



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONTADOR
GAMMA PARA RADIOINMUNOANÁLISIS**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A :

HERNÁNDEZ SALAIS JUAN

DIRECTOR DE TESIS:

DR. RAFAEL MARTÍNEZ LUGO

CODIRECTOR DE TESIS:

ING. ALEJANDRO SOSA FUENTES



MÉXICO, D.F.

MAYO, 2005

m. 345179



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.
NOMBRE: JUAN HERNANDEZ
SALDÍS
FECHA: 02-JUNIO-2005
FIRMA: [Firma]

AGRADECIMIENTOS

El autor desea agradecer a:

Dios, por toda su bondad.

Mis hermanos: Luis, Reinaldo, Lidia†, Antonio, Abdón, Alberto, Elizabeth
y Blanca, por todo su cariño y apoyo.

Mi esposa: Graciela González Guijosa, por darme lo mejor de mi vida.

Mis familiares y amigos, por que siempre han estado con migo.

El Dr. Rafael Martínez Lugo, por ser un buen maestro.

La U.N.A.M., por todo lo que ha significado en mi desarrollo profesional.

La Facultad de Ingeniería, por haberme dado el placer de formarme en sus aulas.

Mis profesores, por compartir sus conocimiento y experiencias.

MIYMSA, y a todas las personas que ahí laboran, por su apoyo y ayuda.

Mil gracias.

Con dedicatoria especial para:

Mi madre Manuela Aurora Salais Hernández

*Con todo mi amor y respeto al
ser que más me ha dado y enseñado; por su valor y fortaleza.*

Mis hijas Sofía Aurora y Laura

Las amo, hasta el infinito y mas allá.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
1. FUNDAMENTOS DE FÍSICA NUCLEAR	5
1.1 Introducción	5
1.2 Estabilidad nuclear	6
1.3 Características de los diferentes tipos de radiación	7
1.4 El Radioinmunoanálisis (RIA)	9
1.5 Esquema de decaimiento del I-125	11
2. DETECTORES NUCLEARES	13
2.1 Introducción	13
2.2 Tipos de centelladores orgánicos	14
2.2.1 Cristal orgánico puro	14
2.2.2 Solución de orgánicos en líquidos	14
2.2.3 Centelladores plásticos	15
2.2.4 Centelladores orgánicos cargados	15
2.3 Tipos de centelladores inorgánicos	16
2.3.1 CsI(Tl), CsI(Na)	16

2.3.2 ZnS(Ag)	17
2.3.3 CaF ₂ (Eu)	17
2.3.4 Bi ₄ Ge ₃ O ₂	17
2.3.5 NaI(Tl)	18
2.4 Centelladores gaseosos	19
2.5 Interacción de los rayos gamma con la materia	20
2.6 Respuesta del NaI(Tl) a rayos gamma	23
2.6.1 Función de respuesta	23
2.6.2 Linealidad	23
2.6.3 Eficiencia de detección	24
2.6.3.1 Formas del cristal	25
2.7 El tubo fotomultiplicador (TFM)	26
2.7.1 El fotocátodo	29
2.7.1.1 El proceso de fotoemisión	29
2.7.1.2 Eficiencia cuántica	29
2.7.2 Multiplicación de electrones	30
2.7.2.1 Etapas de multiplicación	31
2.7.3 Características del tubo fotomultiplicador	32

2.7.3.2 Linealidad	32
2.8 Determinación de la corriente en el ánodo en el proceso de detección.	33
2.9 EL divisor de voltaje	37
3. DESARROLLO DE LA ETAPA DE AMPLIFICACIÓN Y	
CONFORMACIÓN DE PULSOS	41
3.1 Introducción	41
3.2 Análisis del pulso de centelleo	41
3.3 Análisis de la función de transferencia $V_0 \Rightarrow V_i$	49
3.4 El preamplificador	49
3.4.1 Introducción	49
3.4.2 Análisis del circuito propuesto para el preamplificador	50
3.5 El amplificador de pulsos	54
3.5.1 Análisis de la señal	55
3.5.2 Análisis del circuito de amplificación propuesto	57
4. DESARROLLO DE UN ANALIZADOR MONOCANAL Y UN	
CONTADOR DIGITAL	59
4.1 Introducción	59
4.2 El circuito monocanal	59

4.3 El circuito de control	69
4.4 Circuito de conteo y despliegue de información	74
5. DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS AUXILIARES	77
5.1 Introducción	77
5.2 Fuente de alto voltaje	77
5.3 Fuente de bajo voltaje	82
6. PRUEBAS Y RESULTADOS	86
6.1 Introducción	86
6.2 La fuente de bajo voltaje	86
6.3 El divisor de voltaje	87
6.4 La fuente de alto voltaje	89
6.5 El preamplificador	92
6.6 El amplificador	97
6.7 El analizador monocanal	99
6.8 El circuito de control y el de despliegue de información	101
6.9 El sistema prototipo	101
CONCLUSIONES	107
GLOSARIO	108

APÉNDICE A: MANUAL DE OPERACIÓN DEL SISTEMA I

APÉNDICE B: HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LOS
COMPONENTES UTILIZADOS A

REFERENCIAS

BIBLIOGRAFÍA.

Introducción

El uso de fuentes de radiación ionizante se ha extendido a muy diversas áreas de la vida cotidiana como la medicina, la investigación y la enseñanza, pero, en este caso, el punto de interés es una técnica analítica y en especial el Radioinmunoensayo, comúnmente denominado RIA.

En la década de 1950 se desarrolló un método de análisis denominado RIA, el cual resultó de gran impacto en la subsiguiente proliferación del inmunoanálisis.

En el proceso de Radioinmunoanálisis es indispensable contar con un detector de rayos gamma, para de esta forma conocer el número de emisiones gamma que se desprenderán de ciertas pruebas realizadas. Estos detectores se encuentran dentro de un sistema mediante el cual es posible obtener una lectura digital a partir de un valor analógico proveniente de las emisiones que interactúan en el detector. Algunos de estos sistemas se encuentran funcionando en importantes hospitales en la república mexicana. Debido a la alta demanda de la técnica de RIA que existe en estos centros, resulta necesario la adquisición de equipos importados, sofisticados y por consiguiente costosos.

La importancia de este tipo de dispositivos que coadyuvan con los análisis de RIA, radica en la necesidad de conocer rápida y confiablemente los resultados necesarios para la prevención o combate de enfermedades como la anemia.

También es posible determinar si el paciente podrá ser tratado con quimioterapia o radioterapia en caso de ser necesario; asimismo existe la posibilidad de determinar por medio de un análisis de líquido amniótico de una mujer en cinta si existe algún tipo de retraso mental en el feto, el TSH (Hormona Estimulante de Tiroides) neonatal para detectar el hipotiroidismo congénito, e incluso si se pudiese eliminar este problema con un tratamiento adecuado proporcionado a tiempo.

Es importante hacer énfasis en los argumentos anteriores, ya que son la justificación de porque el RIA es considerado muy útil y en algunos casos necesario, el problema

es que los dispositivos empleados para estos análisis se encuentran exclusivamente en los laboratorios u hospitales de las principales ciudades.

