipo de artefactos:

➤ Sobre los fabricantes, comerciantes e importadores:

De conformidad con la circular externa conjunta No 06 del 29 de Enero de 2008, suscrita por la SVSP con el ministerio de comercio, industria y turismo, y según lo establecido por el artículo 53 del decreto ley 356 de 1994, las personas naturales o jurídicas que importen estos equipos deben registrarse y solicitar ante la SVSP uno de los siguientes documentos:

1. Resolución de inscripción como productor y comerciante: Cuando se realizan importaciones permanentes de equipos tecnológicos para la vigilancia y seguridad privada con el fin de ser comercializados con terceros.
2. Certificación de autorización: Cuando se realizan importaciones esporádicas de equipos tecnológicos para ser utilizados en instalaciones del importador
3. Autorización: Requerida para la importación de equipos, bienes, productos o automotores blindados.

➤ Sobre servicios de vigilancia con medio tecnológico:

Las personas asignadas a la labor de vigilancia solo pueden utilizar armas no letales cuando las empresas a las que pertenecen, tengan la debida autorización por parte de la Superintendencia de vigilancia y seguridad privada para la prestación del servicio con medios tecnológicos [42].

2.3.3 Conclusiones del capítulo

De acuerdo con los datos encontrados y la comparación entre las características evidenciadas en las formas de onda utilizadas por las armas CEW y las consideraciones encontradas con respecto a los efectos de la corriente eléctrica en el cuerpo humano, se puede concluir que las señales que presentan las características más apropiadas para producir el fenómeno de la disrupción neuromuscular son las ondas X26 y S-200.

En el caso de la onda X26, según lo indica Panescu et all. [37], la presencia de dos semiciclos consecutivos de polaridad opuesta ocasiona un fenómeno de aturdimiento con poca exposición a riesgo, mientras que el componente unipolar permite la aplicación de una cantidad de carga neta necesaria para producir el fenómeno de contracción muscular responsable principal de la inhabilitación en la capacidad de respuesta muscular del cuerpo.

En lo que respecta a la onda S-200, su estructura presenta coherencia con las afirmaciones de Kouwenhoven [16], quien concluye que las ondas cuadradas o rectangulares son casi tan efectivas como las exponenciales, las cuales son consideradas las más efectivas, con la ventaja de que pueden ser generadas y controladas más fácilmente. La exposición del cuerpo humano a intervalos discretos de carga eléctrica “cuantizada”, en un tiempo total de descarga ampliamente distribuido puede reducir los riesgos de causar fenómenos asociados al exceso de densidad de carga expresado por Sutherland [35].

3. METODOLOGIA Y DISEÑO CONCEPTUAL

3.1 ESPECIFICACIONES

Las conclusiones aportadas por el análisis del componente documental, indican que las ondas X26 y S-200 presentan las características más apropiadas para la producción del fenómeno de disrupción neuromuscular. Los niveles de tensión de estas señales pueden oscilar entre 1100 y 1400 voltios, con un valor típico de 1200 en la X26 y 1100 en la S200, sin embargo, la documentación evidencia que el dardo XREP emplea niveles de tensión máxima de 500 voltios, esta condición permite establecer un rango de niveles de tensión para el dispositivo desarrollado de 500 a 1400V, siendo optimizado el diseño para 1200V.

En cuanto a la corriente, la tabla 4 indica que el nivel máximo para la onda X26 puede oscilar entre 2.3 y 4.2 amperios, mientras que la onda S-200 es de 2.2 amperios, sus niveles promedio son muy cercanos en un rango de 2.1mA a 2.3mA. El valor de potencia requerida según la tabla 4, es de 5.2 vatios en las dos señales, mientras que la potencia disponible en la carga debe ser de 1.3 vatios en la X26 y de 0.94 en la S-200.

La tarjeta propuesta será alimentada por una fuente de 24 voltios dc y mínimo 1 amperio, conectada a través de borneras a la tarjeta. Las señales de salida se dispondrán en borneras o conectores tipo coaxial. El usuario podrá seleccionar el tipo de señal y los parámetros de amplitud de tensión máxima y tiempo de duración de la prueba utilizando interruptores y perillas de ajuste. La confirmación de los parámetros de configuración seleccionados y el estado del proceso serán indicados por medio de una pantalla LCD. En la tabla 5 se resumen las especificaciones de la tarjeta propuesta.

Tabla 5. Resumen de especificaciones

Señales	X26	S-200	RING WAVE	RC
Topología de implementación	Combinación Ring Wave- Descarga RC	Conmutación en descarga RC	Oscilador tanque LC	Carga y descarga de condensador
Voltaje máximo (v)	1200	1100	Derivado de X26	Derivado de S-200
Corriente máxima (A)	3.2	2.2	Derivada de X26	Derivada de S-200
Potencia en la carga (W)	1.3	0.94	Derivada de X26	Derivada de S-200
Frecuencia fundamental (KHz)	100	100	100	Derivada de S-200
Forma de configuración	Ajuste inicial manual de niveles máximos de voltaje y tiempo por descarga			

Fuente: El autor

Las pruebas de funcionamiento de la tarjeta serán realizadas de una parte utilizando cargas resistivas como lo sugiere la documentación de la onda X26, con una carga típica de 600 ohmios, con el fin de verificar la aproximación de la forma básica de la señal, por otro lado la documentación sobre la onda S200, ilustrada en la figura 10, sugiere que esta forma de onda es el resultado de su aplicación sobre una carga humana, de manera que se realizará la verificación utilizando un modelo resistivo capacitivo como el definido por la IEC60990, el cual también puede ser empleado para verificar la X26.

3.2 METODOLOGIA

La propuesta planteada se enmarca en una investigación aplicada, por cuanto se busca dar utilidad a una serie de conocimientos técnicos y científicos aplicados a la construcción de un dispositivo electrónico, brindando solución a una problemática desde la consolidación de un desarrollo tecnológico.

En lo relacionado con el alcance, se desarrolla una investigación de tipo exploratorio, en razón a que se cuenta con muy poca información acerca de parámetros eléctricos y estructura tecnológica de los dispositivos analizados y por ende se requiere la realización de numerosas pruebas. Adicionalmente, el estudio de los fenómenos aquí descritos y el desarrollo de la aplicación propuesta, permitirá la formulación de investigaciones más rigurosas.

3.2.1 Hipótesis

Los dispositivos de electroconducción y interrupción neuromuscular, también llamados CEW, son herramientas tecnológicas desarrolladas en países industrializados bajo parámetros de potencia y carga eléctrica definidos mediante investigaciones experimentales en habitantes de esas mismas regiones, quienes por lo general presentan características antropométricas superiores a los habitantes de países menos desarrollados. Es posible desarrollar una herramienta tecnológica de laboratorio para generación de señales CEW con parámetros variables, que permita identificar mediante pruebas experimentales los niveles mínimos de energía necesarios para la inmovilización de personas reduciendo al mínimo los riesgos para la salud.

3.2.2 Variable principal

Debido a que el equipo a desarrollar se apoya en el trabajo documental relacionado con niveles de voltaje, corriente, frecuencia, potencia y efectos en el cuerpo humano para la definición de un tipo de señal con características variables dentro de un rango limitado, se establece que el trabajo se centra en la búsqueda de una forma de onda adecuada para el uso del equipo, de manera que se identifica como variable principal el tipo de forma de onda.

3.2.3 Indicadores

La identificación de características de las señales CEW y el propio estudio de los efectos de las variables eléctricas en el cuerpo humano tiene como propósito la conceptualización acerca de la efectividad de las formas de onda usadas por las CEW y consolidación del grupo de variables características de las señales que muestran mayor eficacia. Como indicadores de este propósito, se definen la elaboración de un cuadro resumen y clasificador de las variables identificadas en forma teórica y su verificación mediante el uso de herramientas de apoyo tecnológico.

El desarrollo aplicado propuesto, en el cual se busca comprender las oportunidades y limitaciones tecnológicas existentes para el desarrollo de equipos generadores de ondas CEW, presenta como indicadores de cumplimiento la elaboración de estudios de comportamiento de dispositivos electrónicos y configuraciones de trabajo, evaluando y resumiendo mediante cuadros comparativos, esquemas electrónicos y la elaboración de un prototipo final, mediante el cual se puede conceptualizar acerca de la posibilidad de implementación de las formas de onda identificadas.

3.2.4 Metodología de trabajo

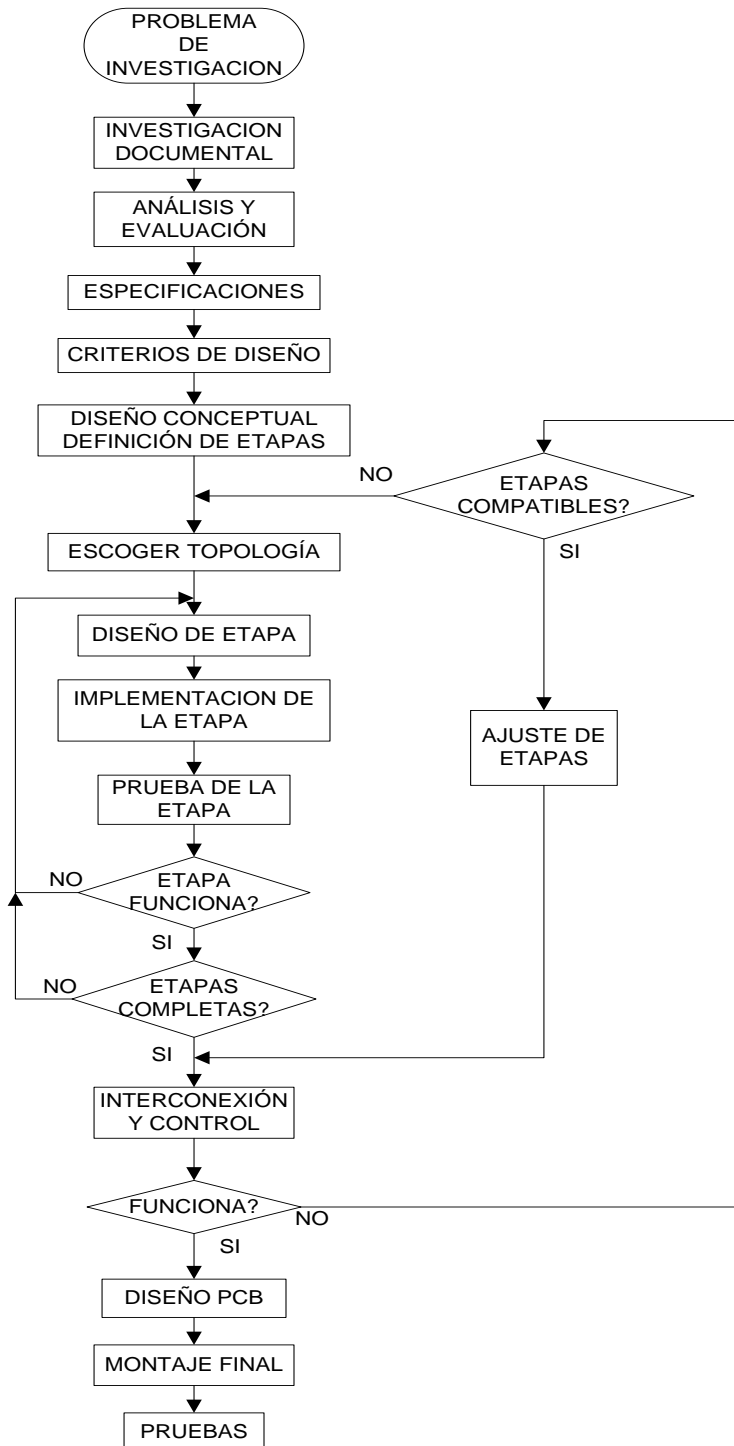
El desarrollo del trabajo comienza con el proceso de investigación documental en el cual se busca recopilar y procesar la información necesaria para orientar el desarrollo tecnológico propuesto y el cual se enmarca en el primer objetivo específico. Dada la naturaleza del tema tratado, las fuentes de información corresponden particularmente a artículos de revistas especializadas y artículos de conferencia, principalmente disponibles en las bases de datos IEEE y los materiales publicados por los fabricantes de dispositivos CEW, por lo cual es necesaria la realización de una etapa de análisis y comparación de la información emitida por las fuentes y una evaluación de su contenido.

Una vez contrastada y evaluada la información, es posible emitir un concepto acerca de la efectividad de las ondas CEW y definir las características deseables para su implementación en la tarjeta propuesta. A partir de la selección de formas de onda y la definición de estas características es posible plantear los criterios de diseño que regirán la construcción del equipo y realizar una subdivisión del trabajo por medio del planteamiento de etapas como se indica en la figura 13.

La subdivisión del trabajo en etapas permite el planteamiento de diseños preliminares y el desarrollo de un ciclo iterativo de implementación y pruebas parciales de cada etapa basado en la selección de una topología particular por etapa y en general para la integración del trabajo. Adicionalmente se cuenta con alternativas ante la posibilidad de encontrar limitaciones derivadas de componentes

destruidos, defectuosos o no encontrados e incluso aspectos logísticos de trabajo, facilitando así la continuidad del proceso global.

Figura 13. Esquema metodología de trabajo



Fuente: El autor

La verificación de funcionamiento de todas las etapas conduce al desarrollo del proceso de integración, en el cual se busca interconectar las etapas construidas, primero enfocado al funcionamiento a partir de comandos manuales y posteriormente al control digital del proceso. La existencia de fallas de funcionamiento en esta parte del proceso, puede ser originada por errores en la selección de la topología global o por fallas inducidas en una o más etapas como producto del proceso de acople, en cuyo caso se procede a realizar el ajuste respectivo y la verificación de funcionamiento.

Finalmente, una vez se observe un comportamiento aceptable del prototipo, se procederá al diseño y elaboración del PCB o placa de impreso sobre la cual se realizara el respectivo ensamble de componentes y la adecuación de la estructura de montaje, presentación y uso del dispositivo propuesto.

3.2.5 Instrumentos

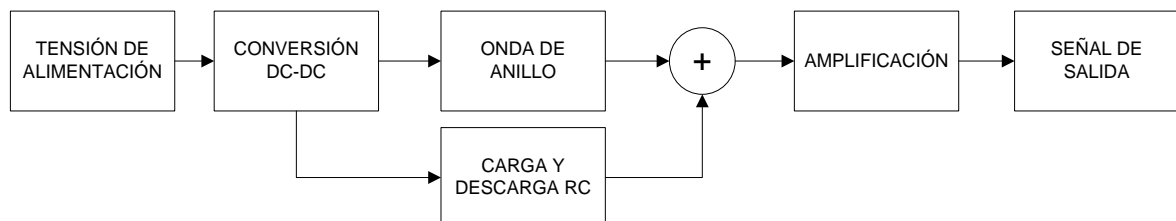
Dentro del proceso documental, es indispensable el uso de instrumentos como fichas de revisión de literatura, tablas de clasificación de datos, resúmenes y herramientas de simulación. La fase de desarrollo, implica el uso de equipos de medición de laboratorio, como voltímetros, amperímetros, osciloscopio, medidores de inductancia y capacitancia, entre otros, el uso de estos instrumentos se complementa con el uso de tablas de resultados, esquemas, simulaciones y elementos para construcción de los modelos de prueba y el equipo final.

3.3 ARQUITECTURA

3.3.1 Onda X26

Un análisis preliminar de las características de las formas de onda X26, sugiere la presencia de señales de oscilación amortiguada en combinación con descargas de capacitor. Un acercamiento matemático al problema conduce a la definición de etapas indicada en la figura 14.

Figura 14. Arquitectura propuesta onda X26



Fuente: El autor

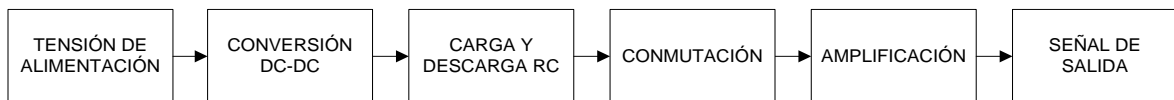
Como primera medida se define la etapa de conversión dc-dc, en la cual es necesario proveer un voltaje dc de amplio nivel a partir de una fuente de laboratorio común, el voltaje a obtener de esta etapa debe ser lo suficientemente amplio para generar señales de una tensión tal que reduzca las dimensiones de la etapa final de amplificación pero limitado a las capacidades de los dispositivos utilizados en la generación de la señal.

Una segunda etapa corresponde al generador de onda de anillo [43], el cual proporcionara la señal de oscilación amortiguada característica de la onda M26, esta etapa se combinará con una tercera etapa de generación de una onda tipo carga y descarga de condensador, produciendo así la señal X26 en un valores bajo de tensión. La etapa final de amplificación permitirá producir los niveles de tensión y corriente característicos de la señal.

3.3.2 Onda S-200

La onda S-220 por otro lado, según lo sugiere la figura 10, presenta un componente de descarga de capacitor, marcado por la presencia de conmutaciones de la señal de descarga a intervalos de tiempo no uniformes. Estas características pueden ser logradas por medio de una etapa de carga y descarga de condensador combinada con una etapa de conmutación en baja tensión y finalmente una etapa de amplificación como se ilustra en la figura 15.

Figura 15. Arquitectura propuesta onda S-200



Fuente: El autor

La primera etapa corresponde a la alimentación del generador, una etapa de conversión dc-dc puede ser utilizada de forma común con la propuesta en el caso de la X26, la segunda etapa corresponde a la producción de la descarga de un condensador, con una estructura que puede ser similar a la requerida por la misma etapa en la X26 pero con mayor nivel de energía. La tercera etapa corresponde a la conmutación requerida para la producción de los pulsos característicos de la señal y finalmente la etapa de amplificación que posiblemente posea una tecnología similar a la usada en el caso de la X26.

3.4 TOPOLOGIAS

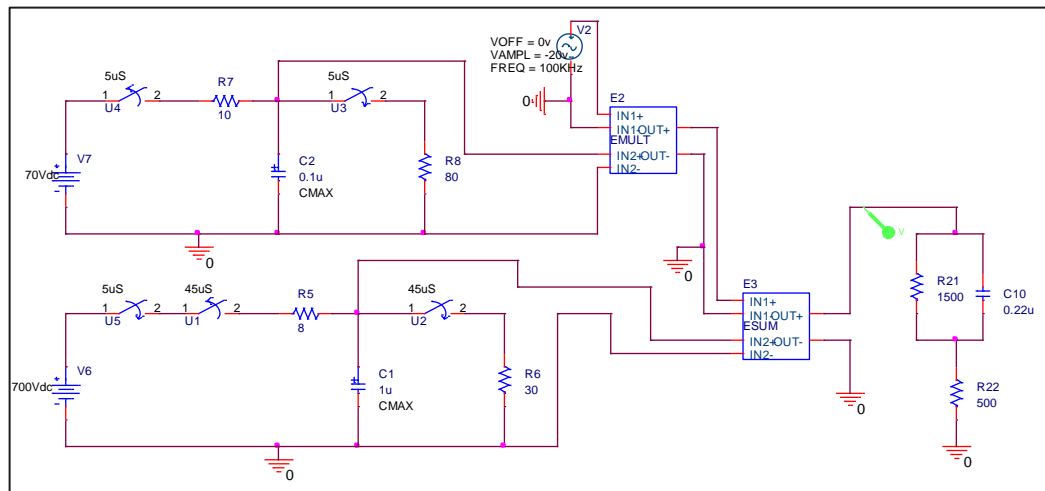
La definición de la arquitectura para generación de ondas y su descripción por etapas representa un proceso lógico para la obtención de las señales deseadas, sin embargo su implementación física puede implicar consideraciones especiales. Como primera estrategia de aproximación se emplea el software Orcad PSpice

con el fin de realizar una simulación de cada forma de onda y verificar algunas magnitudes encontradas en el proceso documental.

3.4.1 Topología X26

Un esquema general usando elementos matemáticos se muestra en la figura 16, en el cual se ha simulado una onda de anillo a partir de la multiplicación de una señal senoidal de 100KHz y una onda de descarga de un capacitor C_2 . El resultado se ha adicionado con otra descarga de capacitor con un intervalo de tiempo mayor C_1 , y la verificación de la señal se ha realizado sobre el modelo de carga humano definido por la IEC 69990.

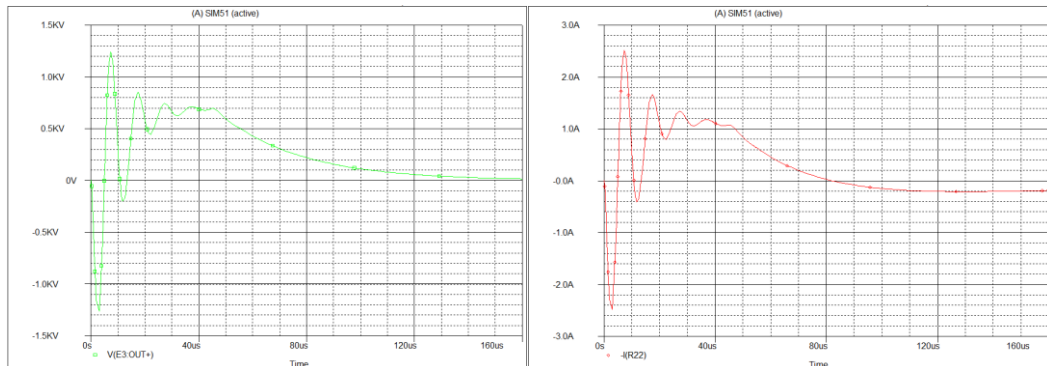
Figura 16. Esquema para simulación de la onda X26



Fuente: El Autor

Los resultados de voltaje y corriente se aprecian en la figura 17.

Figura 17. Señales de voltaje y corriente X26 simuladas



Fuente: El autor

El uso de las herramientas matemáticas del software permite encontrar la carga neta CF y la energía Ed/p aplicadas por pulso representadas en las expresiones:

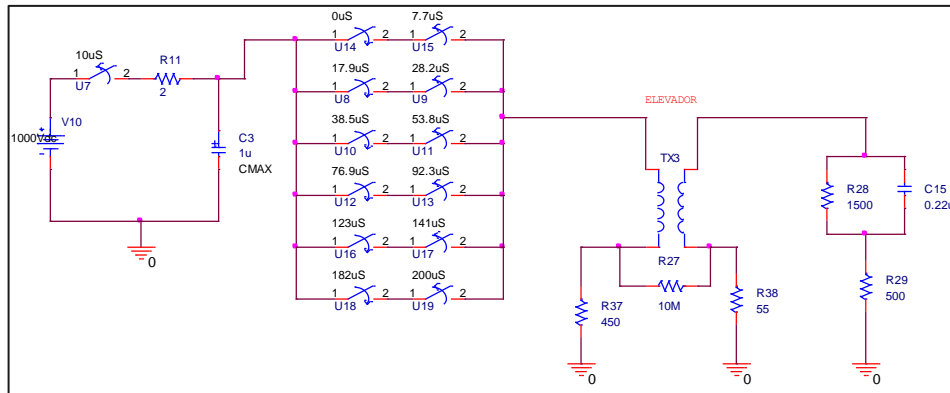
$$CF = \int_0^{160\mu s} abs(i(t))dt = 81\mu C \quad ; \quad \frac{Ed}{p} = \int_0^{160\mu s} p(t)dt = 0.047J$$

La realización de las pruebas con el modelo de carga humana definido por De Santis & Barchansky no muestran diferencias significativas.

3.4.2 Topología S-200

En la figura 18 se muestra el esquema para simulación de la onda S-200 la cual en esencia corresponde a la descarga de un condensador en intervalos de duración definidos. Se realiza la prueba inicial utilizando el modelo definido por la IEC69990.

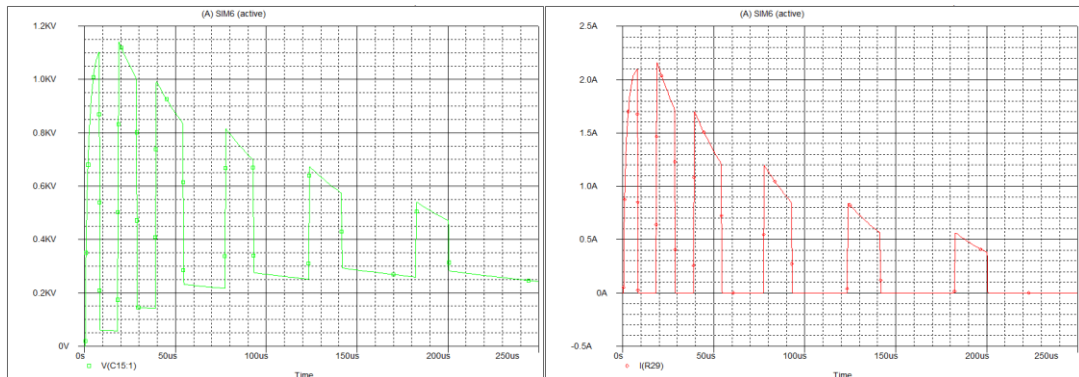
Figura 18. Esquema de simulación onda S-200 carga IEC



Fuente: El autor

La respuesta de voltaje y corriente se muestran en la figura 19.

Figura 19. Señales de voltaje y corriente S-200 carga IEC simuladas



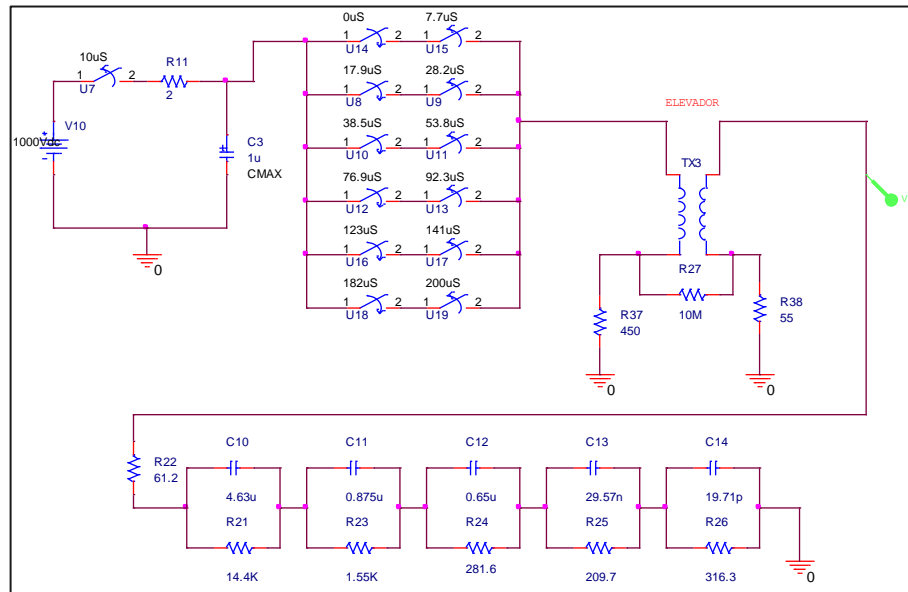
Fuente: El autor

Para estas señales, la carga neta y la energía por pulso corresponden a:

$$CF = \int_0^{200\mu s} abs(i(t))dt = 91\mu C \quad ; \quad \frac{Ed}{p} = \int_0^{200\mu s} p(t)dt = 0.077J$$

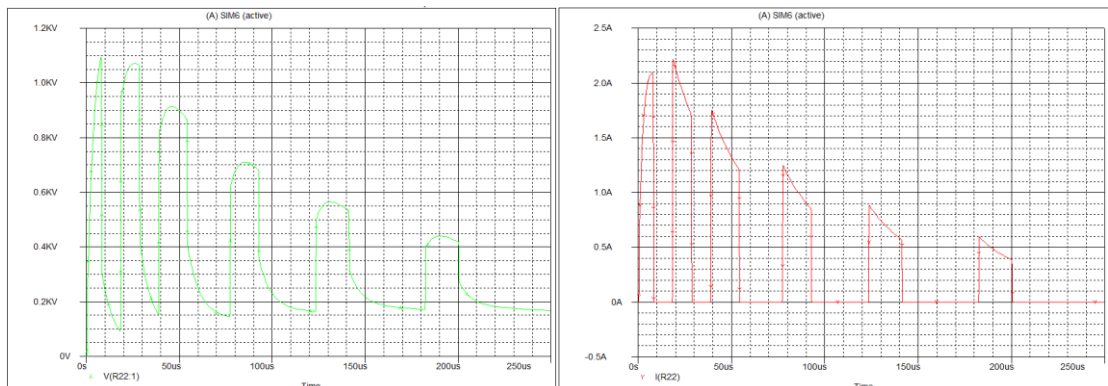
Resulta evidente que la gráfica de voltaje difiere en algunos aspectos de la señal de la figura 10, por lo cual es necesario realizar la verificación empleando el modelo definido por De Santis & Barchansky, el cual se incluye en la figura 20. Los resultados se aprecian en la figura 21.

Figura 20. Esquema de simulación onda S-200 carga De Santis



Fuente: El autor

Figura 21. Señales de voltaje y corriente S-200 carga De Santis simuladas



Fuente: El autor

Los parámetros de carga y energía encontrados son:

$$CF = \int_0^{200\mu s} abs(i(t))dt = 92\mu C \quad ; \quad \frac{Ed}{p} = \int_0^{200\mu s} p(t)dt = 0.073J$$

Es notable la diferencia en la respuesta de la forma del onda S-200 frente al modelo de carga IEC69990 y frente al modelo propuesto por De Santis y Barchansky [22], el uso de éste último permite una mejor aproximación a la forma de onda S-200 presentada en la figura 10, al incluir el efecto de almacenamiento de energía en el cuerpo humano y la característica de eliminación de componentes de alta frecuencia propios de la conmutación.

Los resultados encontrados mediante el proceso de simulación permiten definir una primera aproximación a las topologías para generación de las señales X26 y S-200, al mismo tiempo que facilitan la verificación de algunos parámetros encontrados durante la fase documental, particularmente los resultados de carga y energía presentan cifras muy cercanas a las documentadas para los dos tipos de onda y resumidos en el tabla 4.

3.4.3 Consideraciones para implementación

Existen elementos comunes en la arquitectura propuesta para las ondas X26 y S-200, uno de ellos es la necesidad de una etapa de conversión de la tensión de alimentación, esta etapa puede ser implementada utilizando un convertidor inverso o también denominado BOOST. El segundo elemento común es la presencia de etapas de carga y descarga RC, los circuitos representados en las figuras 16 y 18 ofrecen una buena aproximación a la estructura de la etapa de carga, sin embargo, en el proceso de descarga es importante considerar que en la conmutación de un dispositivo semiconductor es deseable contar con un punto de referencia fijo, lo cual no ocurre con la tensión del condensador, por lo cual será necesario reubicar el dispositivo interruptor.

Finalmente el tercer elemento común entre arquitecturas es la necesidad de la etapa de amplificación, para la cual será necesario contar con un elemento electromagnético como un transformador, lo anterior en razón al elevado nivel de tensión que se espera manejar y cuyo tratamiento con semiconductores es limitado. Las consideraciones particulares en la implementación de cada tipo de generador son indicadas a continuación.

3.4.3.1 Topología X26

De acuerdo con las consideraciones anteriores, existen dos operaciones necesarias para sintetizar la onda X26, por un lado la aplicación de un producto entre una onda senoidal periódica y una señal de descarga de capacitor, de este producto se obtiene la onda de anillo, en la práctica es posible obtener la onda de anillo directamente por medio de un oscilador tipo LC. Un parámetro a tener en cuenta es la cantidad de energía que puede almacenar el condensador, dado que por la alta frecuencia del oscilador el valor de la capacitancia será reducido, los

ajustes en el valor de este elemento son parte del proceso iterativo de prueba indicado en la figura 13.

3.4.3.2 Topología S-200

La figura 18, presenta una buena aproximación a la estructura general de este generador, un dispositivo semiconductor de potencia actuando como interruptor puede ser empleado para definir los tiempos de activación y desactivación mediante el comando de un dispositivo programable como un microcontrolador, en este caso, parámetros como la resistencia de encendido, el factor $\partial V/\partial t$ y los tiempos de activación y desactivación juegan un papel importante en el funcionamiento del circuito, de manera que su optimización será el principal desafío dentro del ciclo de pruebas indicado en la metodología de trabajo.

3.5 INTEGRACIÓN Y CONTROL

El proceso de integración de las etapas inicia una vez verificado el funcionamiento individual de cada una de ellas. Como primera medida se realiza el acoplamiento de las etapas directamente requeridas para la producción de la forma de onda esperada, es decir las etapas del oscilador de onda de anillo y descarga RC para la X26 y de descarga RC y conmutador para la S-200. Este primer proceso de integración puede ser realizado en niveles mínimos de tensión, por lo cual no es requerida la etapa de conversión dc-dc.

El éxito en el proceso de producción de cada señal en baja tensión permitirá la ejecución del siguiente paso en la integración el cual consiste en la generación de las señales a partir de los niveles máximos de tensión dc aportados por el convertidor Boost. Durante este proceso es posible que se presenten limitaciones en la capacidad de los componentes que obliguen a la revisión en los diseños de cada etapa. Un resultado exitoso en este proceso permitirá la inclusión de la etapa de amplificación final en la prueba y de la interface de comando y visualización para automatizar el proceso total.

El uso de un convertidor dc-dc además de permitir la ampliación de la tensión de alimentación de la tarjeta, brinda la posibilidad de acondicionar la tensión máxima de salida por medio de la variación del ciclo útil del convertidor, el cual podrá ser controlado por medio de una señal PWM generada por la misma unidad de control de la tarjeta, que para el caso puede ser un microcontrolador que pueda generar esta señal de forma independiente a la ejecución de las demás tareas de control.

Una de las condiciones de trabajo más importantes para asegurar el buen funcionamiento del equipo, según se indicó en el capítulo 2, es la limitación en los niveles de carga eléctrica que pueden ser aplicados al organismo. Con el fin de brindar la protección requerida, es posible emplear un controlador de tipo proporcional o proporcional integral con realimentación a partir de la salida del

convertidor, el cual permitirá mantener el nivel de tensión en el valor definido por el usuario para la realización de la prueba.

3.6 PRUEBAS FINALES Y RESULTADOS

Los análisis expuestos por Dawson [20] para la onda X26, sugieren que la forma de onda ilustrada en la figura 9 es producto de su aplicación sobre una carga resistiva de cerca de 600 ohmios, la aproximación a la onda X26 realizada mediante simulación en el presente capítulo, sugiere que no se encuentran diferencias significativas entre la realización de pruebas sobre una carga puramente resistiva y sobre una carga resistiva capacitiva como las empleadas en el modelo definido por la IEC69990 y el modelo propuesto por De Santis & Barchansky [21].

Por otro lado, las consideraciones aportadas por Mesloh et all [15] acerca de la forma de onda S-200 sugieren que el aspecto de la señal es el producto de la aplicación sobre una carga humana. El trabajo de simulación ha demostrado la aproximación favorable que realiza el modelo propuesto por De Santis & Barchansky [21], no obstante la prueba puede ser realizada utilizando el modelo IEC69990, sabiendo que el uso del modelo de De Santis ofrecerá la mejor aproximación al aspecto real de la forma de onda.

3.7 CONCLUSIONES DEL CAPITULO

Los ejercicios de simulación indican que es posible obtener la forma de onda X26 a partir de la adición de una onda Ring Wave y una señal de carga y descarga RC. La obtención de la onda S-200 parece resultar bastante simple de implementar, sus características resultan bastante coherentes con las cualidades ideales de una señal ESD según las conclusiones encontradas en el capítulo 2, por lo cual se hace importante buscar su implementación.

Las pruebas preliminares realizadas a los circuitos generadores de las señales X26 y S-200 muestran que existen importantes diferencias en el comportamiento de las formas de onda frente a los modelos de carga investigados, en el caso de la onda X26 las diferencias no son apreciables, mientras que en la onda S-200 las características de impedancia del cuerpo humano emuladas por el modelo De Santis resultan mucho más evidentes que en las demás cargas simuladas.

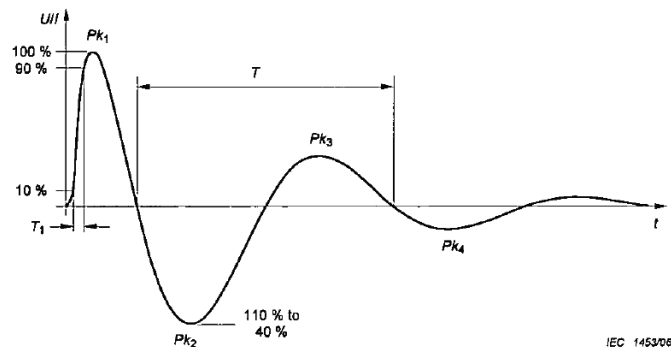
A pesar de que se han logrado implementar modelos de circuitos para implementación de las formas de onda seleccionadas y con los cuales se han logrado verificar algunos parámetros encontrados en la literatura, existen algunos aspectos sobre que pueden llegar a ser complejos de implementar, específicamente en los bloques de multiplicación y adición introducidos en la onda X26.

4. DISEÑO Y DESARROLLO

4.1 CIRCUITO OSCILADOR DE ONDA DE ANILLO

Como se indicó en el capítulo 3, una de las etapas fundamentales para la generación de la onda X26 es el diseño de un circuito oscilador generador de la onda de anillo (Ring Wave) figura 22, la cual corresponde a una oscilación senoidal amortiguada. Según documentación técnica de HILO Test fabricante del generador de onda de anillo IPG612, este tipo de onda producida a niveles elevados de tensión puede ser obtenida mediante el uso de una configuración denominada Tanque LC, cuyo principio de operación es empleado por un gran número de topologías para osciladores y en la cual un condensador es cargado a un voltaje determinado y después acoplado a un inductor para producir una oscilación a partir de la transferencia de energía entre los dos elementos.

Figura 22. Onda Ring Wave

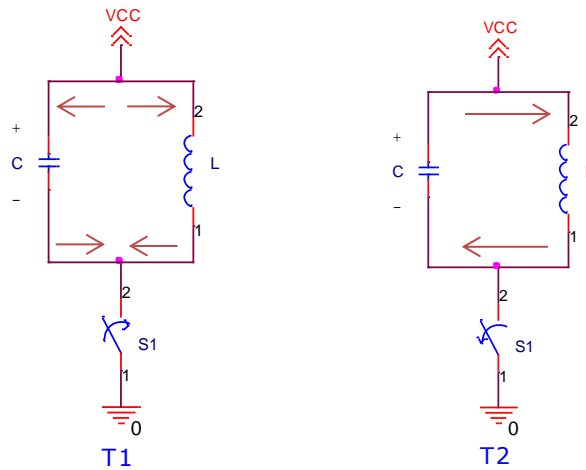


Fuente: IEC145305

4.2 OSCILADOR TIPO TANQUE LC

Un circuito tipo tanque posee la estructura indicada en la figura 23, este tipo de circuito es el corazón de los osciladores LC a transistores y la señal producida corresponde a la indicada en la figura 22. El capacitor C es cargado en el instante T1 con un voltaje Vcc, cuando el interruptor S1 es abierto, la energía almacenada en el condensador es transferida hacia el inductor L y este a su vez la regresa a C creando una oscilación periódica cuya duración depende de la disipación de energía que causen los componentes resistivos de cada elemento.

Figura 23. Tanque LC



Fuente: El autor

La frecuencia de oscilación de un circuito tanque LC está dada por la expresión:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Q^2}{1+Q^2}}$$

En donde Q corresponde al factor de calidad del oscilador, este parámetro representa la relación entre la energía que se almacena y la energía que se disipa, de manera que un valor Q elevado indica una baja pérdida de energía en relación con la energía almacenada por el resonador [44]. Sin embargo, la mayoría de los osciladores utilizan circuitos tanque con un factor de calidad Q elevado, por lo que la frecuencia de resonancia puede ser calculada como indica la siguiente expresión:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

El parámetro principal en el proceso de diseño es la frecuencia de resonancia f_r . De acuerdo con las especificaciones de diseño, la frecuencia de 100KHz ha sido prácticamente asumida como un estándar para las CEW, las variaciones de frecuencia, según Dalziel [18] no son relevantes en los efectos sobre el organismo, por lo cual se realiza el diseño para una frecuencia fija de 100KHz dejando como variables de cálculo la capacitancia y la inductancia.

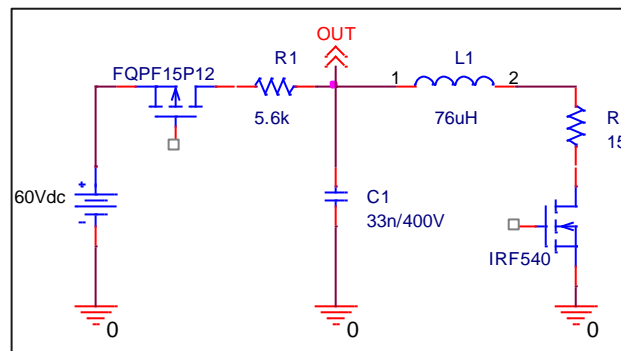
La realización de pruebas preliminares a la configuración indicada en la figura 23, revelan que valores muy altos de inductancia solo permiten el almacenamiento inicial de cantidades de energía limitadas en razón a la baja capacitancia, mientras que valores pequeños de inductancia causan una disipación acelerada de la energía almacenada en el condensador.

Un resultado aceptable se obtiene utilizando un condensador de 33nF, para el cual se hace necesaria una inductancia cuyo valor es calculado mediante la expresión:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \times C} = \frac{1}{(2\pi \times 100 \times 10^3)^2 \times 33 \times 10^{-9}} = 76.7\mu H$$

En la figura 24 se expone el esquema real para implementación del oscilador. A diferencia de la figura 23, se utilizan dos interruptores con el fin de aislar la bobina durante el proceso de carga del condensador, esto permite disponer de constantes de tiempo diferentes para las etapas de carga y descarga, permitiendo reducir la punta de corriente de carga mediante la resistencia R1 y el ajuste de la velocidad de disipación de la onda de anillo mediante la resistencia R2, las cuales son optimizadas de forma práctica.

Figura 24. Circuito oscilador LC implementado



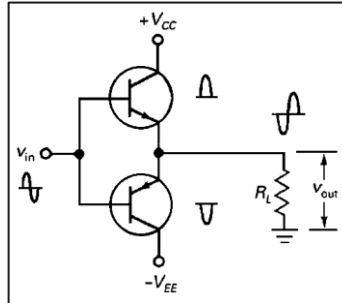
Fuente: El autor

A pesar de la simplicidad en el diseño, el anterior circuito presenta una importante limitación, el uso de un valor de capacitancia tan pequeño, implica el almacenamiento de muy poca energía, una aproximación a la cantidad de energía almacenada en un condensador puede ser realizada según Dorf [13], mediante la relación:

$$W = \frac{1}{2} CV^2 = 59.4\mu J$$

Es claro que esta cantidad de energía es mucho menor a la energía aplicada a la carga $E_d/p=70mJ$ relacionada en la tabla 4. Esto significa que el oscilador es incapaz de aportar por sí mismo la potencia necesaria para aplicar los niveles de tensión y corriente requeridos por una CEW como la X26. Es necesario entonces utilizar una configuración de reforzador de corriente que entregue los niveles de potencia requeridos por la carga, sin causar atenuación de la onda de anillo generada. Una configuración Push-Pull puede ser utilizada como amplificador de corriente bidireccional [44], la figura 25 muestra la estructura básica de esta configuración.