Es por esto que se pensó en diseñar un sistema para RIA que cumpla con los requisitos para este tipo de análisis y que además cuente con algunos beneficios extras para la sociedad en general. Los principales requisitos a seguir son:

- Tener un bajo costo.
- Alto porcentaje de integración nacional.
- Fácil de transportar.
- Mantenimiento rápido y económico.

Cumpliendo con todas estas características sería posible que algunos laboratorios de la Republica Mexicana cuya infraestructura no sea elevada, tengan la posibilidad de acceder a este equipo que ayude al bienestar de la comunidad en general, eliminando el problema de tener que realizar viajes costosos hacia ciudades que posean esta tecnología. De igual forma se aumentaría la probabilidad de detectar los problemas antes mencionados con una anticipación que puede ser la diferencia entre una curación o prevención rápida y oportuna, y una enfermedad en estado avanzado.

Los puntos antes mencionados son las bases en las que se sustenta el desarrollo de este sistema de Radioinmunoanálisis, apoyándose en los objetivos principales que son: Minimizar en lo posible los costos utilizando componentes fáciles de hallarse en el mercado nacional, y que sea fácil de transportar para que pueda llevarse prácticamente a cualquier poblado.

En la figura A, se muestra un diagrama a bloques del sistema desarrollado en el presente trabajo, el cual es descrito en capítulos de la siguiente manera.

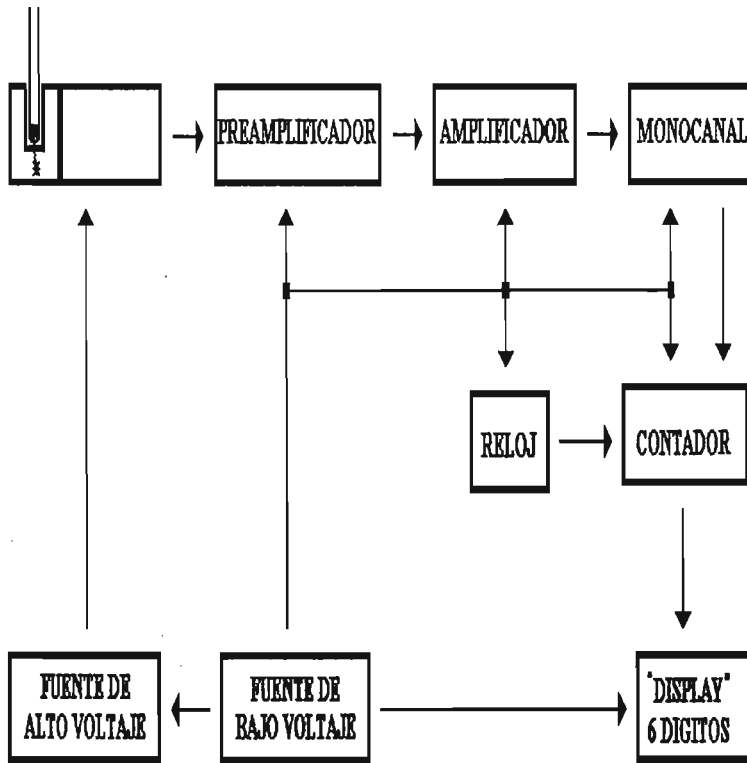


Figura A. Diagrama a bloques del contador gamma para Radioinmunoanálisis.

En el capítulo I, se presentan los fundamentos de física nuclear necesarios para familiarizarse con los términos acerca de la radiación, sus tipos y características, así como las de los radionúclidos que se utilizan en la técnica del Radioinmunoanálisis (RIA) y de los elementos que se involucran en la misma.

En el capítulo II se mencionarán los diferentes tipos de detectores nucleares, así como de sus propiedades, haciendo énfasis en el detector de yoduro de sodio activado con talio NaI(Tl), para la detección de rayos gamma. También se detallan las principales características y las partes de las que consiste el tubo fotomultiplicador (TFM), el cual es un dispositivo transductor del centelleo luminoso en el detector a un pulso eléctrico en el ánodo.

En los capítulos III al V, se presenta el diseño de los circuitos electrónicos para el manejo de la señal, desde su conformación y normalización hasta el despliegue en cuentas por unidad de tiempo (cpm), en una pantalla.

En el capítulo VI se presentan las pruebas y resultados obtenidos en el diseño y construcción del presente proyecto.

Capítulo 1

FUNDAMENTOS DE FÍSICA NUCLEAR

1.1.- INTRODUCCIÓN.

El concepto de radiactividad es relativamente nuevo en el campo de la Física. Desde tiempos muy remotos se ha conocido este fenómeno por algunas de sus más evidentes manifestaciones, pero en general todo lo relativo a éste era algo extraño hasta que se empezó a estudiar científicamente a finales del siglo antepasado trabajando con compuestos de uranio. En 1896 Becquerel demostró que un compuesto que tuviera uranio, era capaz de ennegrecer o velar una placa de película fotográfica envuelta en papel opaco; este efecto era similar al que se producía cuando una película del mismo tipo se exponía a los rayos X descubiertos en 1895 por Roentgen; así, Becquerel concluyó que el uranio emitía esta radiación. Posteriormente también demostró que debido a esta emisión de radiación el aire se ionizaba en los alrededores cercanos al uranio. En 1898, Marie Curie le dió el nombre de radiactividad a éste fenómeno, con el que es conocido actualmente. A partir de entonces los estudios han avanzado aceleradamente; por ejemplo, en 1903 Rutherford demostró que existían tres tipos de emisiones radiactivas que son las alfa, beta y gamma.

En la actualidad, sabemos que los elementos radiactivos son aquellos cuyos núcleos emiten partículas subatómicas o radiación electromagnética. Existen elementos radiactivos naturales, siendo el uranio el más conocido por su utilidad en la generación de energía eléctrica; muchos otros elementos radiactivos son creados artificialmente por medio de reacciones nucleares como es el caso del plutonio que se produce en cantidades relativamente grandes debido a la operación de reactores nucleares.

Los beneficios de la radiactividad se extienden a muchas áreas, y en la salud se tiene bastante aplicación como lo es en la medicina nuclear y especialmente para el presente trabajo en los estudios de laboratorio con el Radioinmunoanálisis.

1.2.- ESTABILIDAD NUCLEAR.

El átomo está constituido por un núcleo formado de neutrones y protones y por electrones orbitales; el número másico (A) y el número atómico (Z), describen los números de estos componentes atómicos. Existen 92 elementos químicos naturales con números atómicos que varían de 1 a 92. Las masas atómicas son números aproximadamente enteros que crecen casi en proporción con los números atómicos. La mayoría de los elementos tienen varios isótopos con masas que difieren entre sí por una o más unidades de masa. La naturaleza entera de los incrementos, tanto en el número atómico como en el número másico en la tabla periódica, sugiere que el núcleo mismo es un agregado de partículas (protones y neutrones) que tienen aproximadamente una unidad de masa cada uno.

La radiactividad natural se refiere al proceso por el cual los núcleos decaen o se desintegran espontáneamente mediante transiciones entre niveles discretos hasta que alcanzan un estado estable. Los núcleos radiactivos son inestables, ya que sufren transformaciones espontáneas por lo cual pierden energía; el fenómeno es explicado considerando que, como en el núcleo del átomo están concentrados los protones cuya carga es positiva, existen fuerzas de repulsión sumamente grandes entre los protones; para compensar estas fuerzas, existen otras fuerzas nucleares que mantienen unido al núcleo: en los núcleos radiactivos sucede que las fuerzas eléctricas superan a las fuerzas nucleares y tales núcleos poseen una energía potencial que puede ser liberada en cualquier momento. Cuando esta energía es liberada, emiten partículas o radiaciones electromagnéticas, y el núcleo puede alcanzar su estabilidad.

El proceso por el cual el núcleo emite partículas o radiación electromagnética es conocido como decaimiento radiactivo. Esta emisión de partículas provoca que el elemento original se convierta en un núcleo de otro elemento o en un isótopo que puede ser radiactivo o no; en este caso el núcleo original pierde masa. Cuando hay emisión de radiación electromagnética el núcleo decae, pierde energía únicamente y no se convierte en otro elemento. Esta degradación es aleatoria y no depende de

factores comunes como el estado de agregación del material radiactivo o de cambio de condiciones físicas como presión o temperatura.

A manera de resumen, puede establecerse que la estabilidad nuclear depende de la combinación y el arreglo de los neutrones y protones en un núcleo dado; si esa combinación no cae dentro de un arreglo estable, entonces, el núcleo es inestable, lo cual es una forma de decir que el núcleo es radiactivo. Un núcleo inestable tiende a alcanzar su estabilidad variando su configuración o la relación neutrón - protón $= n : p$, por medio de una desintegración espontánea cuando menos (decaimiento radiactivo).

1.3.- CARACTERÍSTICAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE RADIACIÓN.

La radiación se ha definido como la emisión y propagación de energía a través del espacio o un medio material, y para su estudio la podemos dividir en dos grupos: radiación de partículas (corpúscular) y radiación electromagnética. La radiación de partículas comprende a la radiación alfa (α), la radiación beta (β) y los neutrones, y la radiación electromagnética comprende a la radiación gamma (γ) y a los rayos X.

Existen tres tipos de radiaciones emitidas por sustancias radiactivas a las cuales se les asignaron los nombres de radiaciones α , β y γ , en base a su poder de penetración creciente y a su poder de ionización decreciente respectivamente. Los rayos alfa son detenidos por unas hojas de papel, produciendo una ionización alta de los átomos o moléculas del material en que inciden. Los rayos beta requieren varias hojas de papel aluminio o varios metros de aire para ser detenidos por completo, y su poder de ionización es intermedio. En contraste, los rayos gamma son tales que una fracción de los mismos siempre atraviesan cualquier espesor del absorbente, inclusive plomo y producen una ionización baja.

Los rayos alfa son identificados como núcleos de helio y son emitidos con energías típicas del orden de 5 MeV, y que viajan aproximadamente a $C/20$, donde C es la velocidad de la luz.

La radiación beta se ha identificado como partículas tanto con carga negativa β^- como con carga positiva β^+ , y viajando a velocidades cercanas a la velocidad de la luz.

Los rayos gamma son radiaciones electromagnéticas de la misma naturaleza que la luz (infrarroja, visible, ultravioleta) y los rayos X.

En la figura 1.1 se muestran los llamados espectros de energía de las radiaciones respectivas.

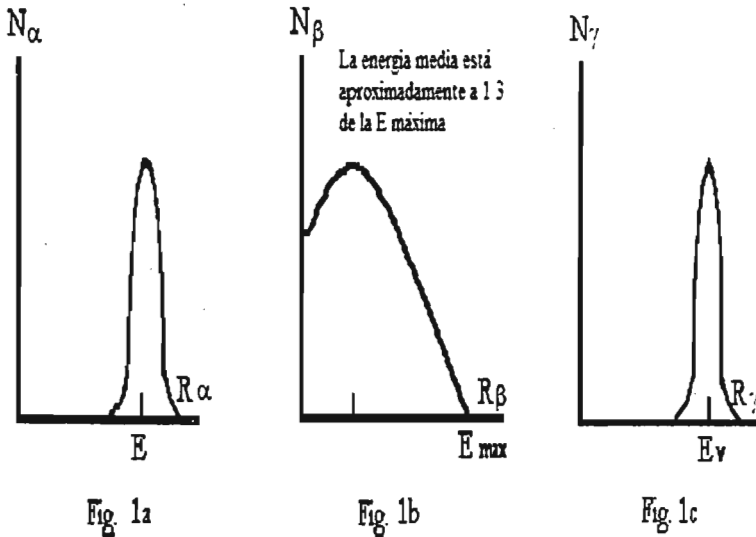


Figura 1.1. Espectros de energía de las radiaciones α , β y γ , respectivamente.

Estos espectros muestran la distribución de energías de los rayos emitidos por una sustancia radiactiva, tomando la energía en el eje de las abscisas y el número de rayos para cada energía en el eje de las ordenadas. Los espectros de rayos alfa y rayos gamma se dice que son monoenergéticos porque todos los rayos α o γ emitidos por núcleos del mismo tipo tienen la misma energía. En contraste, el espectro de rayos β se dice que es continuo porque los rayos beta emitidos por núcleos del mismo tipo tienen diferentes energías.

La unidad tradicional para medir la energía de radiación es el electrón volt (eV), y se define como la energía cinética ganada por el electrón por su aceleración a través de una diferencia de potencial de un volt

1.4.- EL RADIOINMUNOANÁLISIS (RIA).[1]

El Radioinmunoanálisis (RIA) se inició hace casi cuarenta años como un método altamente sofisticado. En la actualidad el RIA es un proceso de rutina en la mayoría de los laboratorios, tanto de investigación como de prestación de servicios, en diversas áreas de la biomedicina. Su aplicación como método altamente sensible y específico, ha favorecido el avance importante que en la última década ha tenido la endocrinología y la oncología, ya que mediante el uso del Radioinmunoanálisis se ha podido determinar la concentración de gran número de sustancias como son: vitaminas, productos de células cancerosas, hormonas, etc. Su potencialidad y usos son muy altos, pudiéndose desarrollar un RIA, de casi cualquier sustancia, que por sus características sea capaz de provocar una respuesta inmune.

El Radioinmunoensayo toma este nombre de las características de la técnica: inmuno, nos indica que lo que se va a realizar es una reacción antígeno-anticuerpo, lo cual le va a proporcionar una gran especificidad al método. Radio, nos indica que uno de estos dos componentes (antígeno ó anticuerpo) se marcan con un isótopo radiactivo, el cual nos sirve como trazador y es el que le proporciona al método una gran sensibilidad, es decir, el rango dentro del cual podemos determinar la concentración es de nanogramos por mililitro (ng/ml) y picogramos por mililitro (pg/ml). Para medir la radioactividad se hace necesario un contador tipo pozo para radiaciones gamma.