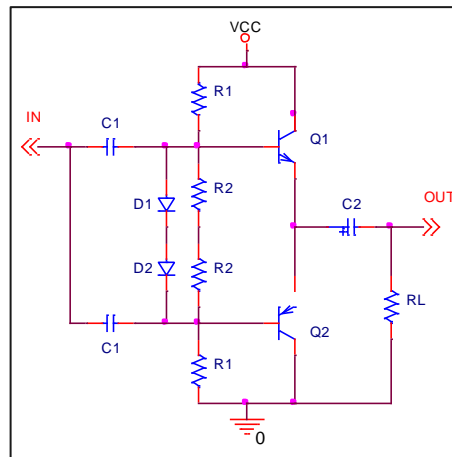
Figura 25. Configuración Push-Pull



Fuente: Malvino [44]

Con el fin de que el circuito se comporte como un espejo de corriente, se introduce una red de polarización de entrada y de acople para permitir que todos los componentes de la señal entrada sean reflejados en la carga, que para el caso debe ser el transformador amplificador. Esta polarización se observa en la figura 26, sobre la cual se desarrolla el proceso de diseño.

Figura 26. Espejo de corriente onda X26



Fuente: El autor

La red de resistores conformada por $R1$ y $R2$ tiene como propósito permitir el paso de la corriente que será reflejada en la carga, el valor de $R2$ se ajusta en relación a $R1$ de manera que permita establecer la tensión mínima para activación de $Q1$ y $Q2$, los diodos $D1$ y $D2$ tienen como objetivo limitar la tensión total entre las uniones base a emisor de $Q1$ y $Q2$ e insensibilizar la configuración contra cambios de temperatura [44].

Los transistores $Q1$ y $Q1$ son seleccionados de forma que permitan la circulación de corriente requerida por la carga, que en su valor promedio puede ser de hasta 100mA y en su valor pico de varios amperios. Se seleccionan transistores TIP31C y TIP32C, los cuales permiten una tensión máxima de colector a emisor de 100V y

una corriente de colector máxima de 5A. Se elige un valor para R2 y se calcula el valor de R1 usando el principio del divisor de tensión de forma que el voltaje entre las bases de los transistores sea 1.2V

$$1.2V = \frac{2R2 \times 60}{2R2 + 2R1}$$

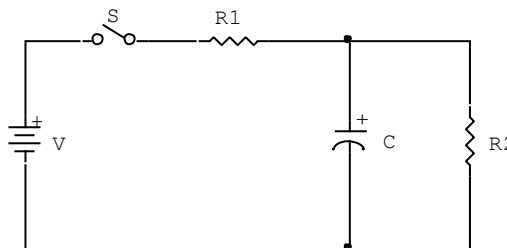
A partir de esta expresión es posible obtener el valor de R1. Un valor demasiado bajo en los valores de resistencia implica un elevado consumo de corriente en régimen permanente. De manera que la resistencia R1 se ajusta empíricamente hasta el valor más alto sin causar pérdidas en la señal, optimizando su valor en 4.7KΩ. Los valores de C1 y C2 se ajustan capacitancias baja y alta respectivamente, el valor bajo permite aislar completamente el componente dc de entrada, mientras que el alto ayuda a reducir la atenuación de la señal de salida y entregar la totalidad de la potencia del amplificador. Estos valores se optimizan de forma práctica en C1=1.2nF y C2=10uF.

4.3 CARGA Y DESCARGA DE CONDENSADORES

Como se mencionó en el capítulo 3, el componente DC presente en la onda X26, muestra corresponder a una señal de carga y descarga de condensador, este componente es responsable del incremento en la carga neta aplicada al objetivo. En el caso de la onda S-200, su aspecto visual indica que puede ser sintetizada a partir de la descarga de un capacitor, que en este caso debe almacenar toda la energía a ser aplicada al objetivo durante un tren de pulsos, el control de la duración de cada pulso puede ser realizado por medio de dispositivos de conmutación de alta velocidad.

La configuración de carga y descarga de capacitor, indicada en la figura 27, es de utilidad en el diseño de la onda X26 y la S-200 como se propuso en las figuras 16 y 18. La definición de valores para R1, R2 y C dependerá de los tiempos de carga y descarga requeridos por cada tipo de onda.

Figura 27. Circuito de carga y descarga de un condensador



Fuente: El autor

4.3.1 Onda X26

El circuito de carga y descarga RC es utilizado para adicionar el componente DC característico de la señal y responsable de la cantidad de carga neta final aplicada al objetivo. Los valores de tiempos de carga y descarga se definen con base en la observación de la forma de onda, siendo el primero de aproximadamente 20uS y el segundo de 100uS.

La constante de tiempo de carga se encuentra definida según Dorf [13], mediante:

$$\tau_c = R_1 C$$

El tiempo de descarga se puede relacionar como:

$$\tau_d = R_2 C$$

Un parámetro buscado en el desarrollo del generador es la reducción de las puntas de corriente durante la conmutación de dispositivos, las cuales pueden afectar el comportamiento del circuito elevador e introducir ruido en la señal generada. Teniendo en cuenta lo anterior, se busca que el valor de la capacitancia sea el menor posible, manteniendo la capacidad de causar el efecto aditivo sobre la onda de anillo. Las pruebas indican que un condensador de 0.47uF es suficiente para lograr este fin. El valor de la resistencia de carga se obtiene mediante la expresión:

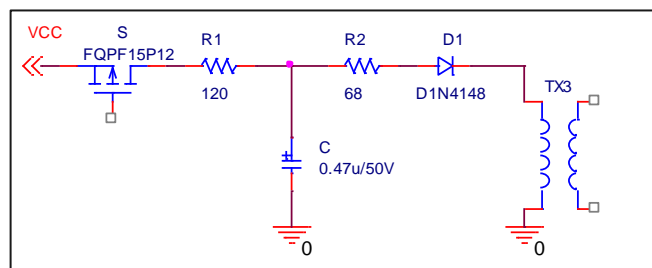
$$R_1 = \frac{\tau_c}{C} = \frac{20 \times 10^{-6}}{0.47 \times 10^{-6}} = 42.5\Omega$$

Un ajuste experimental, define el valor final en 120Ω. El valor de R2 se obtiene mediante:

$$R_2 = \frac{\tau_d}{C} = \frac{100 \times 10^{-6}}{0.47 \times 10^{-6}} = 212.7\Omega$$

Debido a que la carga final introduce un componente resistivo, el valor de esta resistencia se optimiza en forma práctica a 68Ω. El circuito implementado se aprecia en la figura 28.

Figura 28. Circuito RC onda X26



Fuente: El autor

4.3.2 Onda S-200

El circuito generador de la onda S-200 según se propone en la figura 18, basa su funcionamiento en un circuito de descarga por capacitor, a diferencia del circuito X26, en el S-200 el condensador es el responsable de la aplicación de toda la energía al objetivo, de manera que para lograr alcanzar los 0.043 Julios indicados en la tabla 4, es necesaria una capacitancia mínima de:

$$C = \frac{2 \times 0.043}{60^2} = 20\mu F$$

Adicionalmente, es necesario, considerar las pérdidas de energía en resistencias, transistores, y en el transformador, de manera que se define una capacitancia de 150uF y se realiza el ajuste de tiempos de conmutación y valores de resistencia a fin de lograr los niveles de corriente y voltaje requeridos.

Debido a que la característica de la señal indica que solo el periodo descarga del condensador se refleja en la carga objetivo, es posible distribuir el tiempo de carga dentro del intervalo de tiempo en que la señal no se aplica al transformador elevador. Recordando que la S-200 presenta según la tabla 4, un tiempo total de descarga de 4 segundos con un ciclo de repetición de 22 pulsos por segundo y una duración por pulso de aproximadamente 200 microsegundos, el periodo de la señal es de 45.4mS, es decir, un tiempo muerto de 45.25mS.

Este tiempo muerto, total o parcialmente puede ser aprovechado para realizar la carga del condensador. Se decide tomar una cuarta parte del tiempo, es decir, 11mS aproximadamente, con lo cual el valor de la resistencia R1 será de:

$$R_1 = \frac{\tau_c}{C} = \frac{11 \times 10^{-3}}{150 \times 10^{-6}} = 73\Omega$$

Se utiliza un valor comercial aproximado de 68Ω.

La descarga del condensador debe producirse en un tiempo no inferior a 200 microsegundos, de manera que la resistencia mínima deber tener el valor:

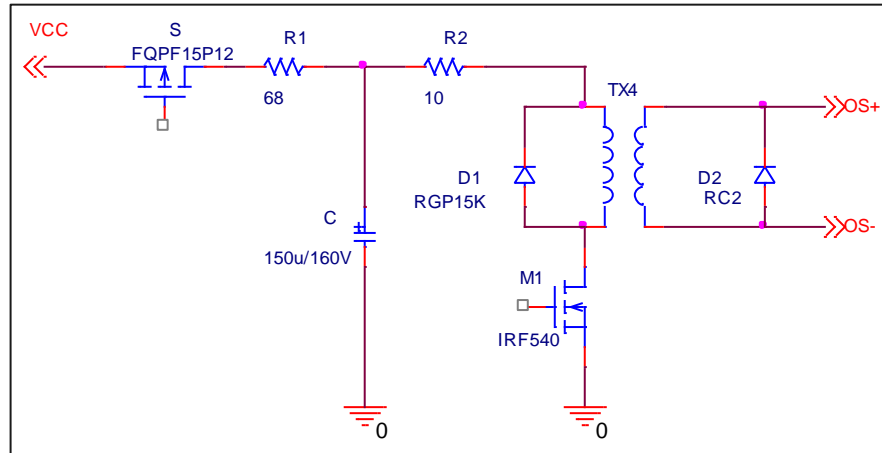
$$R_2 = \frac{\tau_d}{C} = \frac{200 \times 10^{-6}}{150 \times 10^{-6}} = 1.33\Omega$$

Teniendo en cuenta que el valor del voltaje al final del periodo del pulso no es cero, se ajusta un valor de resistencia superior al calculado, a fin de ampliar el tiempo de descarga. El valor final utilizado es de 10Ω.

En la figura 29 se muestra la estructura del generador S-200, el proceso de conmutación para lograr la característica de la forma de onda S-200 indicada en la figura 10 y simulada en la figura 19, es realizado directamente sobre el transformador elevador con ayuda de un MOSFET canal N, la necesidad de lograr

niveles únicamente positivos en la señal de salida y de cero voltios durante el apagado del transistor, obliga al uso de un diodo volante de alta velocidad antes y después del transformador como se indica en la misma figura.

Figura 29. Circuito RC onda S-200



Fuente: El autor

4.4 ELEMENTOS DE CONMUTACIÓN

Un elemento común en las topologías analizadas para generación de las formas de onda X26 y S-200 es la necesidad de dispositivos de conmutación. En Hart [45] pág. 3, es posible encontrar una comparación entre diversos elementos semiconductores para conmutación, de acuerdo a esta comparación los elementos que permiten una mayor velocidad de conmutación son los transistores MOSFET y los transistores de inducción estática SIT.

Los dispositivos SIT según Esquiroz [46], presentan un comportamiento similar a los MOSFET, con la ventaja de poder manejar mayores niveles de potencia, sin embargo presentan menores frecuencias de conmutación, adicionalmente la caída de tensión en estado de conducción es mucho mayor, pudiendo sobrepasar la decena de voltios. La necesidad de contar con tiempos de conmutación reducidos sin requerir elevados niveles de potencia, lleva a seleccionar al MOSFET como elemento de conmutación para este trabajo.

Los MOSFET, como se indica en [47] se presentan en dos tipos, canal N y canal P. Los MOSFET canal P son apropiados para operar como interruptores en configuración sourcing, es decir, conectando su terminal *source* al potencial positivo de la fuente de energía, mientras que los tipo N pueden conmutar mejor si se implementan en configuración tipo sinking, o conectando el terminal *source* al punto de cero voltios de la fuente.

4.4.1 Selección de dispositivos

La estructura de los circuitos encargados del almacenamiento inicial de energía en el capacitor principal, tanto para el caso X26 como para el caso S-200, sugiere la necesidad de emplear un MOSFET canal P, mientras que el proceso de descarga del capacitor, ya sea para alimentar una bobina como en el caso de la X26 o la transferencia de energía hacia el transformador en el caso de las dos ondas puede realizarse mediante conmutación hacia el terminal de cero voltios, es decir, empleando un MOSFET tipo N.

Tomando en cuenta los niveles de voltaje, corriente, tiempos de respuesta y resistencia de encendido, se han seleccionado dos tipos de MOSFET incremental canal N y canal P, sus referencias y características principales se indican en el tabla 6.

Tabla 6. Dispositivos MOSFET seleccionados

Dispositivo	Canal	V_{DSS}	R_{DS}	I_D	V_{GS}	T_{on}	T_{off}
IRF540	N	100 V	44m Ω	33A	20 V	11nS	39nS
FQPF15P12	P	-120 V	0.17 Ω	-15 A	-30 V	15nS	80nS

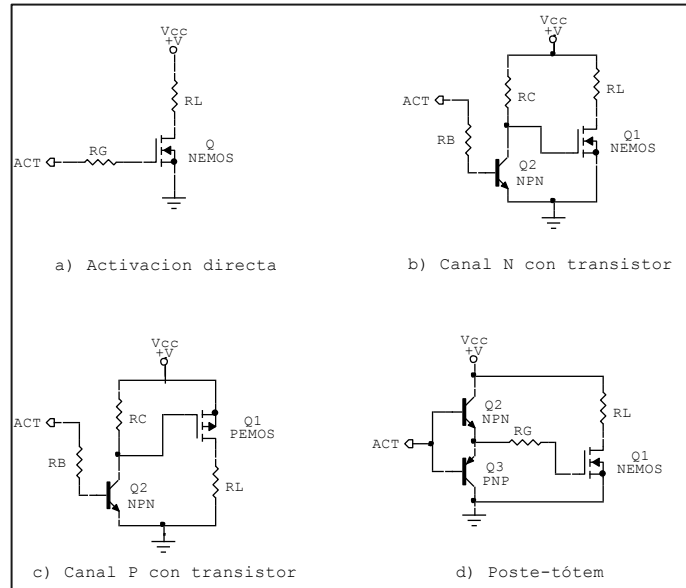
Fuente: El autor

4.4.2 Circuitos de disparo

Dado que un MOSFET de tipo incremental es un dispositivo controlado por voltaje, es posible lograr su disparo con facilidad a partir de una señal digital. Sin embargo es importante considerar que la activación directa de estos dispositivos con niveles lógicos como el TTL, no garantiza una conmutación total entre las terminales *drain-source*. De manera que es necesario aplicar tensiones mayores a cinco voltios, típicamente 12 voltios, evitando superar la tensión máxima permitida entre las terminales *gate-source*.

En la figura 30 se indican algunas configuraciones para activación de MOSFET tipo incremental sugeridas en Rashid [47], la selección de una u otra configuración para el propósito de este trabajo, se centra específicamente en dos criterios; por un lado, reducción de los tiempos de activación y desactivación, y por otro, el acople para una activación con niveles TTL. Con este objetivo se ha desarrollado una prueba de cada configuración para evaluar la respuesta frente a estos criterios.

Figura 30. Configuraciones para activación de MOSFET incremental



Fuente: El autor

La prueba realizada consiste en la implementación de cada configuración, con una tensión de alimentación de 24VDC, usando valores similares de resistencias R_C y R_B . Se aplica una señal cuadrada con frecuencia de 1KHz para activación del transistor y se registran los tiempos de respuesta sobre la resistencia R_L . En la tabla 7 se resumen los resultados de este procedimiento.

Tabla 7. Resultados prueba de configuraciones

Configuración	Condiciones	T activación	T desactivación
Directa	$R_G=0$	340 nS	15.9 μ S
	$R_G=1.2K$	4.7 μ S	22 μ S
Canal N Transistor	$R_B=40K$ $R_C=10K$	10.8 μ S	23 μ S
	$R_B=40K$ $R_C=1.2K$	2.7 μ S	25 μ S
Canal P Transistor	$R_B=30K$ $R_C=5.6K$	316 nS	33 μ S
	$R_B=30K$ $R_C=1.2K$	416 nS	24 μ S
Poste-tótem	$R_G=4.7K$	39 μ S	37 μ S
	$R_G=1.2K$	7 μ S	23 μ S

Fuente: El autor

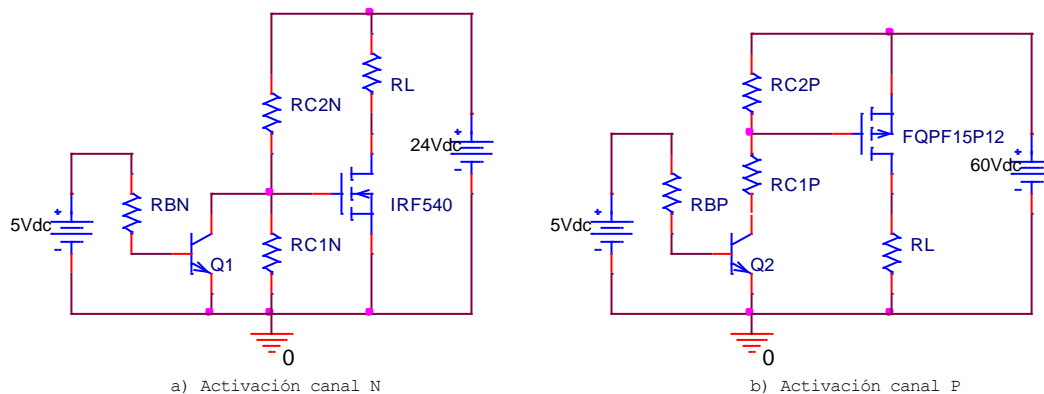
Sobre estos resultados hay que señalar que aunque la activación directa ofrece tiempos de activación mucho menores que las otras configuraciones, su uso no permite una adecuada activación del dispositivo como se indicó anteriormente, adicionalmente este tipo de configuración no puede utilizarse con un MOSFET

canal P como la indicada en la figura 30 literal c) cuando el voltaje de alimentación tiene un nivel demasiado alto.

La tabla 7 permite concluir que la configuración de activación mediante transistor ofrece tiempos de activación y desactivación inferiores a los presentados con la configuración Poste-tótem, las pruebas con valores confirman, como es lógico, que valores reducidos en la resistencia R_C en el caso del MOSFET canal N, permiten mantener bajos los tiempos de activación, mientras que en los MOSFET canal P ésta resistencia afecta principalmente los tiempos de desactivación.

La necesidad de adaptar los circuitos de activación de MOSFET a las tensiones disponibles en el circuito, obliga a realizar modificaciones a las configuraciones b y c de la figura 30 con el fin de limitar el voltaje máximo de compuerta de acuerdo con las especificaciones para cada tipo de transistor. En el caso del MOSFET canal N, puede utilizarse una alimentación con 24VDC, de manera que se introduce una resistencia entre los terminales de colector-emisor como se muestra en la figura 31 cuyo propósito es limitar la tensión cuando el transistor es desactivado. Un procedimiento similar se realiza con el MOSFET canal P, aunque debido a la ubicación de éste elemento en el circuito generador, es necesario diseñar el circuito de activación para la tensión máxima del elevador, es decir 60VDC.

Figura 31. Circuitos implementados para activación de MOSFET



Fuente: El autor

El diseño del circuito de activación para el canal N puede iniciar con el valor de resistencia $RC2N$ igual al valor $1.2K\Omega$, con el cual se logró un tiempo reducido de activación durante las pruebas y se define un voltaje de activación V_{GS} de 10VDC, adecuado para asegurar la conmutación total del MOSFET. A partir de estos valores se puede encontrar la corriente que circula por $RC2N$ en condición de corte en $Q1$.

$$I_{c1} = \frac{24 - 10}{1200} = 11.66mA$$

La resistencia RC1N debe ser entonces:

$$RC1N = \frac{10V}{11.66mA} = 857\Omega$$

Se emplea una resistencia de 1KΩ. En condición de saturación del transistor Q1, la corriente de colector será:

$$I_c = \frac{24}{1200} = 20mA$$

Una corriente admisible por un transistor de baja potencia 2N3904 con un parámetro β=300 en promedio. La corriente de base será igual a:

$$I_c = \frac{20mA}{300} = 66\mu A$$

Con la cual será necesaria una resistencia de base de:

$$RBN = \frac{4.3}{66\mu A} = 65K\Omega$$

Se utiliza una resistencia de 56KΩ. Las pruebas a este circuito arrojan un tiempo de activación de 1.25μS y de desactivación de 16μS.

Para la activación del MOSFET canal P, se emplea el mismo valor de RC2P=1.2KΩ, el cual permite un tiempo de desactivación de 24μS. No obstante, el uso de MOSFET para el control del flujo de la energía de los capacitores hacia la carga, hace irrelevante el tiempo de activación del MOSFET canal P, pudiendo establecerse intervalos amplios mediante la programación del controlador.

Los niveles de tensión a ser manejados por este MOSFET pueden variar desde la tensión mínima del circuito elevador (24VDC) hasta la máxima (60VDC). Con esta condición, es necesario realizar el diseño para lograr la activación en el menor voltaje con la mínima tensión requerida, a fin de que bajo la aplicación del voltaje mayor no se exceda el VGS permitido por el dispositivo. Se elige un voltaje VGS de 7V para activación en condiciones de bajo voltaje, el valor de RC1P puede ser calculado usando el principio del divisor de voltaje.

$$RC1P = 1.2K\Omega \times \left(\frac{24}{7} - 1\right) = 2.91K\Omega$$

Se emplea una resistencia de 3KΩ.