Los componentes de un RIA son tres:

- Anticuerpo.
- Antígeno (analito).

- Antígeno marcado.

El antígeno radio marcado es simplemente un antígeno altamente purificado conteniendo uno o más átomos del radionúclido. Este puede ser idéntico al estándar o analito que está siendo medido, pero no es absolutamente necesario. El único requerimiento es que el antígeno marcado posea la misma inmunoreactividad que el estándar y el analito a medir.

Los fundamentos del RIA, componentes y resultados se muestran en la figura 1.2.

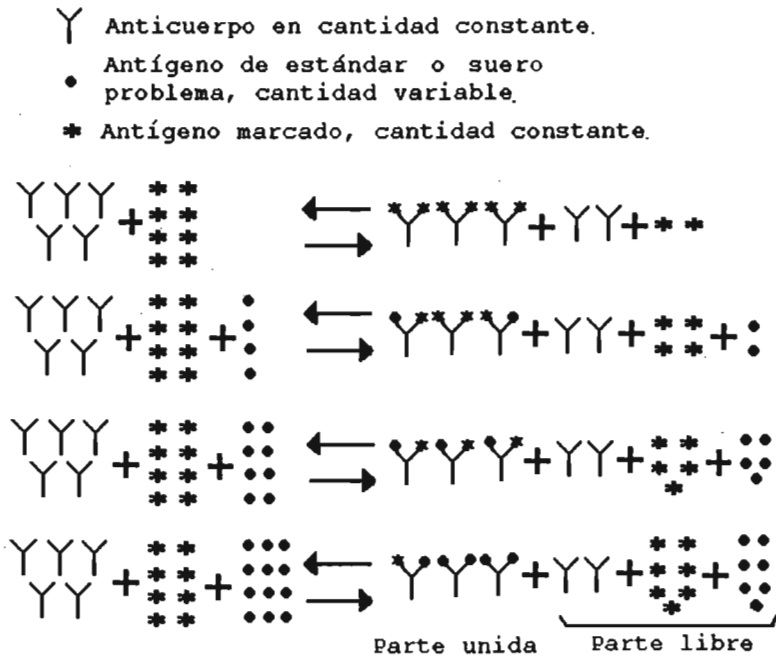


Figura 1.2. Fundamentos del RIA.

Las características que debe tener el marcador ideal son: emisor gamma puro, alta eficiencia para su conteo, tiempo de vida media razonable, que pueda unirse fácilmente al antígeno y que tenga bajo riesgo radiológico.

Hoy en día el yodo 125 (I-125), es el principal radionúclido utilizado como marcador en más del 90% de los ensayos. Es un emisor gamma puro, con una vida media de 60 días que es suficiente para su uso y no grande para evitar riesgos radiológicos por permanencia en el organismo, al igual que por su emisión de baja energía, que es 27 KeV. Es químicamente muy reactivo y puede ser incorporado a muchos tipos de moléculas.

El cobalto 57 (Co-57), se utiliza para cuantificar vitamina B-12, es un emisor gamma puro, tiene una vida media de 270.5 días y una energía de 122 KeV. Su desventaja radica en que no se une fácilmente a otro tipo de moléculas.

El procedimiento del RIA, involucra la adición de las tres sustancias en un tubo de ensayo para un estándar determinado. Al final del proceso químico queda únicamente en el tubo, la parte unida como se muestra en la figura 1.2, que se analiza en un contador de radiaciones gamma, para la cuantificación de los antígenos o analitos marcados con el radioisótopo que estuvieron presentes para unirse con los anticuerpos. El conteo es un valor numérico, el cual se emplea en una serie de algoritmos matemáticos para poder obtener el valor final de la prueba.

1.5.- ESQUEMA DE DECAIMIENTO DEL I-125.[1]

El I-125 decae en Te-125 estable por captura electrónica (fig. 1.3). En este proceso, el núcleo del átomo captura un electrón de sus orbitas más cercanas, emitiendo un rayo gamma de 27 KeV. En el reajuste del átomo se libera un rayo X, Te_x, de 27.5 KeV.

Un detector de radiación gamma no distingue entre dos energías tan cercanas entre sí, así que el espectro de la altura de pulso muestra un simple fotopico centrado entre 28 y 29 KeV. También se exhibe un segundo fotopico entre los 50 y 60 KeV, llamado pico suma. Esto se debe a que en el decaimiento del I-125 se produce un gran número de pares de fotones coincidentes (un gamma y un X), esto es, un átomo emite dos fotones dentro del tiempo de resolución del detector. Un detector de alta eficiencia puede frecuentemente detectar los dos fotones y registrarlos como un

simple evento con una altura de pulso equivalente a la suma de las energías de los dos fotones (un rayo gamma + un rayo X ó la suma de dos rayos X, la combinación exacta es compleja y queda fuera del presente trabajo) causando que una fracción significativa del decaimiento del I-125 sea contada en el pico suma.

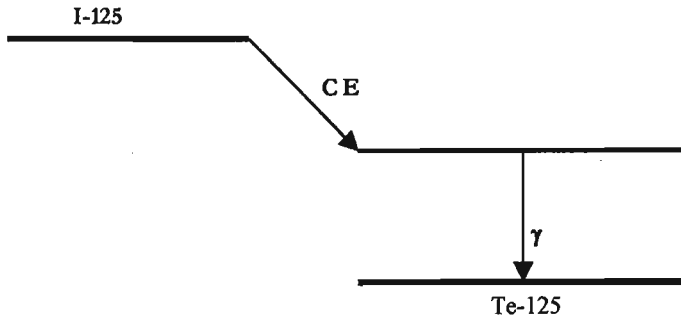


Figura 1.3. Esquema de decaimiento del I-125.

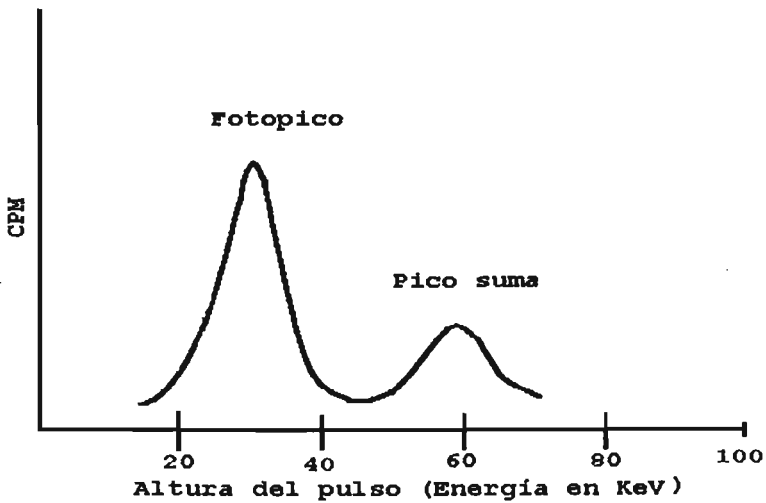


Figura 1.4. Espectro de la altura de pulso del I-125.

Capítulo 2

DETECTORES NUCLEARES.[2]

2.1.- INTRODUCCIÓN.

La detección de radiación ionizante por el centelleo de luz producida por ciertos materiales, es una de las técnicas más antiguas registradas. El proceso de centelleo es uno de los métodos más usados para la detección y espectroscopia de radiación nuclear.

El material ideal de centelleo debe poseer las siguientes propiedades:

- Debe convertir la energía proveniente de la radiación nuclear en luz detectable con una alta eficiencia de conversión.
- Esta conversión debe ser lineal: la intensidad de luz debe ser proporcional a la energía depositada en el detector.
- El medio debe ser transparente a la longitud de onda de su emisión para una buena transmisión de luz.
- El tiempo de decaimiento de la luminiscencia inducida debe ser corto.
- El material debe ser de buena calidad óptica y sujeto a manufacturas en tamaños suficientemente grandes para ser de interés como detector práctico.
- Su índice de refracción debe ser cercano al del vidrio (~1.5) para permitir la transmisión eficiente de la luz de centelleo al tubo fotomultiplicador.

Ningún material cumple simultáneamente con todas las características, por lo tanto, la elección de uno en especial es un compromiso entre éstos y otros factores. Entre los centelladores que se emplean más ampliamente, se incluyen:

de los materiales inorgánicos, el Yoduro de Sodio es el favorito, y de los orgánicos los basados en líquidos y plásticos.

Los inorgánicos tienen una mejor eficiencia en la producción de luz y buena linealidad, pero, son relativamente lentos en su tiempo de respuesta. Los centelladores orgánicos son más rápidos pero dan una menor intensidad en su emisión de salida. El alto valor en su número atómico (Z) de la composición y alta densidad del cristal inorgánico favorece su elección para la espectroscopia de rayos gamma, por el contrario, los orgánicos son frecuentemente preferidos para la espectroscopia beta y detección de neutrones rápidos.

2.2- TIPOS DE CENTELLADORES ORGÁNICOS.

2.2.1.- CRISTAL ORGÁNICO PURO.

Dos materiales han ganado gran popularidad como centelladores de cristales orgánicos puros: El antraceno es uno de los más usados para este propósito, se distingue por tener una mayor eficiencia de centelleo (alta intensidad de luz por unidad de energía) que cualquier centellador orgánico. El estilbena, tiene baja eficiencia de centelleo, pero es preferido en aquellas situaciones en que la discriminación por forma de pulsos es usada para distinguir entre centelleo inducido por partículas cargadas pesadas y electrones. Ambos materiales son relativamente frágiles y difíciles de obtener en tamaños grandes.

2.2.2.- SOLUCIÓN DE ORGÁNICOS EN LÍQUIDOS.

Una categoría de centelladores útiles se produce por disolución de un centellador orgánico en un solvente apropiado. Un tercer componente en algunas veces se adiciona como un cambiador de longitud de onda para adecuar la respuesta al sensor de luz.

Los centelladores líquidos son también ampliamente aplicados para cuantificar muestras disueltas como parte de la solución del centellador. En este caso toda la radiación producida por la fuente pasa por alguna porción del centellador, y la

eficiencia de conteo puede ser casi del 100%. La técnica es ampliamente usada para contar bajos niveles de actividad beta.

2.2.3.- CENTELLADORES PLÁSTICOS.

Es la polimerización de un centellador orgánico disuelto en un solvente. El más común de estos solventes consiste de estireno. Debido a la facilidad con que se pueden formar y fabricar, los plásticos se han convertido en una forma muy útil de centelladores orgánicos, pero su desventaja es que se van degradando con el uso.

2.2.4.- CENTELLADORES ORGÁNICOS CARGADOS.

Los centelladores orgánicos como tales, son generalmente usados para la detección directa de partículas beta (electrones rápidos) o alfa (iones positivos). Debido a sus bajos valores del número atómico en su constitución (hidrogeno, carbono y oxígeno), los centelladores orgánicos típicos no muestran un fotopico, sino que responden con una distribución continua a los rayos gamma monoenergéticos incidentes en el detector, la cual es llamada distribución Compton.

Algunas posibilidades para la conversión fotoeléctrica de rayos gamma son los ensayos hechos para adherir elementos de número atómico elevado a centelladores orgánicos. La forma más común es la adición de estaño a centelladores plásticos generalmente arriba de una concentración del 10% por peso. En bajas energías de rayos gamma, la eficiencia fotopico de estos materiales puede incrementarse considerablemente, y ello tiene la ventaja adicional de rápida respuesta y bajo costo comparado con los centelladores tradicionales de rayos gamma. Desgraciadamente la adición de estos elementos de número atómico alto a la matriz orgánica inevitablemente guiará a un decremento en la salida de luz y tiene menor resolución de energía.

La tabla 2.1 presenta las propiedades más importantes de algunos centelladores orgánicos.

CENDELLADOR	TIPO	ÍNDICE DE REFRACCIÓN	SALIDA DE LUZ RELATIVA AL ANTRACENO*	CONSTANTE DE DECAIMIENTO (PRINCIPAL COMPONENTE) (nanosegundos (ns))	LONGITUD DE ONDA (MÁXIMA EMISIÓN) (nanómetros (nm))
ANTRACENO	CRISTAL	1.62	100	30	447
ESTILBENO	CRISTAL	1.626	50	4.5	410
NE 102	PLÁSTICO	1.581	65	2.4	425
NE110	PLÁSTICO	1.58	60	3.3	434
NE224	LÍQUIDO	1.505	80	2.6	425
NE226	LÍQUIDO	1.38	20	3.3	430
NE316	LÍQUIDO CARGADO (Sn)	1.496	35	4.0	425

Tabla 2.1. Características más importantes de algunos centelladores orgánicos utilizados en la detección de rayos gamma.

* El NaI (II) está 230% sobre esta escala.

2.3.- TIPOS DE CENTELLADORES INORGÁNICOS.

2.3.1.- CsI (II), CsI(Na).

El yoduro de cesio es uno de los centelladores inorgánicos que ha ganado gran popularidad. Se encuentra disponible con talio y con sodio como activador, produciendo diferentes propiedades de centelleo en cada caso. El yoduro de cesio tiene el mayor coeficiente de absorción de rayos gamma que cualquier centellador. Esta ventaja es de importancia primaria para aplicaciones tales como el área de instrumentación. Debido a que es menos quebradizo que el yoduro de sodio, puede ser sujeto a condiciones más severas de choques y vibraciones. Cuando se corta en hojas delgadas, el yoduro de cesio puede ser doblado en varias formas sin fractura y es razonablemente suave y manejable.

Una propiedad muy útil del CsI (II) es su tiempo de decaimiento variable para diversas partículas excitantes. La técnica de discriminación de pulsos puede, por esta razón, ser usada para diferenciar entre varios tipos de radiación. El material es menos higroscópico que el NaI (II) pero puede deteriorarse si se expone a agua o alta humedad.

El CsI (Na) tiene una alta eficiencia de conversión, la cual es muy próxima a la del NaI (II).