El voltaje VGS en condición de voltaje máximo será:

$$VGS_{max} = \frac{1.2K\Omega \times 60V}{1.2K\Omega + 3K\Omega} = 17V$$

Una tensión que se encuentra dentro del límite admisible por la referencia de MOSFET utilizada. La corriente de colector máxima se puede calcular mediante:

$$I_c = \frac{60}{4.2K\Omega} = 14.28mA$$

De forma que para un transistor 2N3904 con un $\beta=300$, se espera una corriente de base de:

$$I_B = \frac{14.28mA}{300} = 47.6\mu A$$

La cual puede ser limitada mediante una resistencia de base de:

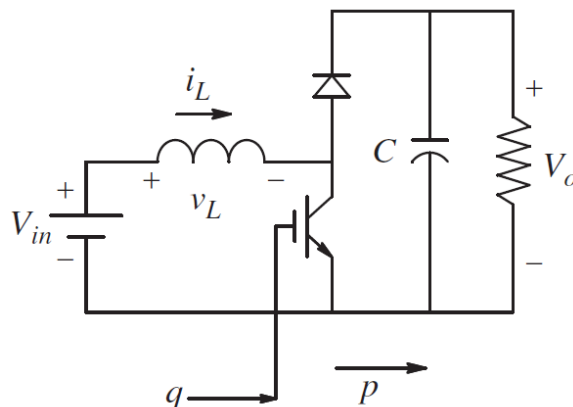
$$RBP = \frac{4.3V}{47.6\mu A} = 90K\Omega$$

Se asegura la conmutación con una resistencia de $30K\Omega$.

4.5 EL CONVERTIDOR ELEVADOR (BOOST)

Los convertidores dc-dc de tipo Boost, permiten transformar una tensión continua a otra de mayor nivel, realizando un balance inverso con la corriente de forma que la potencia se conserva constante. La figura 32 muestra la estructura de un convertidor Boost [48] también llamado convertidor inverso, en este tipo de convertidor, la activación del transistor produce el almacenamiento de energía en el inductor, al ser desactivado el transistor se transfiere la energía almacenada hacia la carga a través del diodo. El capacitor actúa como filtro reduciendo el componente de rizado del voltaje de salida.

Figura 32. Convertidor Boost



Fuente: Mohan Ned [48]

El ciclo útil en este convertidor está definido como el tiempo que permanece el transistor activado con respecto al periodo total de conmutación T_s .

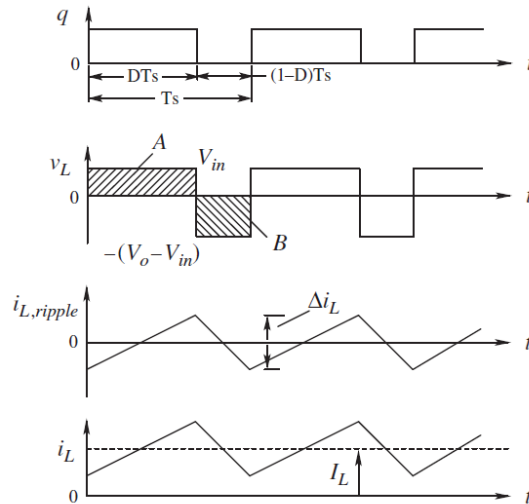
$$D = \frac{T_{ON}}{T_s}$$

Para este convertidor los voltajes de salida y de entrada se relacionan por la expresión:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - D}$$

Las características de conmutación del transistor, voltajes y corrientes en la inductancia se aprecian en la figura 33.

Figura 33. Señales en un convertidor Boost



Fuente: Mohan Ned [48]

Para una operación en corriente continua, la corriente de salida en el límite para discontinuidad se encuentra dada por:

$$I_{OB} = \frac{T_s V_O}{2L} D(1 - D)^2$$

De manera que el valor mínimo de inductancia para operación en modo continuo se calcula para el valor de corriente máxima [45].

$$L_{min} = \frac{T_s V_O}{2I_{o_{max}}} D(1 - D)^2$$

En cuanto al rizado de corriente, éste puede ser calculado mediante la expresión:

$$\Delta V_o = \frac{V_o D T_s}{RC} = \frac{V_o D}{RCf}$$

De donde se puede despejar el valor de C

$$C = \frac{DV_o}{\Delta V_o R f}$$

4.5.1 Diseño del convertidor

El propósito de la inclusión de un convertidor en el diseño de la tarjeta busca generar las ondas CEW en los niveles máximos en corriente directa permitidos por las topologías de los osciladores y soportados por los componentes semiconductores. Estos criterios apuntan de igual forma, a la reducción en las dimensiones en la etapa de amplificación final. De esta manera, y teniendo en cuenta que el oscilador implementado presenta esencialmente componentes pasivos, se han definido como parámetros de diseño, el voltaje máximo soportado por los dispositivos de conmutación, en este caso MOSFET, y la corriente demandada por el circuito, para lo cual se tomó como referencia el consumo promedio de cada circuito generador.

Tabla 8. Requerimientos de energía circuitos generadores

Onda	X26		S-200	
Parámetro	Voltaje MOSFET	Corriente promedio	Voltaje MOSFET	Corriente promedio
Valor	100V (IRF540)	70mA	100V (IRF540)	50 mA

Fuente: El autor

Se toma como parámetro principal de diseño la corriente promedio máxima requerida, es decir la que corresponde a la onda X26 y los voltajes de entrada (24VDC) y un voltaje de salida máximo de 80VDC. Se diseña un convertidor elevador (Boost) como el indicado en la figura 32, el valor máximo del ciclo útil corresponde a:

$$D_{max} = 1 - \frac{V_{IN}}{V_o} = 1 - \frac{24}{80} = 0.7$$

Las frecuencias de conmutación para este tipo de convertidores van desde los 5KHz hasta los 50KHz, se define una frecuencia de operación de 25KHz, la cual corresponde a un periodo de conmutación T_s de 40 microsegundos.

$$T_s = 40\mu S$$

El valor de la inductancia mínima para operación en corriente continua será:

$$L_{min} = \frac{40 \times 10^{-6} \times 80}{2 \times 150 \times 10^{-3}} 0.7(1 - 0.7)^2 = 672\mu H$$

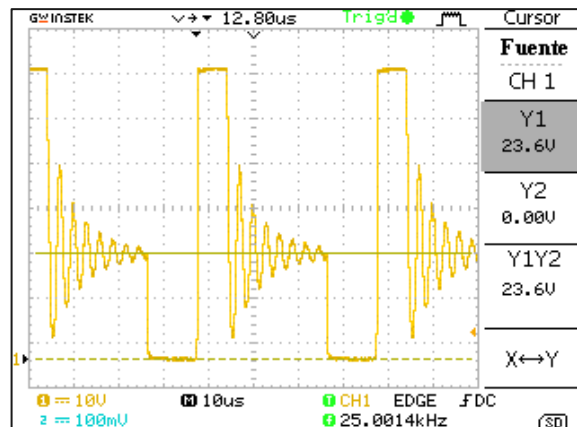
El valor del capacitor necesario para reducir el rizado del voltaje, asumiendo un rizado del 20% sobre el voltaje de salida y teniendo en cuenta el valor máximo de corriente de salida definido para la X26, se puede aproximar como:

$$C = \frac{DI_o}{\Delta V_o f} = \frac{0.7 \times 0.150}{0.2 \times 25 \times 10^3} = 21\mu F$$

Se toma un valor 10 veces mayor para lograr un voltaje casi constante.

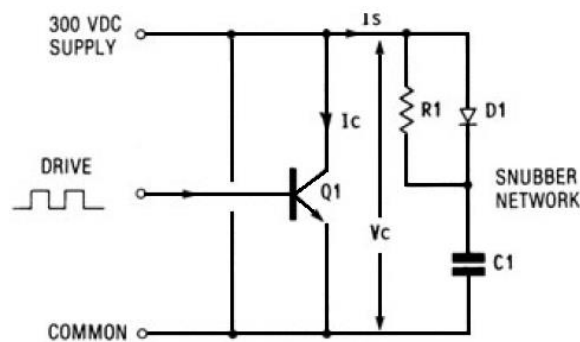
La verificación de funcionamiento del circuito muestra la presencia de oscilaciones en la conmutación del MOSFET, como se aprecia en la figura 34, con una frecuencia de 345KHz. Este fenómeno puede ser corregido utilizando una red Snubber. Según Billings [49], una red Snubber básica puede ser implementada usando un condensador, una resistencia y opcionalmente un diodo como lo indica la figura 35.

Figura 34. Ruido de conmutación en convertidor Boost



Fuente: El autor

Figura 35. Red Snubber



Fuente: Billings [49]

El diseño de la red Snubber, para el caso de un MOSFET, puede ser implementada según Morales [50], a partir del conocimiento de la capacitancia de salida C_{oss} del MOSFET y la frecuencia que se desea eliminar f_p y. El valor del condensador C_1 se calcula mediante la expresión:

$$C_1 = \frac{10\sqrt{L_p C_{oss}}}{R_1}$$

La inductancia parásita L_p puede ser determinada mediante la fórmula:

$$L_p = \frac{1}{(2\pi f_p)^2 C_{oss}}$$

Mientras que el valor de R_1 se puede hallar mediante:

$$R_1 = \sqrt{\frac{L_p}{C_{oss}}}$$

En el caso del MOSFET IRF540, su hoja de características nos indica un valor de C_{oss} de 550pF, mientras que la frecuencia de ruido f_p encontrada en la conmutación es de 345KHz. De manera que el valor de L_p es:

$$L_p = \frac{1}{(2\pi \times 345 \times 10^3)^2 \times 550 \times 10^{-9}} = 386\mu H$$

El valor de la resistencia es:

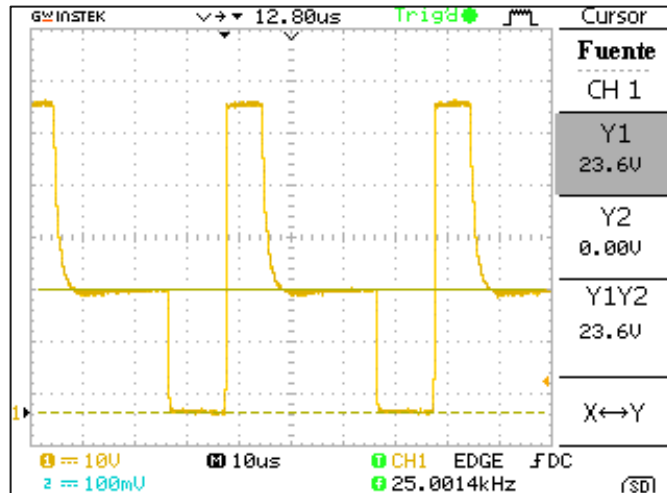
$$R_1 = \sqrt{\frac{386 \times 10^{-6}}{550 \times 10^{-9}}} = 838.7 \Omega$$

De manera que el valor del capacitor será:

$$C_1 = \frac{10\sqrt{386 \times 10^{-6} \times 550 \times 10^{-9}}}{838.7} = 5.49nF$$

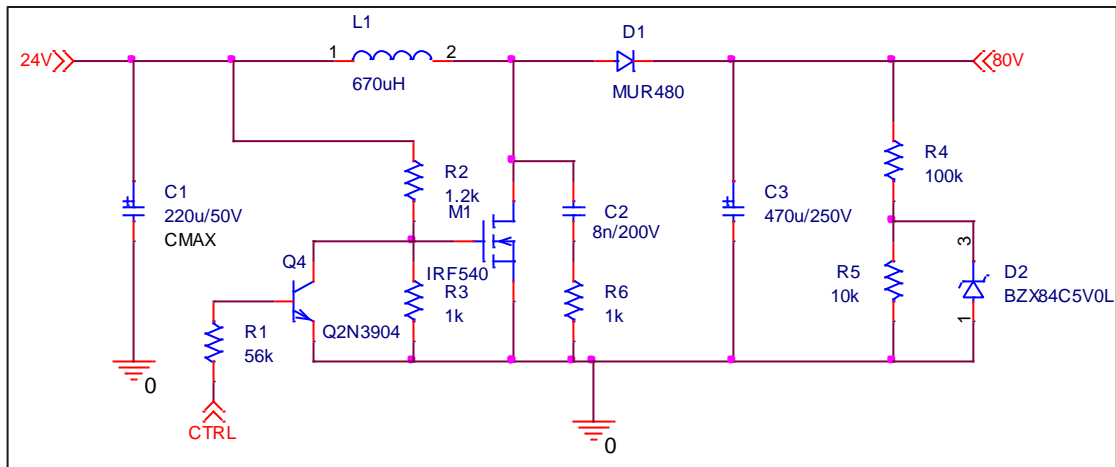
Mediante optimización se establecen los valores $R_1=1K\Omega$ y $C_1=8nF$. La mejora en la conmutación se aprecia en la figura 36. La figura 37 muestra el diseño final del convertidor.

Figura 36. Respuesta de la red Snubber



Fuente: El autor

Figura 37. Circuito Boost diseñado



Fuente: El autor

Las resistencias de salida R4 y R5 tienen como finalidad tomar una muestra del voltaje de salida para ser leído por el microcontrolador, a su vez permiten la liberación de alguna energía de la bobina cuando no hay consumo en los circuitos generadores de ondas.

4.5.2 Diseño de la inductancia

Según Mohan [48], en el proceso de diseño de inductores y transformadores, un diseñador se enfrenta a un gran número de condiciones a considerar, entre ellas, tipo de material del núcleo, forma del núcleo, métodos de refrigeración, pérdidas, entre otras. Sin embargo existen dos magnitudes esenciales en el proceso de

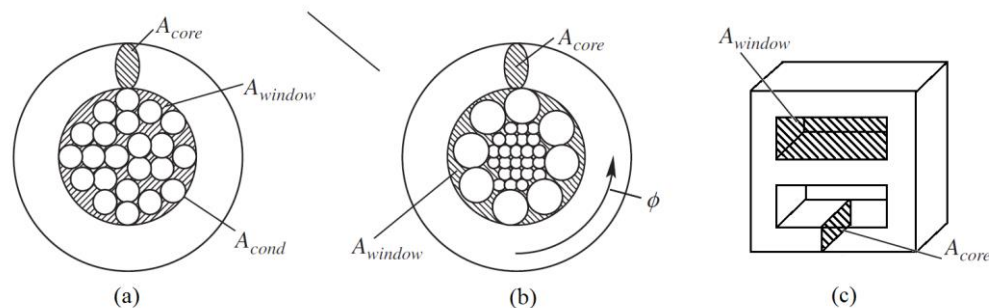
diseño, la densidad de flujo máxima B_{max} en el núcleo magnético y la densidad de corriente máxima J_{max} en los conductores del devanado. Aunque existen diversos métodos de diseño, uno de los más aceptados es el del producto área el cual se basa particularmente en estas dos cantidades

El diseño basado en el producto área, establece una relación directa entre la cantidad de área disponible en un núcleo para realizar el bobinado, el área efectiva de la sección transversal del núcleo y los valores máximos de corriente, densidad de flujo y densidad de corriente. El área de ventana, denominada A_w y el área de núcleo A_c se muestran en la figura 38 para núcleos de tipo toroidal (a y b) y núcleos de tipo EE (c).

Si solo se implementa una bobina, el área de ventana A_w estará definida por la expresión:

$$A_w = \frac{N \times I_{rms}}{K_w \times J_{max}}$$

Figura 38. Núcleos toroidal y tipo EE



Fuente: Mohan [48]

En donde N representa el número de vueltas y K_w el factor de llenado de ventana. La densidad máxima de corriente se relaciona con la corriente y el área del conductor A_{cond} mediante la siguiente relación:

$$A_{cond} = \frac{I_{rms}}{J_{max}}$$

El área del núcleo A_c se relaciona con el flujo máximo ϕ y la densidad de flujo máximo por medio de la expresión:

$$A_c = \frac{\phi}{B_{max}}$$

Para una bobina, el flujo máximo se puede relacionar con la inductancia mediante la relación:

$$\Phi = \frac{L\hat{I}}{N}$$

En donde \hat{I} corresponde a la corriente máxima. Combinando las dos últimas ecuaciones se obtiene la expresión que relaciona el área del núcleo con las demás variables.

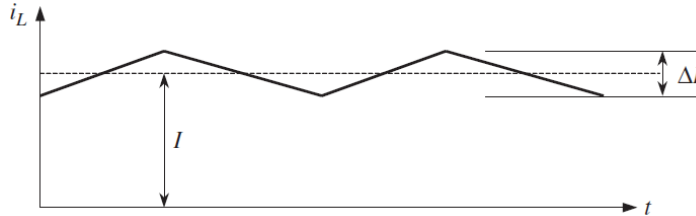
$$A_c = \frac{L\hat{I}}{NB_{max}}$$

El producto área A_p se define como:

$$A_p = A_c A_w = \frac{L\hat{I}I_{rms}}{K_w J_{max} B_{max}}$$

La figura 39 muestra un comportamiento típico de la corriente en el inductor.

Figura 39. Comportamiento de la corriente



Fuente: Mohan [48]

La relación entre la corriente máxima \hat{I} , la corriente promedio y la corriente rms se puede establecer a partir de las expresiones:

$$I_{rms} = \sqrt{I^2 + \frac{\Delta I^2}{12}} \quad ; \quad \hat{I} = I + \frac{\Delta I}{2}$$

De acuerdo con los resultados de diseño del circuito convertidor de voltaje, la bobina necesaria es de 672uH. Teniendo en cuenta que la corriente promedio (I) requerida por los generadores de onda X26 y S-200 junto con sus respectivos circuitos de control es de 70mA con una variación estimada (ΔI) del 10%, la corriente máxima \hat{I} puede ser aproximada de acuerdo con Mohan [48] mediante:

$$\hat{I} = I + \frac{\Delta I}{2}$$

$$\hat{I} = 70mA + \frac{7mA}{2} = 73.5mA$$

El valor de la corriente I_{rms} se calcula a través de:

$$I_{rms} = \sqrt{I^2 + \frac{\Delta I^2}{12}}$$

Reemplazado los anteriores valores:

$$I_{rms} = \sqrt{70mA^2 + \frac{7mA^2}{12}} = 70.02mA$$

Para una operación segura del circuito, y teniendo en cuenta las corrientes pico exigidas por la onda X26 las cuales pueden llegar a ser en el circuito primario del orden de las decenas de amperios, se elige un calibre de conductor de cobre aislado 16 AWG, el cual permite una circulación de 5.2 amperios, la densidad de corriente máxima para este conductor puede ser calculada mediante la fórmula:

$$J_{max} = \frac{I_{max}}{A}$$

En donde A corresponde al área de la sección transversal del conductor, que en el caso del calibre 16 corresponde a $1.29mm^2$. La densidad de corriente para este conductor es:

$$J_{max} = \frac{5.2A}{1.29mm^2} = 4.03 \frac{A}{mm^2} = 4.03 \times 10^6 \frac{A}{m^2}$$

Asumiendo un factor de llenado K_w de 0.7 una densidad de flujo máximo B_{max} de 5T, se puede determinar el producto área sugerido por Mohan [48] como:

$$A_p = \frac{672 \times 10^{-6} \times 73.5 \times 10^{-3} \times 70.02 \times 10^{-3}}{0.7 \times 4.03 \times 10^6 \times 5} \times 10^{12} = 2451mm^4$$

Lo cual significa que se requiere un núcleo con un producto área mínimo de $2451mm^4$. El núcleo E77-250 posee un área de núcleo $A_c = 6mm \times 6mm = 36mm^2$ y un área de ventana $A_w = 6mm \times 13mm = 78mm^2$. De forma que su producto área disponible es de:

$$A_p = 36mm^2 \times 78mm^2 = 2808mm^4$$

De manera que puede ser utilizado para la construcción de la bobina. Una prueba preliminar del núcleo, bobinando 10 vueltas en calibre 16 arroja una inductancia de 356uH, de acuerdo con la ley de inducción de Faraday se cumple que:

$$\Phi_{max} = \frac{L \times \hat{I}}{N} = \frac{356 \times 10^{-6} \times 5.2}{10} = 189\mu Wb$$

Es decir,

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{A} = \frac{189 \times 10^{-6} Wb}{36 \times 10^{-6} m^2} = 5.25 T$$

Lo cual confirma el valor asumido para B_{max}

El número de vueltas necesario para producir la inductancia de acuerdo con Mohan [48] se puede calcular de la siguiente forma:

$$N = \frac{672 \times 10^{-6} \times 5.2}{5 \times 36 \times 10^{-6}} = 19.41$$

Se devanaron 19 vueltas.

4.6 ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

La etapa de amplificación final considerada en la arquitectura de las ondas X26 y S-200, es la responsable de transformar las señales generadas en niveles de tensión bajos a los voltajes referenciados en la descripción de las señales de disrupción neuromuscular. El dispositivo que permite realizar de forma directa este proceso es el transformador, en este caso un transformador con características de operación en alta frecuencia y condiciones para el manejo de la potencia especificada en el diseño del generador.

La principal consideración en el diseño del transformador es la no afectación de la señal producida por el circuito oscilador en el caso de la X26 y del condensador principal en el caso de la S-200, pruebas realizadas indican que un valor de inductancia de entre 10 a 20 veces el valor de la inductancia del oscilador no afecta significativamente la forma de onda. Valores por debajo de ese rango producen atenuación de la señal, mientras que valores por encima ocasionan un notable incremento en la amplitud del ciclo negativo de la onda X26, ocasionando una pérdida de proporción que afecta el valor neto de la carga aplicada.

Tomando en cuenta las anteriores consideraciones, se optó por diseñar una bobina primaria de 15 veces el valor de la inductancia del oscilador, la cual es de 76uH, es decir, se diseñó una inductancia de 1.2mH. Debido a que esta bobina posee una inductancia mayor a la del oscilador, la cantidad de corriente que fluirá por el devanado será inferior, no obstante, este devanado primario debe permitir la circulación de la corriente máxima requerida por la carga, la cual tiene un valor promedio máximo de 3.0mA [26].