2.3.2.- ZnS (Ag).

El sulfato de zinc activado con plata es uno de los centelladores inorgánicos más antiguos. Tiene una eficiencia de centelleo muy alta comparada con la del NaI (II), y es útil sólo como un polvo policristalino, debido a que es muy absorbente; como resultado su uso se limita para pantallas delgadas utilizadas principalmente para partículas alfa o detección de otros iones pesados.

2.3.3.- CaF₂ (Eu).

El fluoruro de calcio activado con europio, es notable como un centellador inorgánico no higroscópico e inerte, que puede ser frecuentemente usado donde las condiciones severas del medio ambiente evitan otra elección. Es relativamente resistente a fracturas y no reactivo, es usado bajo condiciones de vacío.

2.3.4.- Bi₄Ge₃O₁₂.

El bigermanato de bismuto, es un material relativamente nuevo que ha atraído la atención ya que el alto valor del número atómico del bismuto conduce a una alta sección fotoeléctrica para los rayos gamma. Sus propiedades mecánicas y químicas lo hacen fácil de uso, pero su salida de luz es baja (8% del NaI (II)). Es por tanto de interés cuando la necesidad para altos conteos, preponderan consideraciones de resolución de energía, y en aquellas donde los rangos de interacción cambian abruptamente.

2.3.5.- NaI (II).

Hasta ahora se han manejado diferentes tipos de detectores de centelleo, y se han comparado algunas de sus principales características en la detección de rayos gamma.

El descubrimiento del yoduro de sodio activado con talio en la época de 1950 revolucionó la espectroscopia de rayos gamma. Con su introducción, se contó con un detector práctico, el cual provee una alta eficiencia para la detección de rayos gamma, y al mismo tiempo, es capaz de dar una buena resolución de energía para ser usado en separar la contribución de fuentes polienergéticas de rayos gamma. La espectroscopia de rayos gamma usando centelladores se ha desarrollado dentro de una amplia aplicación en diferentes campos científicos.

El NaI (II) es higroscópico y puede deteriorarse debido a la absorción de agua si se expone a la atmósfera, por esta razón debe ser encapsulado en un contenedor hermético para su uso normal. Este material ha sido aceptado como el centellador estándar para la espectroscopia de rayos gamma, y puede ser maquinado dentro de una amplia gama de tamaños y formas. El cristal es frágil y puede dañarse fácilmente por choques térmicos o mecánicos.

Al principio del tema se enumeraron las principales características que debe tener un detector, a continuación se definen las propiedades del NaI (II).

a).- Conversión de la energía depositada por la radiación en luz. La propiedad más notable de este material es su excelente producción de luz, la eficiencia de centelleo del NaI (II) es aproximadamente del 13%, la cual está muy por encima de los centelladores orgánicos y es de las mejores de los centelladores inorgánicos. Su respuesta es lineal para el mayor rango de energías como se observa en la gráfica de la figura 2.4.

b).- La energía luminosa generada por el cristal de una longitud de onda de 410 nm, impone que se requiere un transductor (tubo fotomultiplicador) sensible a dicha longitud de onda para convertir la señal luminosa a señal eléctrica.

Su índice de refracción es de 1.85 lo que permitirá la transferencia eficiente de luz de centelleo al transductor.

c).- La constante de decaimiento de la luz generada en el cristal es de 230 ns, lo que implica que una señal luminosa tendrá una duración de 1.6 μ s, lo que es largo para aplicaciones de altas tasas de conteo.

Posteriormente se describirán las propiedades del NaI (II) en la detección de rayos gamma.

Las características de algunos centelladores inorgánicos se enlistan en la tabla 2.2.

2.4.- CENTELLADORES GASEOSOS.

Ciertamente, la pureza de los gases puede servir como un medio útil de detección de centelleo. Los que reciben la mayor atención para estos casos son el xenón y el helio. La respuesta de estos detectores es relativamente simple: la radiación incidente o partículas cargadas dejan una población excitada de moléculas de gas en su trayectoria cuando éstas pasan por el centellador. Cuando las moléculas regresan a su estado inicial, por diferentes mecanismos, los fotones son emitidos. Pero como estos gases emiten fotones ultravioleta, se tiene que intercalar un cuerpo absorbente de esta radiación y que la remita a la región visible. Debido a una gran variedad de modos competitivos paralelos de desexcitación tal como colisión ínter-molecular, la eficiencia total de centelleo de los gases es baja. Sin embargo, la transición toma lugar en muy corto tiempo, típicamente en unos nanosegundos o menos, y el centellador gas puede estar entre los detectores más rápidos de radiación.

En adición a su rápida respuesta, los gases centelladores tienen la ventaja relativa de fácil variedad de tamaños y formas. Ellos también tienden a ser inusualmente lineales sobre amplios rangos de energías. Su mayor desventaja es su baja producción de luz, que es, en lo mejor, sobre un orden de magnitud abajo que el NaI (II) para partículas equivalentes de menor energía.

MATERIAL	LONGITUD DE ONDA DE LA MÁXIMA EMISIÓN (nm)	CONSTANTE DE DECAIMIENTO (s)	ÍNDICE DE REFRACCIÓN	EFICIENCIA DE CENTELLEO RELATIVA AL NaI(Tl)
NaI (Tl)	410	0.23	1.85	100
CsI (Na)	420	0.63	1.84	85
CsI (Tl)	565	1.0	1.80	45
ZnS (Ag)	450	0.20	2.36	130
$\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{17}$	480	0.30	2.15	8

Tabla 2.2. Características de los principales centelladores inorgánicos.

2.5. - INTERACCIÓN DE LOS RAYOS GAMMA CON LA MATERIA.

De las diversas formas en que los rayos gamma pueden interaccionar con la materia, sólo tres de ellas tiene un rol importante en la espectroscopia de los rayos gamma, el efecto fotoeléctrico, el efecto Compton y la producción de pares. El efecto fotoeléctrico predomina para bajas energías (del orden de los 100 keV), la producción de pares se da principalmente para altas energías de los rayos gamma (del orden de los MeV), y el efecto Compton es la forma de interacción mas probable en estos rangos. El número atómico (Z) del medio de interacción, tiene una fuerte influencia en la posibilidad relativa de estas tres interacciones.

a) Efecto fotoeléctrico.

En este proceso, el rayo gamma incidente entrega toda su energía a un electrón de las orbitas más cercanas del átomo en el cual interactúa, el fotón desaparece y en su lugar se produce un fotoelectrón cuya energía cinética (E_c) será igual a la energía del rayo gamma incidente (E_γ) menos la energía del electrón en su orbita original (E_b), como se muestra en la figura 2.1.(a).

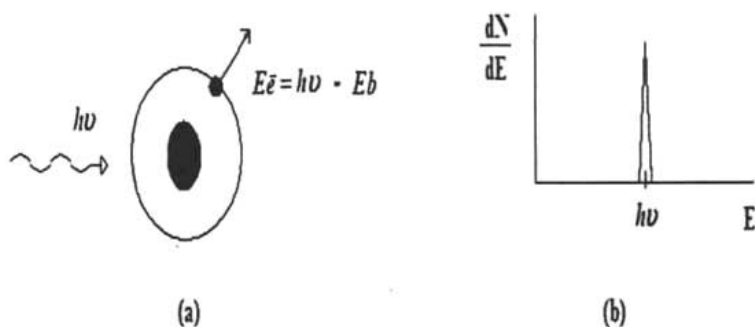


Figura 2.1. Efecto fotoeléctrico.

La vacante que se crea en la orbita, se cubre rápidamente por el reacondo de electrones. En el proceso la energía de ligadura se libera a través de un rayo X característico o un electrón "taladro". El fotoelectrón entregará su energía en excitaciones sucesivas, la suma de las energías cinéticas de los electrones que son creados debe ser igual a la energía original del rayo gamma incidente. Por esto, este efecto es ideal si se está interesado en medir la energía del rayo gamma. Bajo estas condiciones, una distribución diferencial de la energía cinética del electrón en una serie de eventos de absorción fotoeléctrica podría ser una simple función delta como la que se muestra en la figura 2.1 (b).

b) Efecto Compton.

En el efecto Compton el rayo gamma incidente golpea con cierto ángulo a un electrón, cediendo parte de su energía al electrón y conservando el resto, con la división de energía dependiendo del ángulo de dispersión ver figura 2.2 (a).

Se pueden identificar dos casos extremos:

1. Un contacto de roce, o uno en el cual $\theta \cong 0$. En este caso, el rayo gamma dispersado mantiene casi toda la energía del rayo original, el cual cede muy poca al electrón.
2. Una colisión de frente, en la cual $\theta = \Pi$. En este caso, el rayo gamma es dispersado en dirección contraria a la de origen, mientras que el electrón sale en la dirección de incidencia. Este caso representa la energía máxima que puede ser transferida a un electrón en una interacción Compton.

Debido a lo anterior, un continuo de energías puede ser transferido al electrón, en el rango de cero a un máximo dado por $\theta = \Pi$, como se muestra en la figura 2.2 (b).

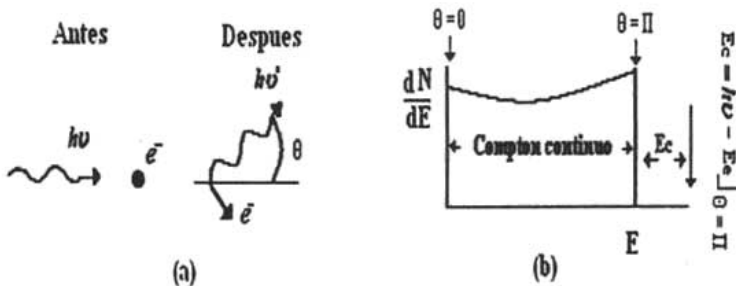


Figura 2.2. Efecto Compton.

c) Producción de pares.

Este proceso ocurre en el núcleo del átomo en el material absorbente, en donde, el rayo gamma desaparece y en su lugar se forma un par electrón-positrón. Ya que se requiere una energía de $2m_0c^2$ para crear un par electrón-positrón, la mínima energía del rayo gamma para hacer este proceso posible es de 1.02 MeV. Si la energía del rayo gamma incidente excede este valor, el exceso aparece como energía cinética repartida en el par electrón-positrón. Una grafica de la carga total de la energía cinética de las partículas creadas por el rayo gamma incidente es igual a una función

delta, pero localizada $2m_0c^2$ debajo de la energía del rayo gamma incidente como se muestra en la figura 2.3.

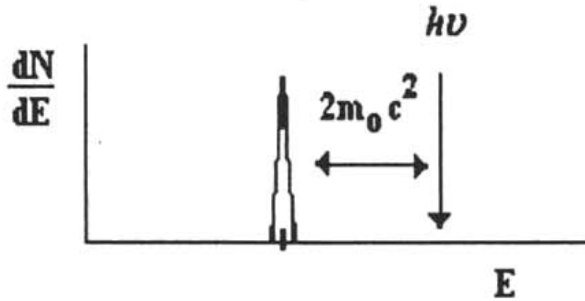


Figura 2.3. Producción de pares.

2.6.- RESPUESTA DEL NaI(Tl) A RAYOS GAMMA.

2.6.1.- FUNCIÓN DE RESPUESTA.

La importancia relativa de cada función de respuesta depende de la posibilidad de interacción de los rayos gamma en el material detector. El NaI es un material atractivo ya que el alto número atómico ($Z = 53$) de la constitución del yodo asegura que la absorción fotoeléctrica será un proceso importante. De todos los detectores prácticos para rayos gamma desarrollados a la fecha, este material muestra una mayor foto fracción y una alta eficiencia intrínseca de detección.

2.6.2.- LINEALIDAD.

Para todos los centelladores, la eficiencia de centelleo o calidad de luz generada por energía perdida (dL/dE) debería ser una constante independiente de la energía de la partícula. La formación total de luz debería entonces ser proporcional a la energía de la partícula incidente, y la respuesta del centellador sería permanentemente lineal.

Para rayos gamma, en el NaI (II), la eficiencia de centelleo varía con la energía del fotón (fig. 2.4). La dependencia es realmente ligera, y considerando que los rayos gamma monoenergéticos producirán diferentes combinaciones en el cristal, nos lleva a que la relación de la altura de pulso promedio contra energía de rayos gamma no se desvía ampliamente de la linealidad.

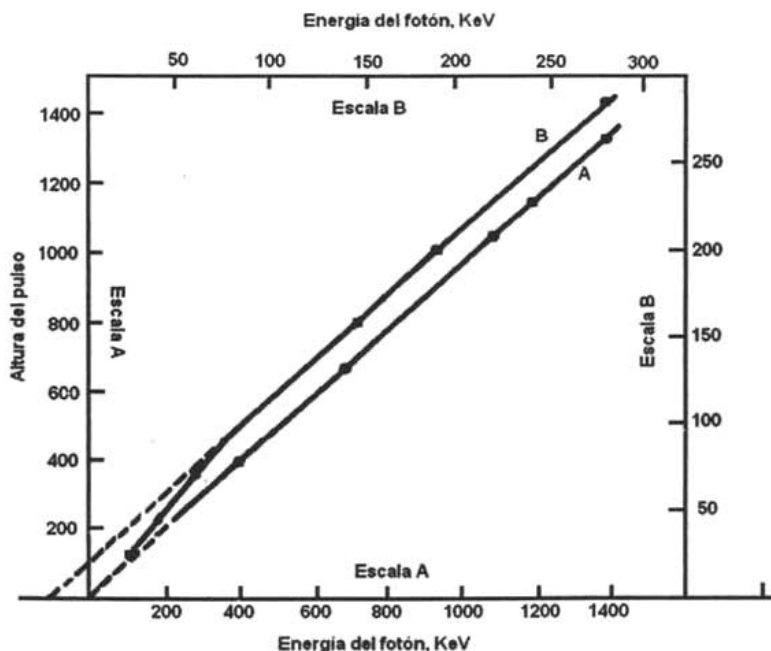


Figura 2.4. Altura de pulsos contra energía para un cristal de NaI (II). La región abajo de 300 KeV, ha sido expandida en la curva B para mostrar la poca no-linealidad.