Un parámetro fundamental en el diseño de un transformador es la potencia, en el caso de la X26 la potencia entregada a la carga, según la tabla 4 es de 1.3 vatios, con una corriente promedio de 2.1mA, esto implica que el voltaje promedio entregado a la carga es de:

$$V2_{dc} = \frac{1.3}{0.0021} = 619.04 V$$

Es decir una relación de 3.8 entre el voltaje pico a pico de salida el cual debe ser de 2400 voltios y el voltaje promedio calculado. Esta relación, teóricamente debe mantenerse en lado primario del transformador, de manera que es posible que aproximemos el valor del voltaje promedio de entrada teniendo en cuenta que el voltaje pico a pico máximo arrojado por las pruebas al oscilador es de 65V. El voltaje promedio de entrada puede aproximarse por:

$$V1_{dc} = \frac{65}{3.8} = 17.1 V$$

Este valor de voltaje permite aproximar el valor de la corriente promedio en el lado primario del transformador como:

$$I1_{dc} = \frac{1.3}{17.1} = 76mA$$

Este nivel de corriente puede ser transportado por un conductor calibre AWG 34, sin embargo es necesario tomar en cuenta que los devanados en el transformador estarán sometidos a niveles pico de corriente bastante mayores que los valores promedio, aunque con intervalos de duración limitados. Se hace necesario estimar la capacidad del conductor para soportar corrientes instantáneas muy altas, como las producidas en un cortocircuito.

La aproximación de la corriente promedio en el lado primario permite establecer la relación de transformación mediante la expresión:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

Reemplazando valores:

$$a = \frac{2.1mA}{76mA} = 0.0276$$

Mediante esta relación podemos establecer el valor de la corriente máxima en el lado primario teniendo en cuenta que la corriente máxima de salida puede ser de 3.2 amperios según la tabla 4.

$$I_{1max} = \frac{I_{2max}}{a} = \frac{3.2A}{0.0276} = 116A$$

De manera que éste es el valor máximo de corriente que deberá soportar el devanado primario. Según las normas UNE 20460-4-43 y GEBDZ001, es posible estimar la corriente máxima de cortocircuito soportada por un conductor utilizando la fórmula:

$$I_{cc} = k \times \frac{S}{\sqrt{t}}$$

En donde $k = 115$ para cobre, S corresponde al área de la sección transversal del conductor en mm^2 y t es el tiempo de duración del evento en segundos que en el caso de la onda X26 corresponde al tiempo de duración de cada onda unipolar inicial, es decir 10uS. En el caso de calibre 34 AWG, su corriente de cortocircuito será:

$$I_{cc} = 115 \times \frac{0.02}{\sqrt{0.01}} = 23A$$

Un valor muy inferior al requerido. Se elige un calibre 24 AWG el cual presenta una capacidad de 230 A durante 10uS suficiente para soportar los 116 A de corriente máxima sin producir degradación del aislante del cobre.

Las consideraciones de potencia disponible hacia la carga permiten anticipar que un núcleo tipo E77-250 con capacidad de 20W [51], puede llegar a cumplir con las especificaciones, no obstante con el propósito de garantizar las dimensiones que permitan durabilidad en la operación de la tarjeta se emplea un núcleo con dimensiones superiores, el núcleo E77-370, con capacidad de 70W, permitirá cumplir ampliamente con las condiciones de potencia y facilitar el proceso de construcción del transformador, un proceso de optimización del generador para propósitos comerciales requerirá el uso de un núcleo con menores dimensiones.

El diseño de la bobina primaria se realiza mediante un proceso similar al realizado para la bobina del convertidor Boost, con la consideración que el uso de un calibre de menor capacidad de corriente permitirá un flujo magnético inferior y por tanto una densidad de flujo menor. Pruebas desarrolladas con el núcleo E77-370 similares a las realizadas con el núcleo E77-250 indican que para un calibre 24 AWG, cuya capacidad máxima de corriente en régimen permanente es de 0.8 amperios, se puede alcanzar una densidad de flujo $B_{max} = 0.55T$., este tipo de núcleo posee un área de ventana $A_w = 7.92\text{mm} \times 19\text{mm} = 150.4\text{mm}^2$ y un área de núcleo $A_c = 9\text{mm} \times 9\text{mm} = 81\text{mm}^2$.

La aplicación de la ecuación del producto área requerido indica que se necesita un núcleo con una dimensión de:

$$A_p = \frac{1.2 \times 10^{-3} \times 116 \times 112}{0.7 \times 4 \times 10^6 \times 0.55} \times 10^{12} = 10123\text{mm}^4$$

El producto área del núcleo E77-370 es de:

$$A_p = 150.4\text{mm}^2 \times 81\text{mm}^2 = 12188\text{mm}^4$$

De manera que cumple con los requerimientos. El número de vueltas requerido se encuentra mediante:

$$N = \frac{1.2 \times 10^{-3} \times 0.8}{0.55 \times 81 \times 10^{-6}} = 21.5$$

Este resultado presenta una buena aproximación en el caso de acoplamiento uniformemente distribuido del devanado, sin embargo, debido a las necesidades de aislamiento entre devanados, se hace necesario insertar una división en la formaleta y de esta forma optimizar el espacio ocupado por cada devanado en forma vertical. Esta forma de arrollar los conductores ocasiona una reducción en la inductancia obtenida para un número de vueltas en particular. Para el caso de la bobina de 1.2mH se realiza una optimización que lleva a devanar 37 vueltas.

El cálculo del número de espiras en el lado secundario se realiza por medio de la relación de transformación:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 0.0276$$

Se deduce que el número mínimo de espiras en el secundario debe ser:

$$N_2 = \frac{N_1}{0.0276} = \frac{37}{0.0276} = 1340$$

Igual que en el caso del devanado del lado primario se selecciona el calibre del conductor tomando en cuenta el criterio de la corriente de cortocircuito, que para el caso del secundario deber ser de por lo menos 4 amperios. Un conductor calibre 32 AWG presenta un área de 0.03mm^2 , con lo cual su capacidad de corriente de cortocircuito es de:

$$I_{cc} = 115 \times \frac{0.02}{\sqrt{0.01}} = 34.5A$$

Este calibre soporta una corriente mucho mayor a la requerida, podría seleccionarse un calibre mucho menor, sin embargo, la comparación entre producto de numero de espiras y área del conductor contra área de ventana indican que el núcleo puede alojar el número de espiras requerido, esta consideración, como se indicó antes permitirá mayor vida útil de la tarjeta pero se tendrá que ajustar para un eventual diseño comercial.

4.7 DISEÑO LÓGICO Y CONTROL

El proceso de generación de ondas CEW, además de los elementos electrónicos de potencia implicados en la generación de las señales, requiere el apoyo de un dispositivo de control que administre los tiempos de funcionamiento de los dispositivos semiconductores de conmutación, responsables de lograr las formas de onda definidas y garantes del cumplimiento de los intervalos de aplicación de carga eléctrica al cuerpo humano.

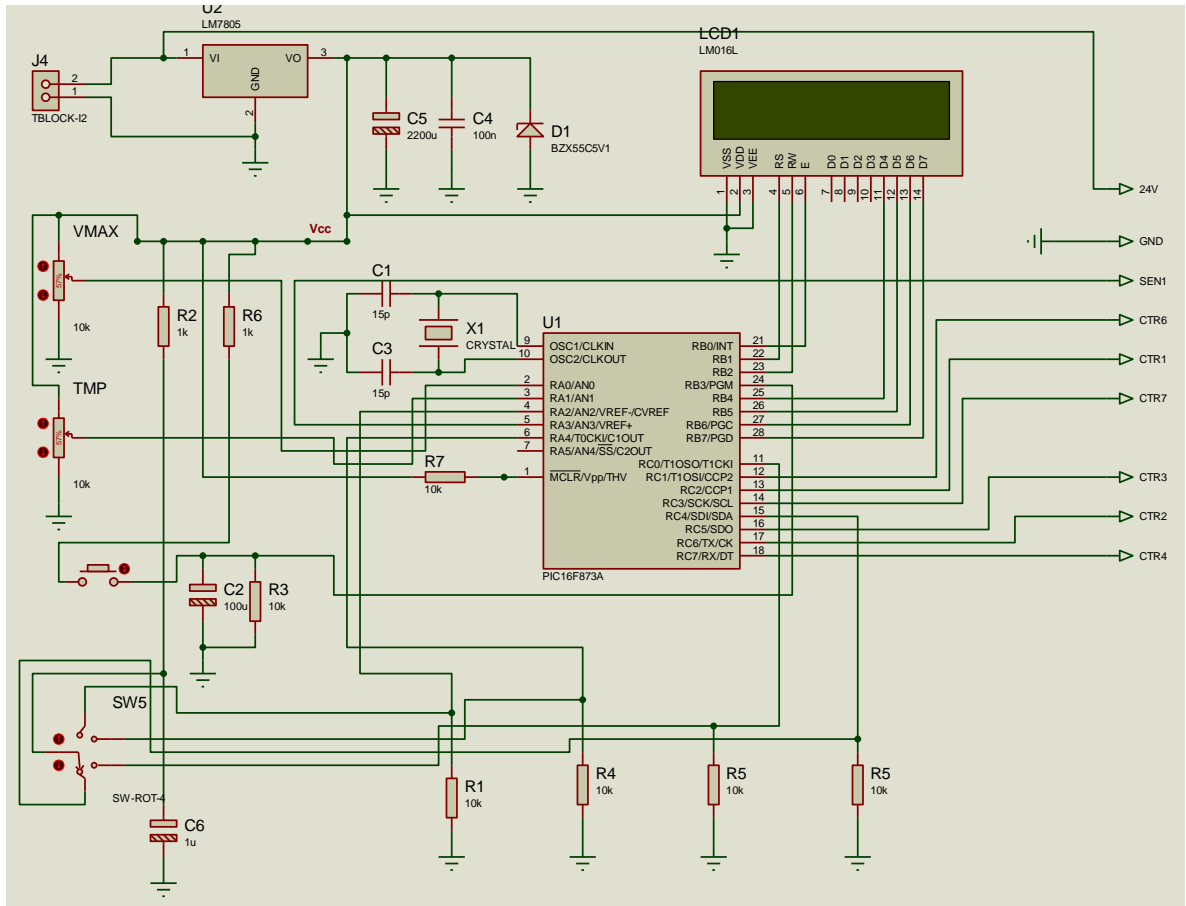
4.7.1 Circuito de control

El circuito de control de la tarjeta tiene la responsabilidad de administrar la activación y desactivación de seis transistores de baja potencia encargados del disparo de los transistores encargados de la conmutación. Así mismo, debe realizar la lectura de las instrucciones del usuario a través de dos señales analógicas correspondientes a nivel de voltaje máximo y tiempo de exposición y señales digitales correspondientes a la selección de forma de onda y orden de disparo. Como función adicional, el dispositivo debe informar al usuario la configuración que ha recibido y la indicación estado de la prueba, esta información puede ser presentada en forma visual por medio de una pantalla LCD.

Como dispositivo de control se ha definido el uso de un microcontrolador PIC16F873A, el cual presenta una capacidad de 22 pines de entrada salida, 5 conversores analógicos a digitales de 10 bits, un módulo PWM integrado y un ciclo de instrucción de hasta 200nS. El parámetro más crítico en el desarrollo del equipo es el tiempo de activación y desactivación de los dispositivos MOSFET, no obstante estos tiempos, según la documentación técnica y las pruebas realizadas, son superiores al tiempo de instrucción del microcontrolador correspondiente a la frecuencia de 4MHz, por lo cual se establece que el tiempo de respuesta del dispositivo es suficiente para las necesidades planteadas.

La figura 40 ilustra el circuito de control diagramado y simulado con ayuda del software Proteus, se han incluido los elementos sensores y el acondicionamiento de la tensión de entrada al nivel requerido por el microcontrolador. El interruptor de cuatro posiciones permite seleccionar además de las ondas X26 y S-200, las señales componentes de tales ondas en forma individual. Las señales de control son enviadas al circuito generador de ondas ilustrado en el anexo 1.

Figura 40. Circuito de control



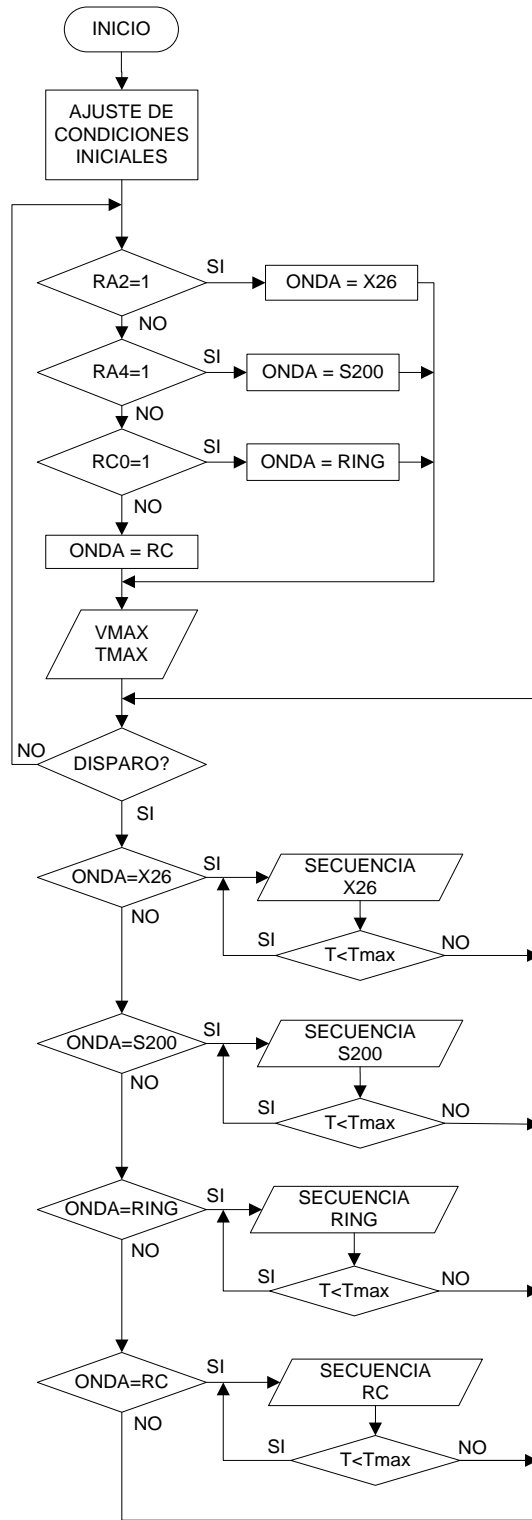
Fuente: El autor

4.7.2 Estructura de programación

El proceso para generación de las ondas X26 y S-200 requiere de la programación de una secuencia precisa de control de los dispositivos empleados para desarrollar la conmutación en cada generador. Con este objetivo, se establece un diagrama de flujo en el que se realiza como primera medida, una lectura de las opciones de configuración definidas por el usuario, específicamente el tipo de onda y niveles máximo de tensión y tiempo de exposición.

Una vez activada de la orden de disparo, es ejecutada la secuencia correspondiente al tipo de onda seleccionada y configurada por el usuario, en la ejecución de cada secuencia de disparo, un algoritmo de control proporcional programado en el microcontrolador se encarga de mantener fijo el valor de la tensión programada por el usuario.

Figura 41. Esquema general de programación



Fuente: El autor

Además del ajuste de los parámetros de configuración de la prueba, el circuito de control tiene la tarea de garantizar la tensión disponible a la salida del convertidor boost, evitando que se exceda el nivel de voltaje definido por el usuario y contrarrestar las caídas de tensión como consecuencia de la transferencia de energía hacia la carga. En un dispositivo microcontrolador como el utilizado, es posible implementar un sencillo algoritmo PID para el control de la tensión del convertidor usando como elemento de realimentación de la salida un divisor de tensión cuya señal de salida puede ser leída por medio de una entrada analógica del microcontrolador.

La realización de un controlador PID discreto puede ser expresada según García [52] por medio de la transformada z de la siguiente forma:

$$U(z) = E(z)K_p \left[1 + \frac{T}{T_i(1 - z^{-1})} + T_d \frac{(1 - z^{-1})}{T} \right]$$

O también:

$$\frac{U(z)}{E(z)} = a + \frac{b}{(1 - z^{-1})} + c(1 - z^{-1})$$

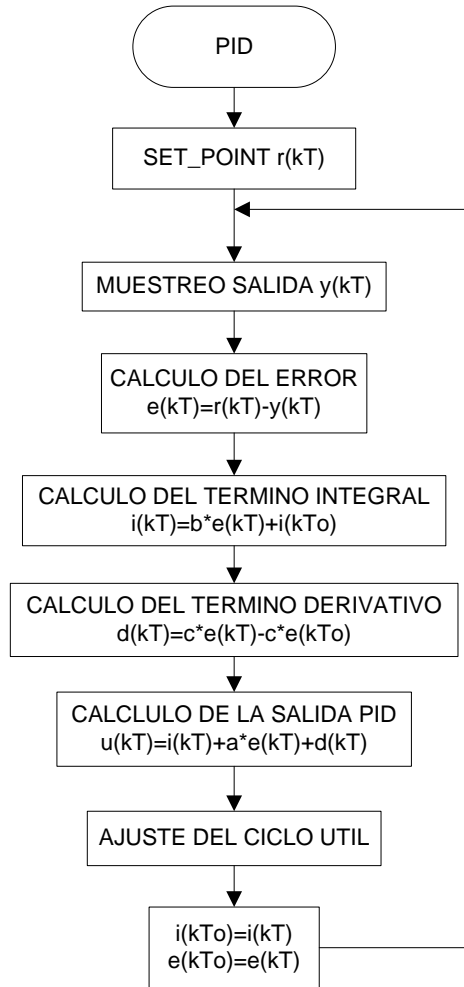
En donde:

$$a = K_p \qquad b = \frac{K_p T}{T_i} \qquad c = \frac{K_p T_d}{T}$$

Los valores de Kp, Ti, Td, son obtenidas a partir de parámetros como el tiempo de respuesta del sistema en lazo abierto, y la ganancia estacionaria, sin embargo su valor normalmente suele ser ajustado en forma práctica. El algoritmo de programación del controlador se muestra en la figura 42.

Adicional a las formas de onda X26 y S-200 se ha dejado al usuario la posibilidad de generar de forma independiente dos ondas componentes de estas señales, ellas son la onda de anillo o ring wave y la onda de descarga de condensador RC. Estas señales se dejan a disposición para propósitos complementarios en las actividades de estudio a desarrollarse con la tarjeta. El código correspondiente se elaboró en lenguaje C, empleando el software Pic C Compiler (Anexo 2).

Figura 42. Algoritmo de programación del PID

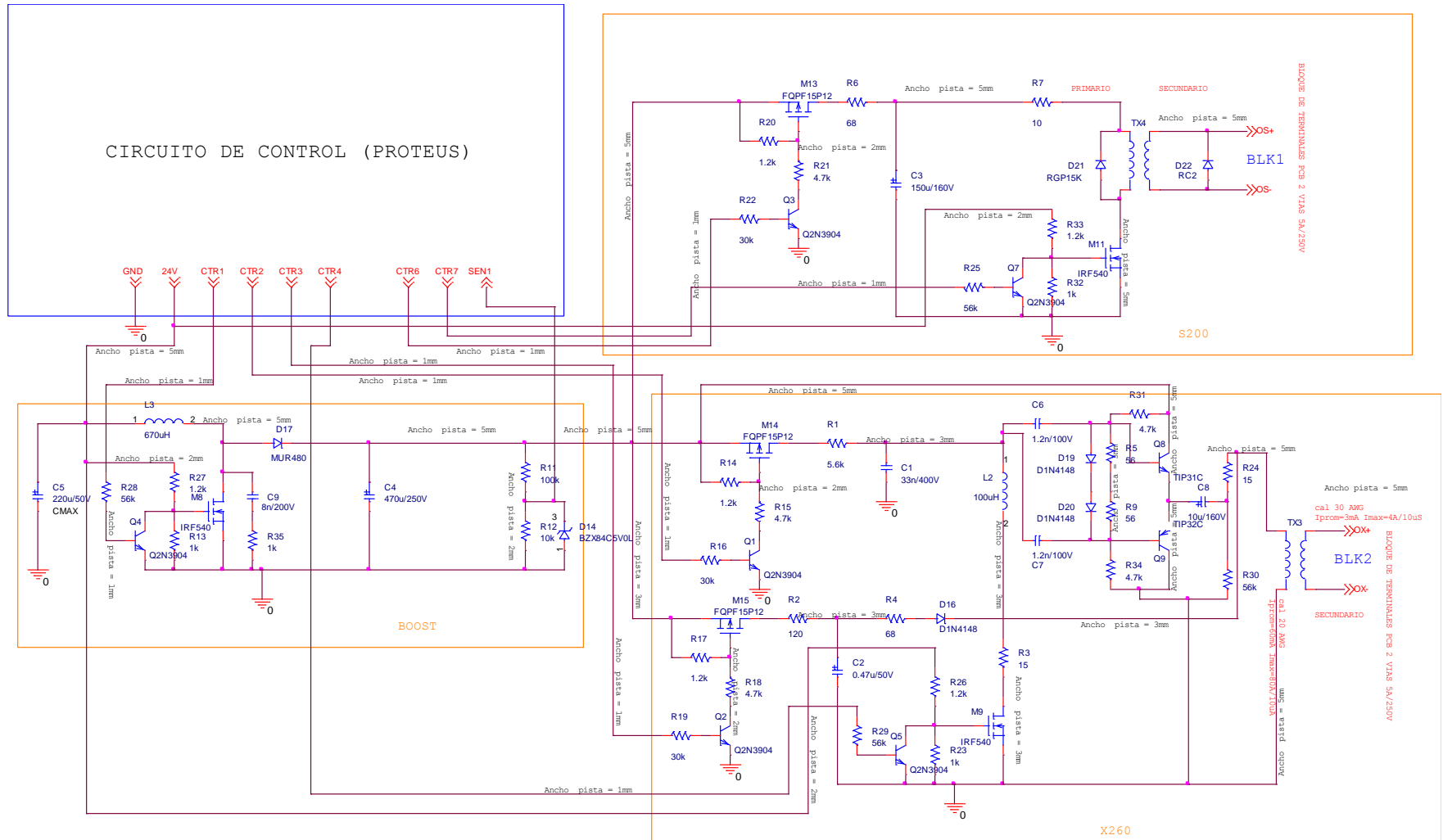


Fuente: García [52]

4.8 INTEGRACIÓN DE ETAPAS

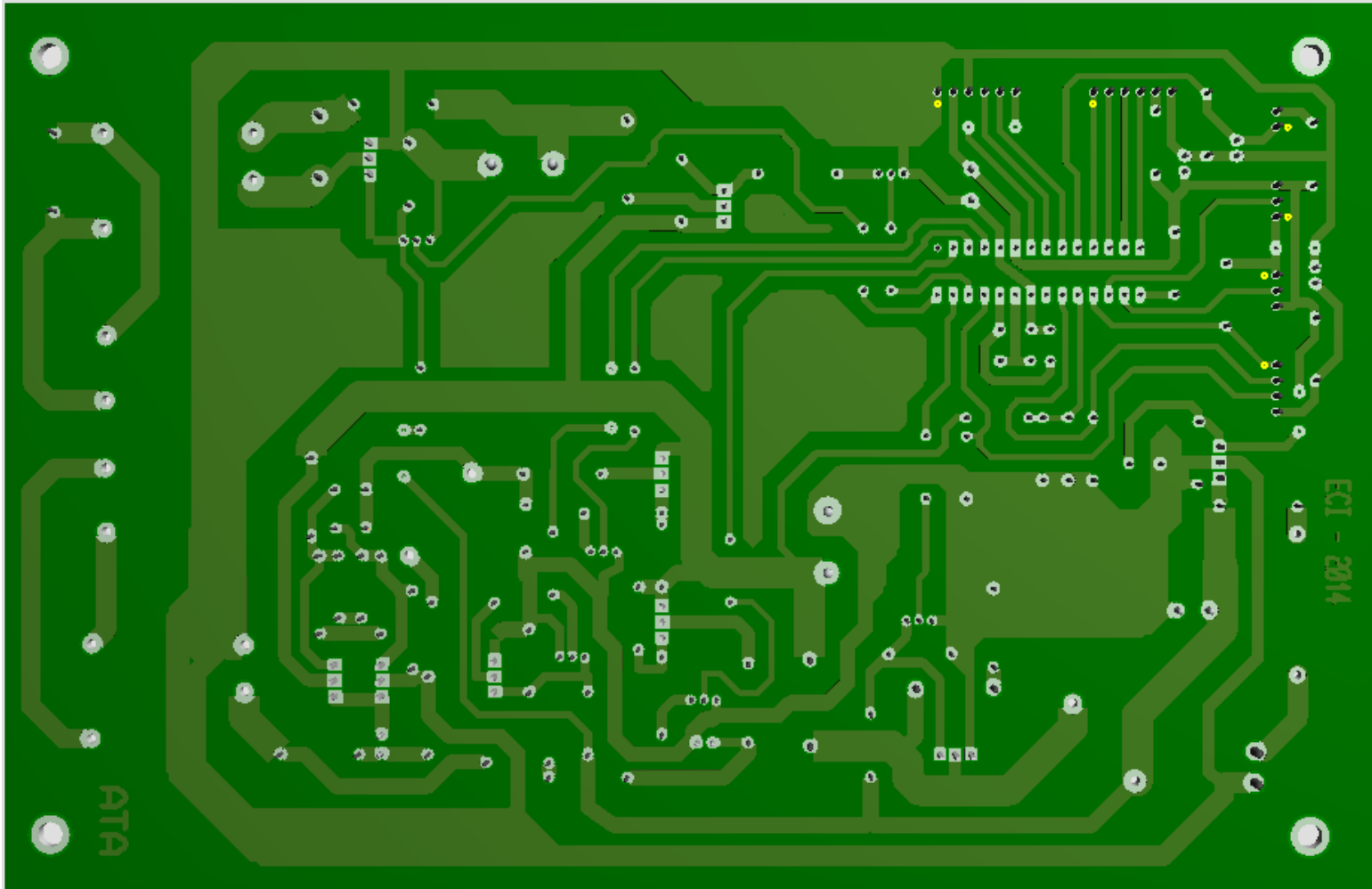
El proceso de integración es desarrollado en dos partes, por un lado el componente digital o de control es simulado y probado a través de la verificación de las señales digitales esperadas en cada pin de control, la lectura de las señales analógicas y la indicación visual en la LCD. Por otro lado el componente analógico simulado en el programa Orcad PSpice e ilustrado en la figura 43, es implementado mediante la integración de una etapa a la vez. La figura 44 ilustra el aspecto de la tarjeta PCB y la figura 45 permite observar el aspecto final de la tarjeta.

Figura 43. Integración de etapas



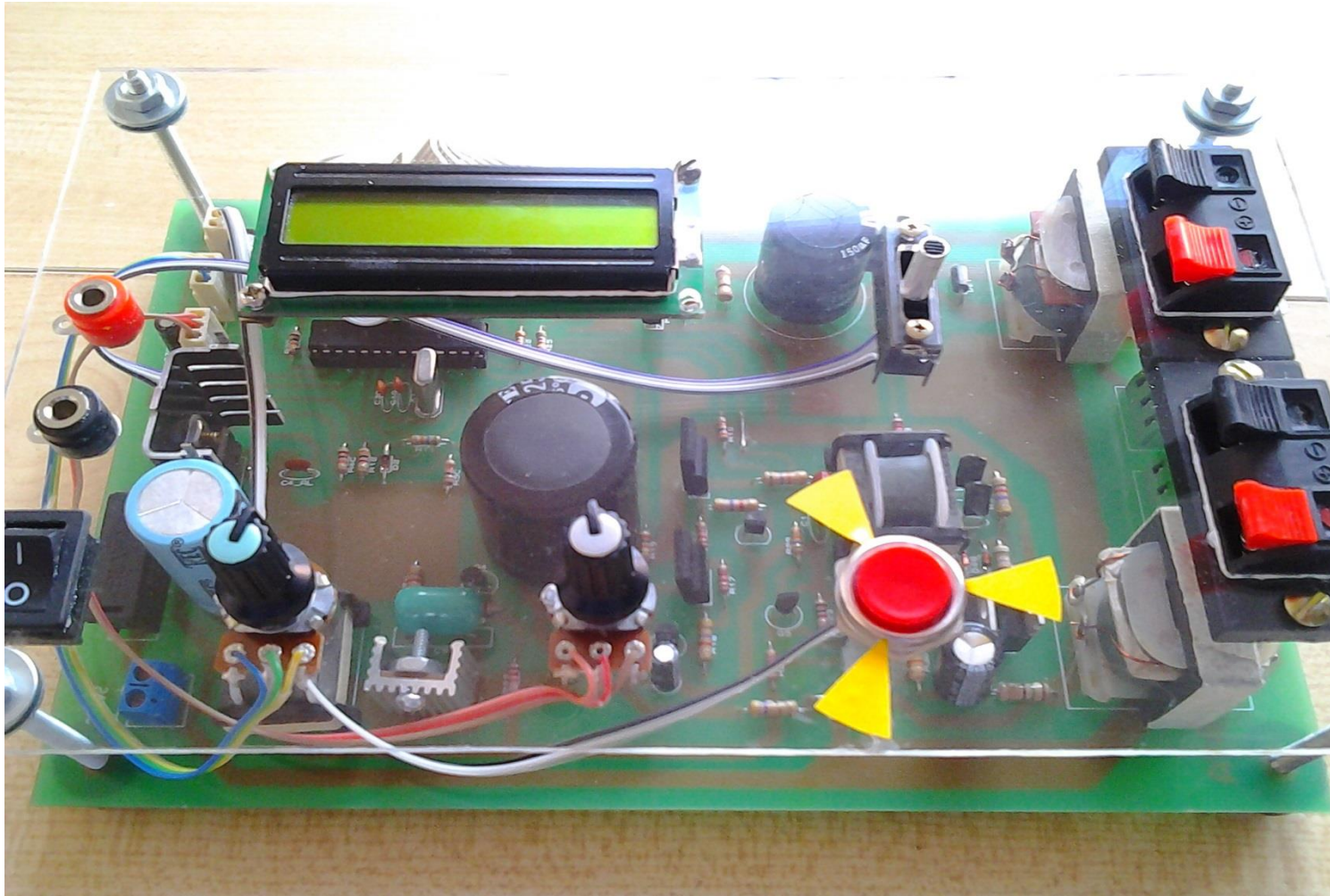
Fuente: El autor

Figura 44. Aspecto de la placa PCB diseñada



Fuente: El autor

Figura 45. Aspecto final de la tarjeta ensamblada



Fuente: El autor

4.9 CONCLUSIONES DEL CAPITULO

La inclusión de una etapa de conversión DC-DC tiene como ventaja principal la reducción de la relación de transformación para amplificación final de la señal. Sin embargo, el uso de niveles de tensión DC altos limita la construcción de circuitos osciladores usando elementos semiconductores, esto debido a las limitaciones en las condiciones máximas de operación tanto en corriente como en voltaje.

Una de las principales diferencias evidenciadas entre las aproximaciones teóricas realizadas a los circuitos generadores de señal, particularmente los relacionados con la X26, radica en la capacidad del componente oscilador, los análisis teóricos y las simulaciones no permiten aproximar fácilmente las limitaciones de potencia que puede llegar a tener, este hecho conduce a la inclusión de etapas adicionales no consideradas inicialmente como el espejo de corriente.

La implementación de circuitos para la generación de ondas CEW presenta al diseñador importantes desafíos, como ejemplo la necesidad de contar con dispositivos semiconductores de conmutación con características de alta velocidad de apagado y resistencias de encendido mínimas. Los tiempos de conmutación en el caso de la implementación realizada, han sido llevados a niveles mínimos usando la tecnología disponible, los productos utilizados presentan las resistencias de encendido más bajas en su gama, sin embargo son dispositivos difíciles de adquirir, particularmente los transistores MOSFET canal P.

En el diseño y construcción de una tarjeta PCB para generación de ondas CEW, es importante realizar consideraciones respecto a las dimensiones de las pistas, manteniendo trayectorias amplias para el caso de etapas con alto nivel de corriente y separaciones grandes para el caso de etapas con presencia de tensiones elevadas.

5. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO

5.1 PROTOCOLO

Tomando en consideración los niveles de tensión esperados, es necesario contar con algunas precauciones para la realización de las pruebas de funcionamiento. Una de las principales limitaciones en el proceso de verificación de niveles de las variables es la imposibilidad de realizar pruebas en seres humanos, de manera que se realiza la implementación electrónica de los modelos de impedancia humana descritos en el marco teórico.

De acuerdo con el proceso documental, las señales de disrupción neuromuscular como la X26 y la S200 han sido estudiadas mediante el uso de modelos de impedancia, en el caso de la X26 según lo indica Dawson [20], los parámetros y forma de onda han sido obtenidos usando un modelo puramente resistivo de 600 ohmios, entre tanto, la forma de onda S200 ilustrada en la figura 10, ha sido verificada según lo indica Mesloh [15], sobre una carga humana, para la cual el modelo más aproximado encontrado durante la etapa documental es el propuesto por DeSantis&Barchansky, ilustrado en la figura 4.

La implementación de modelos eléctricos que representan la impedancia del cuerpo humano, tiene la desventaja, de que algunos valores no corresponden a dispositivos comerciales, principalmente en las capacitancias, y en algunos casos los condensadores no presentan la característica de tensión máxima necesaria, por lo cual es necesario realizar la combinación de componentes a fin de aproximar de la mejor forma posible el modelo de referencia. A continuación se indican los modelos de carga ajustados de acuerdo con la disponibilidad de componentes.

5.1.1 Modelos de carga utilizados

Modelo resistivo: El modelo empleado particularmente por Taser para sus pruebas es una carga de 600 ohmios, debido a la necesidad de utilizar valores comerciales, se emplean combinaciones de resistencias a fin de aproximar el valor de referencia como se muestra en la figura 46.

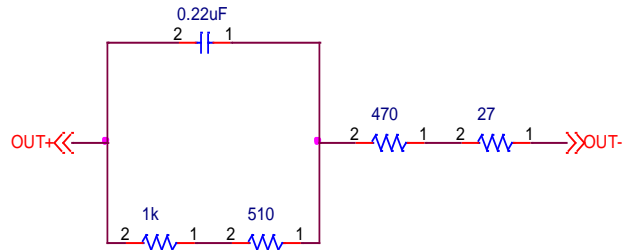
Figura 46. Modelo resistivo utilizado



Fuente: El autor

Modelo IEC: El modelo establece el uso de resistencias de 1.5K y 500 ohmios, con el fin de facilitar las mediciones se emplean resistencias de 470 y 27 ohmios en sustitución del valor de 500.

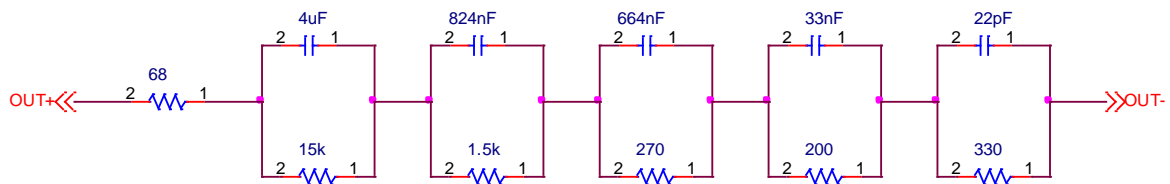
Figura 47. Aproximación del modelo IEC utilizada



Fuente: El autor

Modelo DeSantis: Este modelo según se observó en el capítulo 3, presenta una mejor aproximación al comportamiento de la carga humana frente a las señales de disrupción neuromuscular simuladas principalmente con las señales S-200, algunos elementos se han ajustado a valores comerciales.

Figura 48. Aproximación utilizada al modelo DeSantis y Barchansky



Fuente: El autor

5.1.2 Equipo de medición

La limitación en el uso de equipos para medición de señales corriente y de alto voltaje, hace necesario el uso de divisores de tensión y resistencias shunt con el fin de realizar mediciones de corriente y voltaje por medio de muestras de tensión en niveles bajos empleando para tal fin un osciloscopio de doble canal. El equipo empleado para la medición de las señales corresponde a un osciloscopio de 150MHz marca GWINSTEK modelo GDS-1152A, con impedancia de entrada de 1MΩ/15pF 300V, con utilidad de almacenamiento en medio externo.

5.1.3 Estrategia de medición

Se realiza la medición de señales de voltaje y corriente empleando divisor resistivo y resistencia shunt serie respectivamente, en el caso de la corriente, la posibilidad

de encontrar puntas de corriente elevadas, se introduce una resistencia serie de valor mínimo a fin de realizar una medición segura para el instrumento de medición. En el caso del voltaje, la medición se realiza por medio de un divisor resistivo en paralelo con las terminales de salida, el valor de resistencia total acoplada debe ser elevado para reducir al mínimo la afectación del modelo de carga sometido a prueba, pero la resistencia de prueba debe poseer un valor reducido a fin de minimizar la tensión medida y evitar problemas de acople con la impedancia de entrada del osciloscopio.

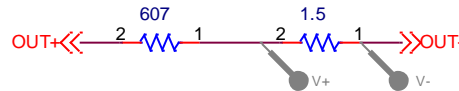
5.2 REALIZACIÓN DE LA PRUEBA

Como se indicó anteriormente, las mediciones de voltaje y corriente son realizadas utilizando la estructura del divisor de tensión y resistencia shunt respectivamente, de esta forma se establecen los siguientes circuitos para toma de mediciones.

5.2.1 Medición de corriente

- **Modelo Resistivo:** Se emplea un modelo de dos resistencias, el cual permite tomar una muestra de la corriente por medio de la caída de tensión en la resistencia de menor valor como se indica en la figura 49.

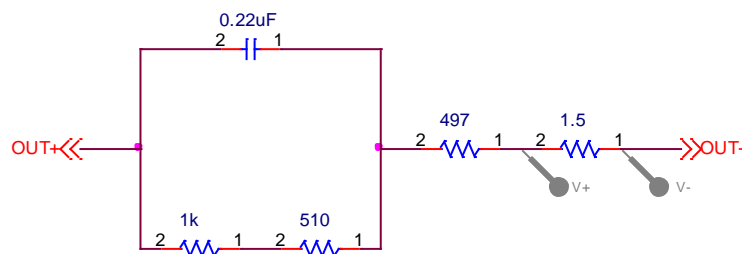
Figura 49. Medición de corriente en modelo resistivo



Fuente: El autor

- **Modelo IEC:** A la resistencia serie de 500 ohmios del modelo IEC, implementada mediante combinación de resistencias para un valor de 497 ohmios se adiciona una resistencia de 1.5 ohmios sobre la cual se toma la medición, como se indica en la figura 50.

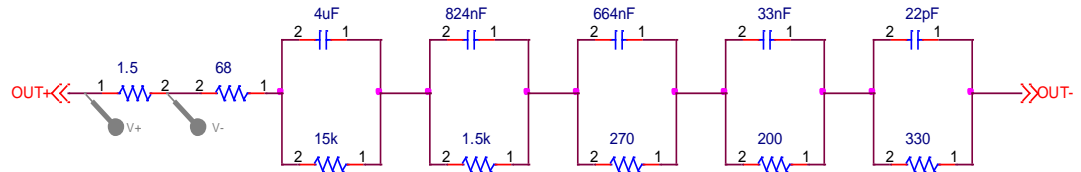
Figura 50. Medición de corriente en modelo IEC



Fuente: El autor

- Modelo DeSantis: La medición de corriente es realizada por medio del registro de la tensión sobre la resistencia shunt de 1.5 ohmios como se indica en la figura 51.

Figura 51. Medición de corriente en modelo DeSantis

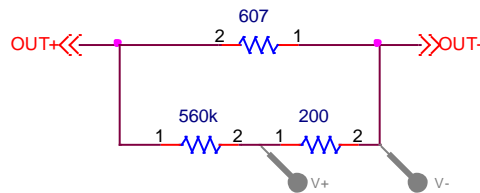


Fuente: El autor

5.2.2 Medición de Voltaje

- Modelo resistivo: Aunque en este modelo la forma de onda de la señal de corriente es similar a la de voltaje, se toma la misma estrategia de medición con divisor de tensión empleada para los demás modelos a fin de facilitar el proceso de comparaciones de las señales y sus magnitudes. La figura 52 ilustra su implementación.

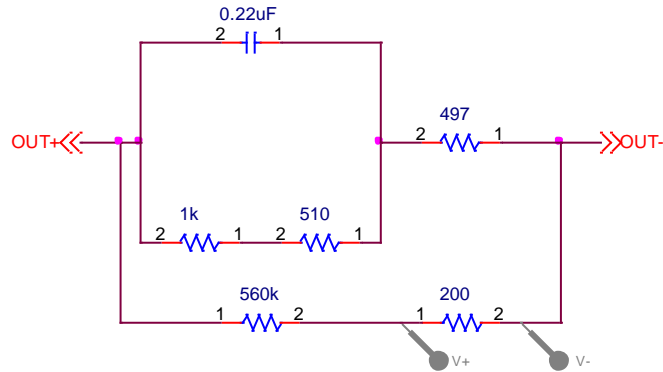
Figura 52. Medición de voltaje en modelo resistivo



Fuente: El autor

- Modelo IEC: La presencia de un elemento capacitivo implica que las señales de tensión y corriente pueden diferir, de manera que el empleo de un divisor de tensión en paralelo con la carga total es aún más necesario que en el modelo resistivo con el fin de obtener una muestra adecuada del voltaje. La figura 53 muestra los valores empleados.

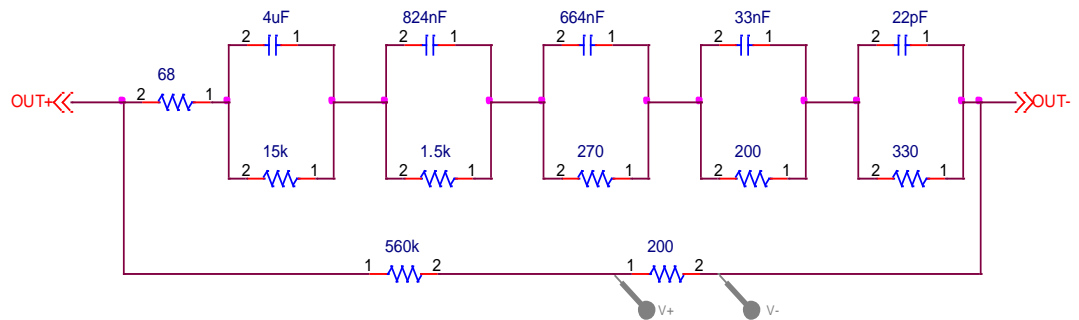
Figura 53. Medición de voltaje en modelo IEC



Fuente: El autor

- Modelo DeSantis: Al igual que en el modelo IEC, la presencia de elementos capacitivos hace necesario el uso del divisor en paralelo con la carga. La figura 54 muestra la conexión del circuito.

Figura 54. Medición de voltaje en modelo DeSantis



Fuente: El autor

5.2.3 Condiciones de las pruebas

Las pruebas realizadas y documentadas corresponden al ajuste de condiciones iniciales por parte del usuario en los valores máximos tanto de tensión como de tiempo, estas condiciones son ingresadas a la tarjeta mediante el ajuste de las perillas de ajuste incluidas en el equipo y la selección de tipo de forma de onda realizada por medio del interruptor selector.

5.3 RESULTADOS

Las mediciones realizadas se presentan de forma escalizada, en el caso de las mediciones de corriente realizadas mediante la toma de la caída de tensión sobre una resistencia serie, su valor real es obtenido mediante la división directa del valor medido sobre el valor de la resistencia empleada, esta relación corresponde a:

$$I_{total} = 0.66 \times V_{medido}$$

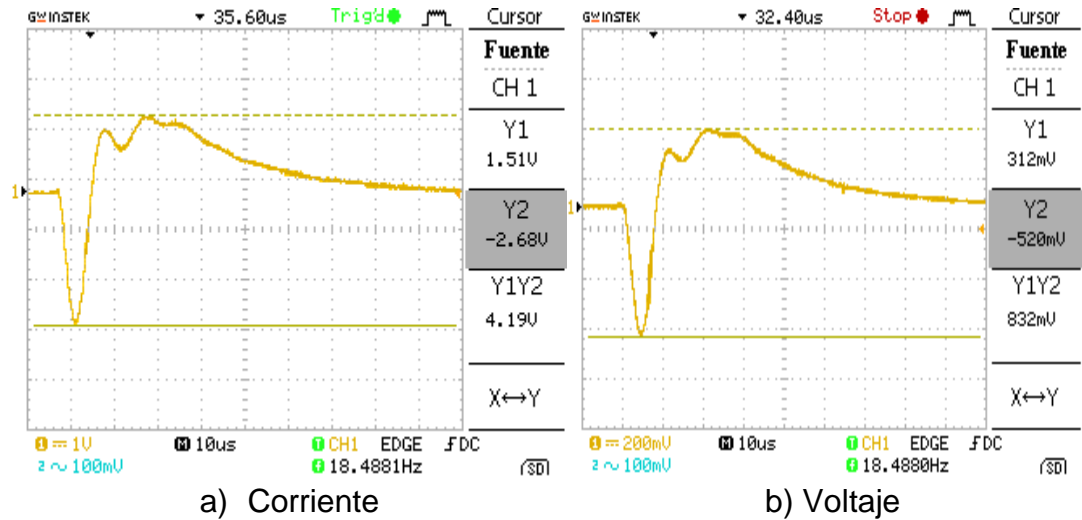
En cuanto a las mediciones de voltaje, el valor real total se obtiene por medio de la fórmula del divisor de voltaje. Usando los valores relacionados en el circuito de pruebas, se obtiene la relación:

$$V_{total} = 2801 \times V_{medido}$$

5.3.1 Onda X26

5.3.1.1 Modelo resistivo

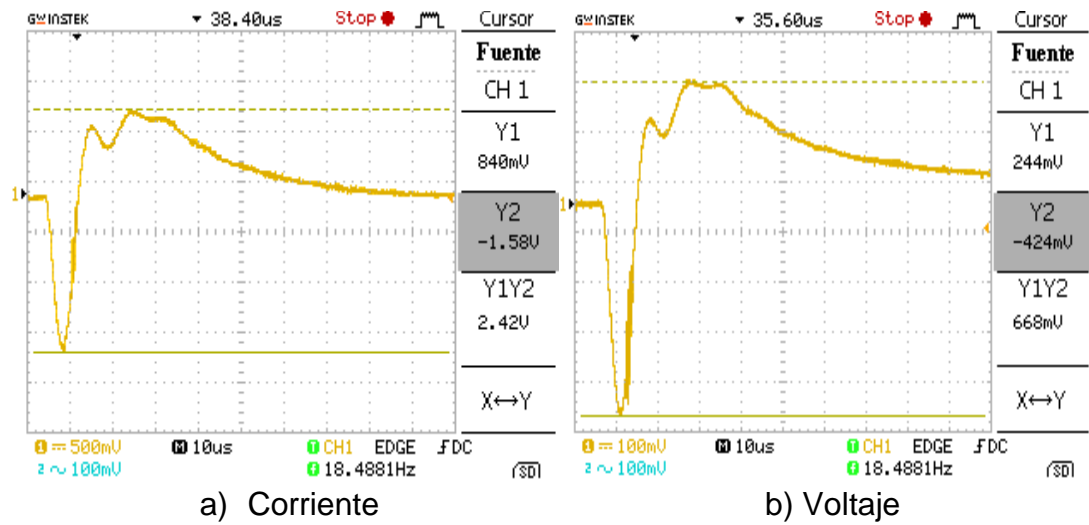
Figura 55. Resultados X26 carga resistiva



Fuente: El autor

5.3.1.2 Modelo IEC

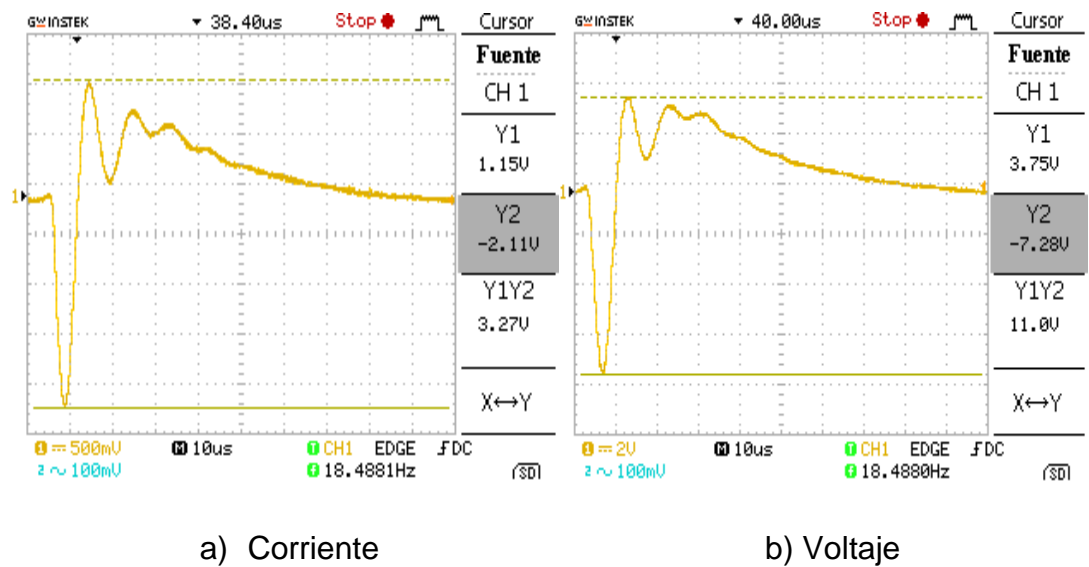
Figura 56. Resultados X26 modelo IEC



Fuente: El autor

5.3.1.3 Modelo DeSantis

Figura 57. Resultados X26 modelo DeSantis

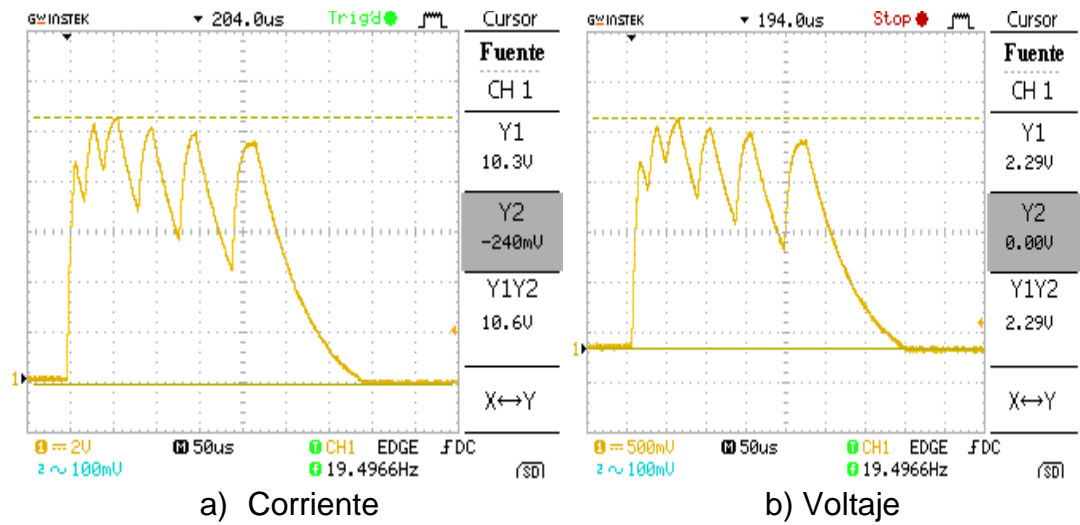


Fuente: El autor

5.3.2 Onda S-200

5.3.2.1 Modelo resistivo

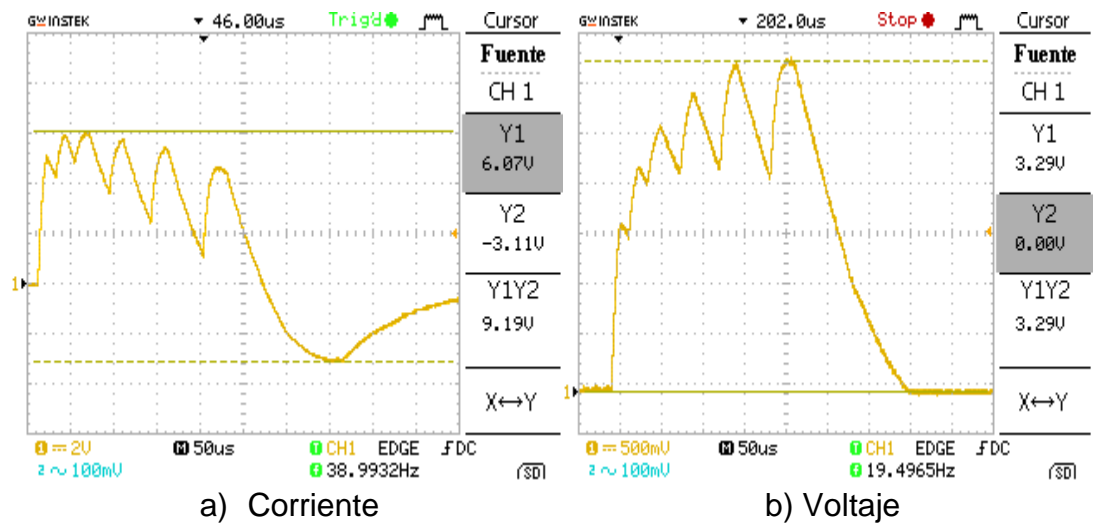
Figura 58. Resultados S-200 carga resistiva



Fuente: El autor

5.3.2.2 Modelo IEC

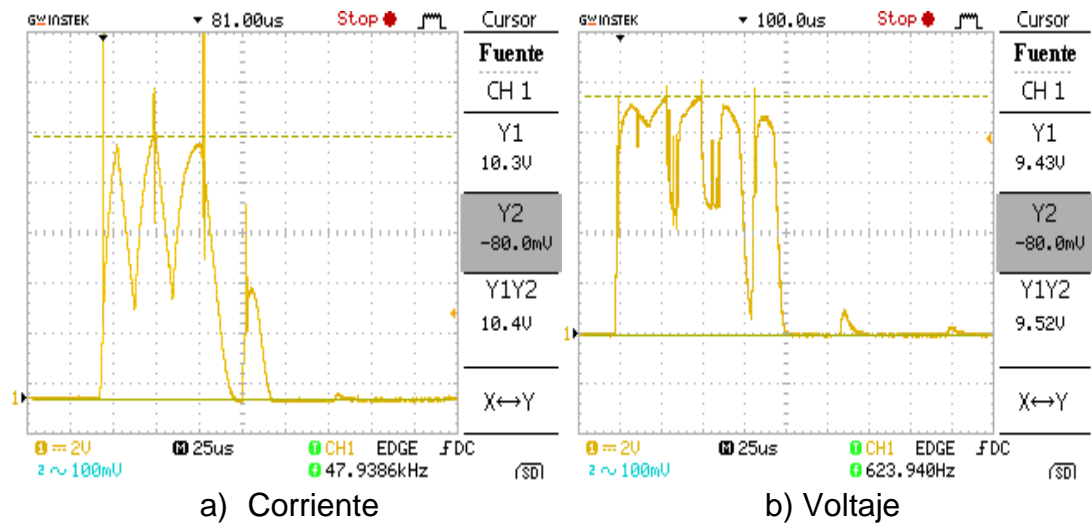
Figura 59. Resultados S-200 modelo IEC



Fuente: El autor

5.3.2.3 Modelo DeSantis

Figura 60. Resultados S-200 modelo DeSantis



Fuente: El autor

Usando las relaciones de medición, se observa que la amplitud de la corriente en la onda X26 para el caso de una carga resistiva alcanza un valor de 2.79 amperios, mientras que el voltaje llega a 2330 voltios pico a pico. En el caso del modelo IEC la amplitud máxima de corriente es de 1.59 amperios, con una tensión pico a pico de 1871 voltios. EL modelo DeSantis presenta una corriente máxima de 2.15 amperios y una tensión de 3081 voltios.

La onda S-200 por otro lado presenta niveles de corriente de 6.99 amperios y voltaje de 2414 voltios en el modelo resistivo, para el modelo IEC la corriente llega a ser de 6.09 amperios mientras que la tensión llega a 3215 voltios. Finalmente las pruebas con el modelo DeSantis ofrecen niveles de corriente de 6.86 amperios y de voltaje de 2666 voltios.

5.3.3 Análisis de resultados

En el proceso de medición a través de carga resistiva, como se esperaba, por su menor impedancia se presenta una mayor circulación de corriente, la forma de onda se ajusta de manera general al modelo de referencia establecido por la figura 9, la comparación con los resultados de otros modelos muestra que algunas características de oscilación de la onda principal no son apreciables utilizando este modelo.

En el caso de la onda X26 el modelo DeSantis ofrece la mejor aproximación a la forma de onda documentada para esta tecnología, la forma de onda de voltaje obtenida refleja una mayor acumulación de carga producto del efecto capacitivo

del modelo, estas características son coherentes con los análisis realizados mediante el proceso de simulación previa, aunque su validez se ponderó para la forma de onda S-200, resulta evidente que también lo es para la onda X-26.

Una rápida comparación entre las gráficas obtenidas de cada tecnología y cada modelo de carga, refleja que en el caso de la onda X26 no se presentan mayores variaciones en las características de la señal, mientras que en el caso de la S-200, la diferencia en los resultados ante cambios en el tipo de carga es evidente, este hecho es coherente con las diferencias en el componente frecuencial de cada tipo de señal, siendo más alto en la S-200 que en la X26, lo cual impone una importante limitación para su implementación.

La forma de onda S-200 obtenida, difiere de la forma de onda documentada en la figura 10, se aprecia que las señales de corriente y tensión no logran la reducción instantánea de amplitud evidenciada en el proceso documental. Esta situación es consecuencia de una limitación para interrumpir el flujo de corriente del transformador hacia la carga, esto a pesar de que se emplean diodos de recuperación rápida, dispositivos de alta velocidad de conmutación y un transformador de núcleo de ferrita el cual presenta un gran ancho de banda.

Las características de la onda S-200 obtenida la hacen poco adecuada para el impacto sobre un organismo vivo, pues la limitación para la supresión instantánea de la señal representa el riesgo de aplicación de niveles de carga eléctrica elevados durante intervalos de tiempo amplios, lo cual según los resultados del proceso documental constituyen el principal factor de riesgo para la ocurrencia del fenómeno de fibrilación ventricular.

Los resultados obtenidos para la onda S-200 indican que las hipótesis sobre la factibilidad de su implementación deben ser revisadas, evidentemente, las características de la señal deseada implican la presencia de dispositivos de conmutación de alta tensión en su salida, los cuales no son fácilmente asequibles en el mercado y cuyo desarrollo aun es objeto de investigación.

5.4 CONCLUSIONES DEL CAPITULO

Los resultados alcanzados con la onda S-200 muestran que aunque durante el proceso de diseño su implementación parecía ser la más sencilla, las características de los elementos de conmutación y de almacenamiento de energía en el dispositivo de amplificación presentan una limitación fundamental para lograr éxito en la implementación de esta forma de onda.

Los resultados encontrados con el modelo DeSantis en el caso de la onda X26 confirman las observaciones realizadas en el capítulo 3, respecto a la favorabilidad de este modelo de impedancia frente a sus contrapartes, permitiendo evidenciar comportamientos de las señales frente a frecuencias elevadas, siendo estos resultados solo previstos para la forma de onda S-200.

6. CONCLUSIONES

6.1 RESULTADOS

Mediante el desarrollo del presente trabajos se lograron los siguientes resultados

- Se logró consolidar una tabla resumen con las características eléctricas de las señales utilizadas por los dispositivos de interrupción neuromuscular más empleados por las agencias de seguridad en el mundo, identificando aquellas variables que presentan algún tipo de riesgo para la salud humana y contrastando sus niveles con las recomendaciones ofrecidas por estudios científicos médicos.
- Se realizó un proceso comparativo entre las características de las dos tecnologías más exitosas en la inmovilización de personas, empleando para ello parámetros recopilados uno a uno en diferentes fuentes de información de alto reconocimiento, algunos de estos parámetros fueron aproximados a partir del conocimiento de otros y la ayuda de software de simulación, con lo cual se consolidó una importante fuente de consulta.
- Mediante la construcción de la tarjeta para generación de onda CEW, se logró identificar un esquema general para la producción de las señales emitidas por la tecnología X26, al mismo tiempo que se identificaron las limitaciones que presenta la implementación de la señal producida por el dispositivo S-200.
- Se logró desarrollar un proceso de verificación y ponderación de la respuesta del modelo de carga humana definido por la IEC60990 y el propuesto por DeSantis & Barchansky [21] frente a la incidencia de las señales X26 y S-200 permitiendo a su vez, orientar acerca de la efectividad de tales modelos.

6.2 CONCLUSIONES

- Las características de las ondas X26 y S-200 son coherentes con las condiciones para estimulación eléctrica y interrupción neuromuscular expresadas por las investigaciones relacionadas con los efectos de la electricidad en el cuerpo humano. La onda X26 parece tener un mayor efecto de bloqueo instantáneo producido por el primer ciclo alternado, el cual bajo las investigaciones médicas muestra no tener incidencia en el riesgo de fibrilación ventricular en razón a que no aporta carga neta al organismo.

- Según investigaciones sobre la influencia de la forma de onda de las señales en el efecto de interrupción neuromuscular, las ondas de tipo exponencial son las más adecuadas para lograr este propósito, la onda S-200 representa una buena aproximación a este tipo de señales, con la facilidad de ser generada a partir de un proceso de carga y descarga conmutada de un condensador. Sin embargo su efecto principal es la aplicación controlada de carga hacia el objetivo, un efecto responsable del agarrotamiento muscular, pero no del aturdimiento inicial encontrado con la X26, un aspecto que puede limitar su efectividad.
- A pesar de que la información consolidada muestra que las ondas eléctricas X26 y S-200 operando bajo condiciones normales, presentan niveles de exposición mínima al riesgo de fibrilación ventricular, los estudios que sustentan estas consideraciones han sido desarrollados bajo modelos ideales de impedancia humana, evidentemente estos modelos pueden cambiar de manera sustancial bajo la presencia de sustancias alucinógenas o alcohol, por lo cual es bastante probable que los riesgos de causar efectos letales aumenten de manera drástica.
- Una limitación fundamental en la generación de una onda X26 es la imposibilidad de usar el condensador del oscilador como almacenador de la energía necesaria para impactar la carga, pues bajo la relación inversa entre capacitancia e inductancia en el circuito tanque, un valor elevado de capacitancia obligaría a la selección de una bobina tan pequeña que disiparía instantáneamente la energía almacenada en el condensador. Así pues, este circuito debe usarse solo como elemento modulador de una transferencia de energía proveniente de un capacitor principal o como ocurre en este trabajo de una etapa de elevación dc.
- A pesar de la aparente sencillez de la onda S-200, su implementación física presenta una importante limitación. La generación de la señal en baja tensión obliga al uso de elementos inductivos para amplificación, los cuales por una parte actúan como filtros, reduciendo gran parte del componente de alta frecuencia de la señal y el cual es parte esencial en el éxito de esta tecnología, y por otra parte presentan una gran desventaja en cuanto al control del flujo de energía almacenada en el núcleo y transferida al lado de alto voltaje, como consecuencia de las características de ancho de banda.
- Las pruebas realizadas demuestran que la verificación de la señal X26 con una carga resistiva capacitiva como el modelo IEC69990 no difieren demasiado de las encontradas con una carga puramente resistiva. La razón es el bajo componente espectral de frecuencia que no sufre mayores alteraciones durante el filtrado inducido por el transformador y la carga, algo totalmente opuesto ocurre con la S-200 en donde se presenta una gran

distorsión en la forma de onda en presencia de cualquiera de los modelos de carga humana.

- Los resultados obtenidos con respecto a la aplicación de las señales sobre un modelo resistivo, muestran que este modelo no toma en cuenta la característica de almacenamiento de energía propia del cuerpo humano, por lo cual el comportamiento de las señales solo puede considerarse como una guía, pero no como un modelo frente a la aplicación de señales que incorporan componentes de frecuencia.

6.3 CONTRIBUCIONES

Los resultados del presente trabajo aportan entre otras, las siguientes contribuciones:

- Colocar a disposición de la Escuela Colombiana de Ingeniería y de instituciones aliadas, una herramienta que permita el estudio de los efectos de las ondas eléctricas de interrupción neuromuscular con el fin de realizar estudios sobre la respuesta de organismos con características morfológicas diferentes a las empleadas como base de estudio por los fabricantes de dispositivos de inmovilización humana, permitiendo generar proyectos que busquen al aplicación de estas tecnologías bajo límites de seguridad ajustados la población nacional.
- Orientar a la unidad de proyectos de la Escuela Colombiana de Ingeniería en la evaluación de las capacidades de integración de la tecnología necesaria para la generación de ondas eléctricas de interrupción neuromuscular aprovechable en dardos electrónicos, reconociendo las oportunidades y limitaciones que pueden ser encontradas en ese propósito.
- Proporcionar a la comunidad académica una base de conocimiento acerca de la naturaleza de las ondas de electroconducción emitidas por los dispositivos empleados por las agencias de seguridad, que permita comprender los riesgos y evaluar los factores humanos y tecnológicos que pueden contribuir a disminuir la exposición a consecuencias lesivas o fatales en el uso de estos dispositivos por parte de los organismos del estado.

6.4 RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

- Una importante consideración a tener en cuenta en una eventual propuesta para construcción de un dispositivo tipo dardo, es que a pesar de que el consumo promedio de corriente del circuito generador es bajo, las puntas de corriente durante la formación de cualquier señal pueden afectar la

tensión de suministro dc. En caso de optar por un elevador DC es necesario sobredimensionar la corriente requerida e implementar una etapa de filtrado con un valor alto de capacitancia

- El proceso de diseño de la etapa de amplificación final mediante transformador para las señales objeto del presente estudio corresponde a una particularidad en el diseño de transformadores, pues aunque las corrientes promedio son bajas, las corrientes máximas son bastante más altas, esta característica introduce dificultades en el dimensionamiento de los calibres adecuados y por lo tanto en el tamaño del núcleo necesario. Una alternativa planteada en este documento ha sido el considerar las corrientes máximas de cortocircuito según el área del conductor. Un proceso de optimización podría arrojar calibres con menor área y por ende, un tamaño menor en el dispositivo.
- Los elementos utilizados en el presente diseño se han dimensionado de tal forma que puedan funcionar sin mayor deterioro en su operación normal. El uso de las topologías de diseño empleadas en este trabajo para la construcción de un dispositivo tipo dardo, puede orientarse a garantizar la funcionalidad mas no la durabilidad, por lo cual es posible reducir considerablemente las dimensiones tomando en cuenta que su aprovechamiento solo se dará durante el tiempo de la descarga.

BIBLIOGRAFIA

- [1] "ARMAS INCAPACITANTES: EL TASER," ASOCIACIÓN PROFESIONAL DE POLICIAS, Madrid, 4/11, 2011.
- [2] (2012, Nov.) WebInfomil. [Online]. <http://www.webinfomil.com/2012/11/policia-nacional-implementa-el-uso-de.html>
- [3] (2014, Oct.) Asopol. [Online]. <http://urlm.es/www.asopol.org>
- [4] Asopol. (2014) forovigilantes. [Online]. http://www.forovigilantes.es/file/asopol_informe_4_11_armas_incapacitantes_taser.pdf
- [5] taserdemexico. [Online]. <http://www.taserdemexico.com/xrep/xrep.php>
- [6] (2014, Nov.) Eltiempo.com. [Online]. <http://www.eltiempo.com/politica/justicia/taser-para-la-policia-de-colombia-pistolas-electricas-en-colombia/14303816>
- [7] (2014, Aug.) Taser International. [Online]. www.taser.com
- [8] (2014, Aug.) Stinger Systems. [Online]. www.stingersystems.com
- [9] (2014, Nov.) Revista Semana. [Online]. <http://www.semana.com/nacion/articulo/aumenta-el-debate-por-las-pistolas-taser-en-colombia/397360-3>
- [10] M.S &.B.J. Smelser Wyant, "Comparison Qualities of the Wireless TASER] (XREP) and the Mossberg X12 LLS," *AFTE Journal*, vol. 43, no. 3, p. 5, July 2010.
- [11] Taser International. [Online]. www.taser.com
]
- [12] Barker Anthony T, "Electricity, magnetism and the body: some uses and] abuses," *Engineering Science and Educational Journal*, p. 256, December 1993.

- [13 Dorf Richard & Svoboda James, *Circuitos Eléctricos*, 6th ed. Mexico D.F,] México: Alfaomega, 2006.
- [14 Diaz Inmaculada & Romero Angel de Jesus. (2010, Julio) <http://www.icpan.es/>. [Online]. http://www.icpan.es/concurso2/docs/accesit2_experimentos.pdf
- [15 Charlie Mesloh & Mark Henych & L. Frank Thompson & Ross Wolf, "A] Qualitative & Quantitative Analysis of Conducted Energy Devices: TASER X26 vs. Stinger S200," Florida Gulf Coast University, Tampa, FL, Reporte 222769, 2008.
- [16 W. B. Kouwenhoven, "Effects of Electricity on the Human Body," in *Effects of] Electricity on the Human Body*. EE.UU, March 1949, p. 203.
- [17 Milesevic Bosko & haddad Noel, "Estimation of current through human body in] case of contact with pipeline in the vicinity of 50Hz electrified railway," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Brugge, Belgium, 2013, p. 6.
- [18 Dalziel Charles F & Ogden Eric & Abbott Curtis, "Effect of Frequency on Let-] Go Currents," *Transactions*, vol. 62, p. 749, Diciembre 1943.
- [19 Valerio De Santis & Pierre A. Beeckmam & Domenico Alessandro Lampasi &] Mauro Feliziani, "Assessment of Human Body Impedance for Safety Requirements Against Contact Currents for Frequencies up to 110 MHz," *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, vol. 58, no. 2, p. 396, February 2011.
- [20 David Dawson & Yasheng Maimaitijiang & Andy Adler, "Development of a] Performance Calibration System for X-26 Tasers," *IEEE Spectrum*, no. 978-1-4244-6290-2, p. 6, 2010.
- [21 De Santis & Beekman A, "Assessment of Human Body Impedance for Safety] Requirements Against Contact Currents for Frequencies up to 110 MHz," *IEEE Tran. On Biomedical Engineering*, vol. 58, february 2011.
- [22 Barchansky A., "Simulation of Low-Frequency Electromagnetic Fields in,"] Darmstat, PhD Thesis 2007.

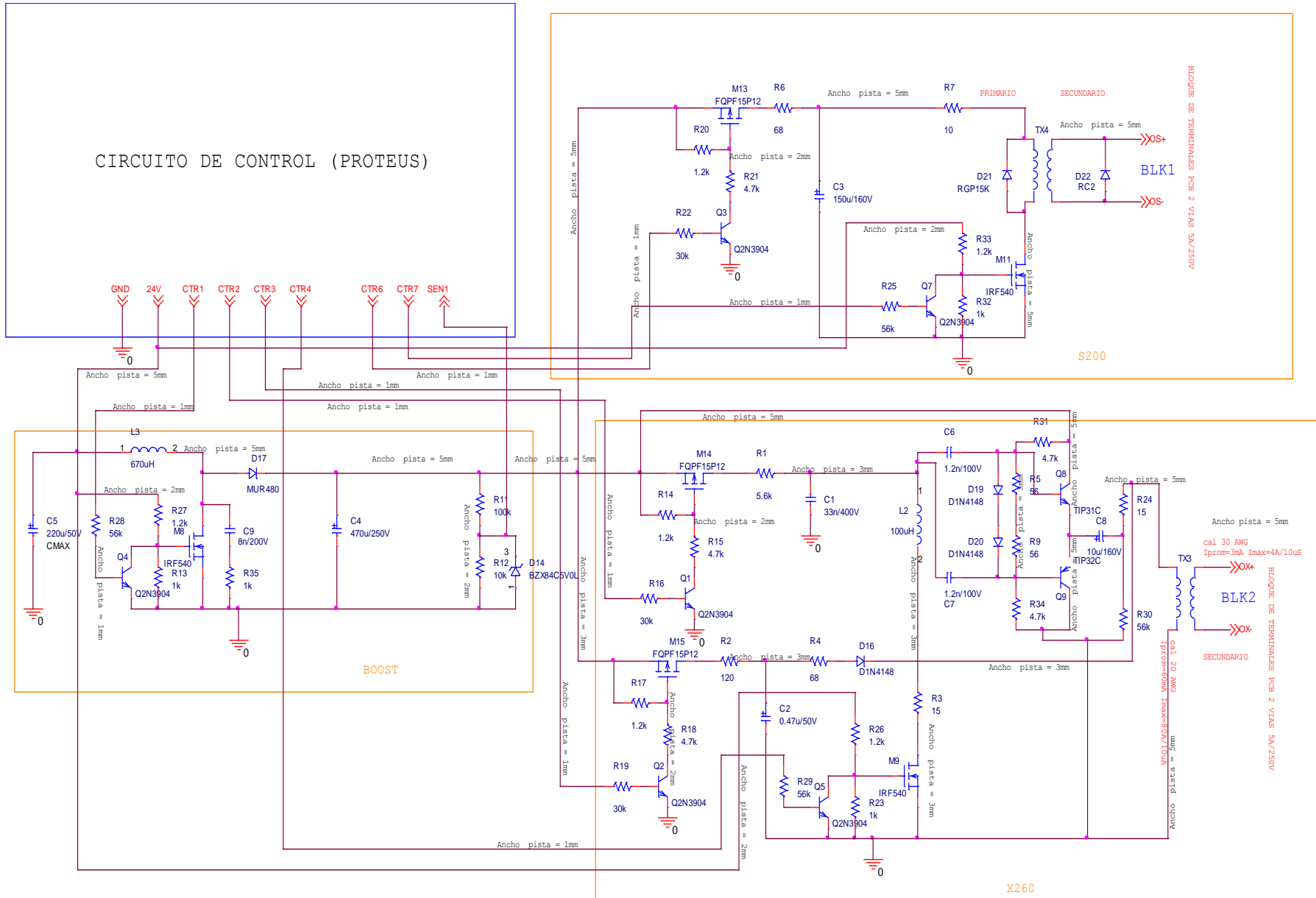
- [23 Taser International. (2007, Mar.) Neuromuscular Incapacitation (NMI). [Online].
] <http://www.taser.com/research/technology/Pages/NeuromuscularIncapacitation.aspx>
- [24 Mark W. Kroll & Jeffrey D. Ho, *TASER Conducted Electrical Weapons: Physiology, Pathology, and Law*, 1st ed., Mark W. Kroll & Jeffrey D. Ho, Ed. New York, USA: Springer, 2009.
- [25 International Electrotechnical Commission, IEC 61000-4-12, 2006, recuperada
] de :www.lisungroup.com.
- [26 Dorin Panescu, "Emerging Technologies: design and medical safety of neuromuscular incapacitation devices," *IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY MAGAZINE*, vol. 0739, no. 7, p. 11, Sep. 2007.
- [27 Tim P DeMonte & Dinghui Wang & Michael L. G. Joy, "In-vivo Measurement of Relationship between Applied Current Amplitude and Current Density Magnitude from 10 mA to 110 mA," in *Annual International Conference of the IEEE EMBS*, Minneapolis, Minnesota, USA, 2009, p. 4.
- [28 Robert. Stracbucker & Rebecca Roeder & Max Nerheim, "Cardiac Safety of High Voltage TASER X26 Waveform," in *25'Annual Intemational Conference of the IEEE EMBS*, Cancun, Mexico, 2003, p. 3262.
- [29 James D. Sweeney, "Theoretical Comparisons of Nerve and Muscle Activation By Neuromuscular Incapacitation Devices," in *31st Annual International Conference of the IEEE EMBS*, Minneapolis, Minnesota, USA, 2009, p. 3.
- [30 David Dawson & and Andy Adler Peyman Rahmati, "Towards a portable, memory-efficient test system for conducted energy weapons," *IEEE CCECE*, vol. 978, no. 11, p. 5, Sep. 2011.
- [31 Noshirwan K. Medora & Gary T. Yamaguchi & Ashish Arora, "Conducting High Frequency Electrical Measurements Case Study using a TASER M18 Device," *IEEE Spectrum*, p. 6, 2010.
- [32 (2007) www.stingersystems.com. [Online].
] http://www.sarco.fi/index/images/stories/safety/s-200_specs.pdf
- [33 Jack E. Bridges, "NEW DEVELOPMENTS IN ELECTRICAL SHOCK

-] SAFETY," *IEEE*, vol. 94, no. 4, p. 4, 1994.
- [34 Stevenson WG, "Ventricular arrhythmias," in *Goldman's Cecil Medicine*.
] Philadelphia: Elsevier Saunders, 2011, vol. 24, ch. 65.
- [35 Doug Dorr, & Krish Gomaton Peter E. Sutherland, "Response to Electrical
] Stimuli," *IEEE INDUSTRY APPLICATIONS MAGAZINE*, vol. 1077, no. 9, p. 9,
Junio 2009.
- [36 J.-Y. Wu, R. Abdallah, and J.G. Webster H. Sun, "Electromuscular
] incapacitating device safety," *IFMBE*, vol. 11, no. 1, 2005.
- [37 Mark W. Kroll & Dorin Panescu & Matthew Carver & Ryan M. Kroll & Andrew
] F. Hinz, "Cardiac Effects of Varying Pulse Charge and Polarity of TASER®
Conducted Electrical Weapons," in *31st Annual International Conference of the
IEEE EMBS*, Minneapolis, Minnesota, USA, 2009, p. 3198.
- [38 "Review of Taser Policy, Training, and Monitoring and Review Practices,"
] Crime and Misconduct Commission, Queensland, 2009.
- [39 Office of the Inspector General, "Review of the Department of Justice's Use of
] Less-Lethal Weapons," U.S. Department of Justice. Evaluation and Inspections
Division, Washington, I-2009-003, 2009.
- [40 "Informe 4/11 Armas incapacitantes: EL TASER," Asociación Profesional de
] policias, Madrid, G-47.663.349 , 2011.
- [41 "Criterios para empleo de armas no letales," Policia Nacional, Bogotá, 2009.
]
- [42 Grupo Social y Empresarial de la Defensa, "Armas no letales,"
] Superintendencia de Vigilancia y Seguridad Privada, Bogotá, 2010.
- [43 International Electrotechnical commission. (2006, Sep.) IEC 61000-4-12.
] [Online]. www.lisungroup.com
- [44 Malvino Albert Paul, *Principios de electrónica*, 6th ed., Esmeralda Mora, Ed.
] Madrid, España: Mc Graw Hill, 1999.
- [45 Daniel W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Isabel Capella, Ed. Madrid, España:

-] Prentice-Hall, 2001.
- [46 Esquiroz Luis & Alvarez Constantina, *Electronica de Potencia: Dispositivos*.
] Oviedo, España: Universidad de Oviedo.
- [47 Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia*, 2nd ed., Luis Gerardo
] Cedeño, Ed. Naucalpan, Mexico: Prentice HALL, 1993.
- [48 Mohan Ned, *Power Electronics A firts course*, 5th ed., Dan Saire, Ed.
] Mineapolis, USA: Wiley, 2012.
- [49 Billings Keith & Morey Taylor, *Switchmode Power Supply Handbook*, 3rd ed.
] New York, USA: McGrawHill, 2011.
- [50 Morales Juan Ignacio, "Análisis de Topologías de Redes Snubber para
] Transistores de Potencia en Fuentes Conmutadas," Universidad Tecnológica
Nacional, Facultad Regional Córdoba, Cordoba, 9541-069/10, 2010.
- [51 (2014, Octubre) Corporación Amidon. [Online]. <http://www.amidoncorp.com/>
]
- [52 Garcia Breijo Eduardo, *Compilador C CCS y simulador proteus*, primera ed.
] Barcelona, España: Alfaomega, 2008.

ANEXO 1

ESQUEMATICO GENERAL



ANEXO 2

CODIGO DE CONTROL

```

#include <16f873a.h>
#define adc=10
#define fuses XT,NOWDT
#define use delay(clock=4000000)
#define byte puerto_a=0x05
#define byte puerto_b=0x06
#define byte puerto_c=0x07
#include <LCD.C>
int16 valor;
int16 valor1;
int16 valor2_X;
int16 valor2_S;
#define int_ad
void ad_int(){ //funcion de interrupcion ad
valor=read_adc(); // valor de fuente analogica
}
void main()
{
int16 p;
int ONDA; //0=X26 1=S200
float VMAX;
float QMAX;
float TMAX;
p=0x4C;
valor1=0x009F;
setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,39,1); //PR2=224, Tpwm=225us
setup_ccp1(CCP_PWM); //CCP1 en modo PWM
lcd_init();
lcd_putc("\f");
lcd_gotoxy(1,1);
printf(lcd_putc,"BIENVENIDO");
delay_ms(500);
ONDA=1;
set_pwm1_duty(valor1); // Ajuste inicial del Duty mínimo en PWM
set_tris_b(0x08); //pin RB3 como entrada
set_tris_c(0x01); //pin RC0 como entrada
set_tris_a(0x34); //pines RA2 RA4 y RA5 como entrada
puerto_b=0;
puerto_c=0;
setup_adc_ports(AN0_AN1_AN3); //habilita RA0, RA1 Y RA3 analógicos
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_8); //RELOJ: TAD=8Tosc
do{ //INICIO BUCLE GENERAL
disable_interrupts(global);
lcd_putc("\f");
lcd_gotoxy(1,1);
if (bit_test(puerto_a,2)==1)
{ONDA=1;
printf(lcd_putc,"ONDA: X26");
}
else if (bit_test(puerto_a,4)==1)
{ONDA=2;
printf(lcd_putc,"ONDA: S200");
}
else if (bit_test(puerto_c,0)==1)

```

```

    {ONDA=3;
    printf(lcd_putc,"ONDA: RING");
    }
else
    {ONDA=4;
    printf(lcd_putc,"ONDA: RC");
    }
delay_ms(1000);
set_adc_channel(0);          //canal 0
delay_us(20);               //retardo tiempo de adquisición
p=read_adc();               //lee valor máximo de voltaje a aplicar
VMAX=1200.0*p/1024.0;       //convierte a tensión
lcd_putc("\f");
lcd_gotoxy(1,1);
printf(lcd_putc,"VMAX=%1.1fv", VMAX);
valor1=0x009F-p/0x001A;
set_pwm1_duty(valor1);     // Ajuste valor del PWM definido por el usuario
set_adc_channel(1);        //canal 1
delay_us(20);              //retardo tiempo de adquisición
p=read_adc();              //lee valor máximo de tiempo de exposición
TMAX=5.0*p/1024.0;         //convierte a tiempo
lcd_gotoxy(1,2);
printf(lcd_putc,"TMAX=%1.2fseg",TMAX);
valor2_X=0x0001+p/0x0038;   //# repeticiones para X26
valor2_S=0x0001+p/0x0030;   //# repeticiones para S200
delay_ms(500);
lcd_putc("\f");
lcd_gotoxy(1,2);
printf(lcd_putc,"REP = %4ld",valor2_X);
delay_ms(1000);
} while (bit_test(puerto_b,3)==0); //orden de disparo
switch(ONDA) //selecciona tipo de onda
{
    case 1:    //Onda X 26
        do{
            bit_set(puerto_c,7);    //deshabilita bobina RC7 cambiada de clear a set
            delay_us(10);
            bit_set(puerto_c,6);    //carga C1
            delay_ms(2);
            bit_clear(puerto_c,6);  //descarga de C1
            delay_us(29);           //t para evitar ruido en MOSFET
            bit_set(puerto_c,5);    //activar carga de C2
            delay_us(1);           //t para evitar ruido en MOSFET
            bit_clear(puerto_c,7);  //habilita bobina
            delay_us(20);
            bit_clear(puerto_c,5);  //descargar C2
            delay_ms(52);
            valor2_X--;
        }
        while(valor2_X!=0);
        break;
    case 2:    //ONDA S-200
        do
        {

```

```

bit_set(puerto_c,1); //Activar carga de C
bit_set(puerto_c,3); //desactiva T
delay_ms(51);
bit_clear(puerto_c,1); //descarga de C
delay_us(30); // retardo T desactivacion del MOSFET
bit_clear(puerto_c,3); // transferir a T
delay_us(8);
bit_set(puerto_c,3); //T1
delay_us(10);
bit_clear(puerto_c,3); //T2
delay_us(10);
bit_set(puerto_c,3); //T3
delay_us(10);
bit_clear(puerto_c,3); //T4
delay_us(15);
bit_set(puerto_c,3); //T5
delay_us(23);
bit_clear(puerto_c,3); //T6
delay_us(15);
bit_set(puerto_c,3); //T7
delay_us(31);
bit_clear(puerto_c,3); //T8
delay_us(18);
bit_set(puerto_c,3); //T9
delay_us(41);
bit_clear(puerto_c,3); //T10
delay_us(23);
bit_set(puerto_c,3); //T11
bit_clear(puerto_c,3);
}
while(true);
break;

case 3: //Onda RING
do{
bit_set(puerto_c,7); //deshabilita bobina
delay_us(10);
bit_set(puerto_c,6); //carga C1
delay_ms(2);
bit_clear(puerto_c,6); //descarga de C1
delay_us(30); //t para evitar ruido en MOSFET
bit_clear(puerto_c,7); //habilita bobina
delay_ms(52);
}
while(TRUE);
break;

case 4: //Onda RC
do{
bit_set(puerto_c,5); //activar carga de C2
delay_us(20);
bit_clear(puerto_c,5); //descargar C2
delay_ms(52);
}

```

```
    while(TRUE);  
    break;  
}  
delay_ms(200);  
lcd_putc('\f');  
do {  
    lcd_gotoxy(1,1);  
    printf(lcd_putc,"FIN");  
} while (TRUE);  
}
```

ANEXO 3

ASPECTO FINAL DE LA TARJETA