2.6.3.- EFICIENCIA DE DETECCIÓN.

Una de las ventajas más marcadas en el uso del cristal de centelleo para mediciones de rayos gamma, es que muchos detectores de tamaños estándar pueden ser producidos en masa con propiedades virtualmente idénticas. Ya que las dimensiones físicas de estos cristales pueden ser controladas dentro de muy pequeñas tolerancias,

la probabilidad de interacción de rayos gamma será idéntica para todos los cristales del mismo tamaño y forma.

Una de las aplicaciones comunes del centellador de yoduro de sodio es medir la intensidad absoluta de una fuente de rayos gamma, e identificar radioisótopos por su energía, es decir, realizar estudios de espectrometría.

2.6.3.1.- FORMAS DEL CRISTAL.

Dos formas generales están en amplio uso para aplicaciones en detección de rayos gamma. El cilindro sólido recto (Refiérase a la figura 2.5) es simple de hacer y de encapsular, y puede ser montado directamente en la superficie frontal de la mayoría de los tubos fotomultiplicadores. Si la relación altura-diámetro del cilindro no excede ampliamente la unidad, la propiedad de colección de luz es muy favorable en esta geometría.

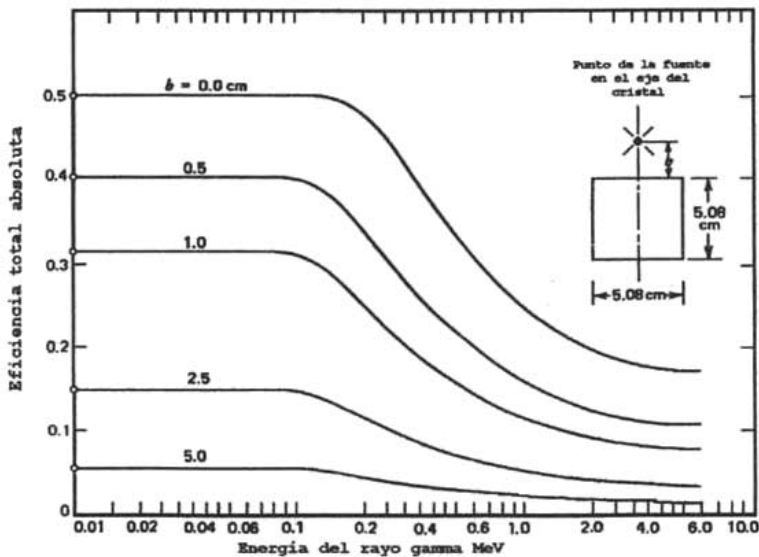


Figura 2.5. Eficiencia para un detector de NaI tipo sólido.

Un cristal de pozo, es un cilindro recto el cual tiene maquinado un hoyo usualmente a lo largo del eje del cristal, como se muestra en la figura 2.6. Una ventaja significativa de esta geometría es la elevada eficiencia de conteo que puede ser alcanzada al poner la muestra a ser contada en el fondo del pozo. En esta posición casi todos los rayos gamma que son emitidos por la fuente son interceptados por una porción del cristal. Para bajas energías de rayos gamma, la eficiencia de conteo puede ser aproximadamente del 100%.

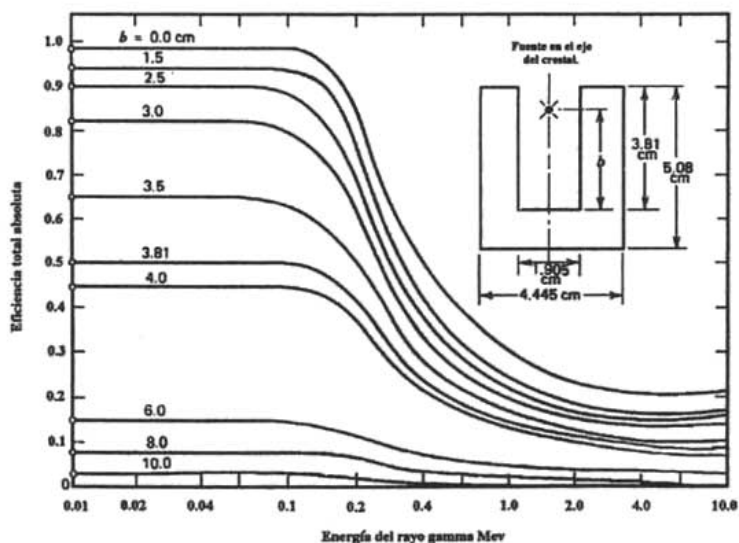


Figura 2.6. Eficiencia para un detector de NaI tipo pozo.

2.7.- EL TUBO FOTOMULTIFICADOR (TFM).

El uso general de los contadores de centelleo en detección de radiación y espectroscopia puede ser imposible sin la disponibilidad de dispositivos para convertir la débil salida de luz de un pulso de centelleo en una señal eléctrica. El tubo fotomultiplicador realiza esta tarea notablemente bien, convirtiendo la señal de luz que típicamente consiste de unos cuantos cientos de fotones, en un pulso de

corriente usual, sin contribuir con ruido importante a la señal. Se encuentra disponible una gran variedad de TFM's, y son sensibles a la luz en la región ultravioleta, visible y cerca de la infrarroja del espectro electromagnético. Estos encuentran muchas aplicaciones en la espectroscopia óptica, medicina láser y astronomía, entre otras. Un esquema y las partes que lo componen se muestran en la figura 2.7.

Los principales elementos son una capa fotosensible llamada fotocátodo, acoplada a una estructura de multiplicación de electrones. El fotocátodo sirve para convertir, tanto como sea posible, los fotones de la luz incidente en electrones de baja energía. Si la luz consiste de un pulso proveniente de los cristales de centelleo, los fotoelectrones producidos serán también un pulso de similar tiempo de duración. Ya que sólo unos cientos de fotoelectrones pueden ser involucrados en un pulso típico, su carga en esta parte es también pequeña para servir como una señal eléctrica detectable. La sección multiplicadora de electrones en un TFM, provee una eficiente colección geométrica para los fotoelectrones que actúa como un amplificador ideal para incrementar su número. Después de la amplificación a través de la estructura multiplicadora un pulso típico de centelleo tendrá una multiplicación de $10^7 - 10^{10}$, suficiente para que sirva como una señal de carga del evento original de centelleo. Esta carga se colecta en el ánodo o en la fase de salida de la estructura multiplicadora.

La mayoría de los tubos fotomultiplicadores realizan la amplificación de esta carga de manera muy lineal, proporcionando un pulso de salida que permanece proporcional al número original de fotoelectrones sobre un amplio rango de amplitudes. El tiempo de información original también se mantiene. Cuando son iluminados por un pulso de luz de muy poca duración, pueden producir un pulso de electrones con una duración de unos cuantos nanosegundos después de un retardo de 20-50 ns, el cual se llama tiempo de tránsito.

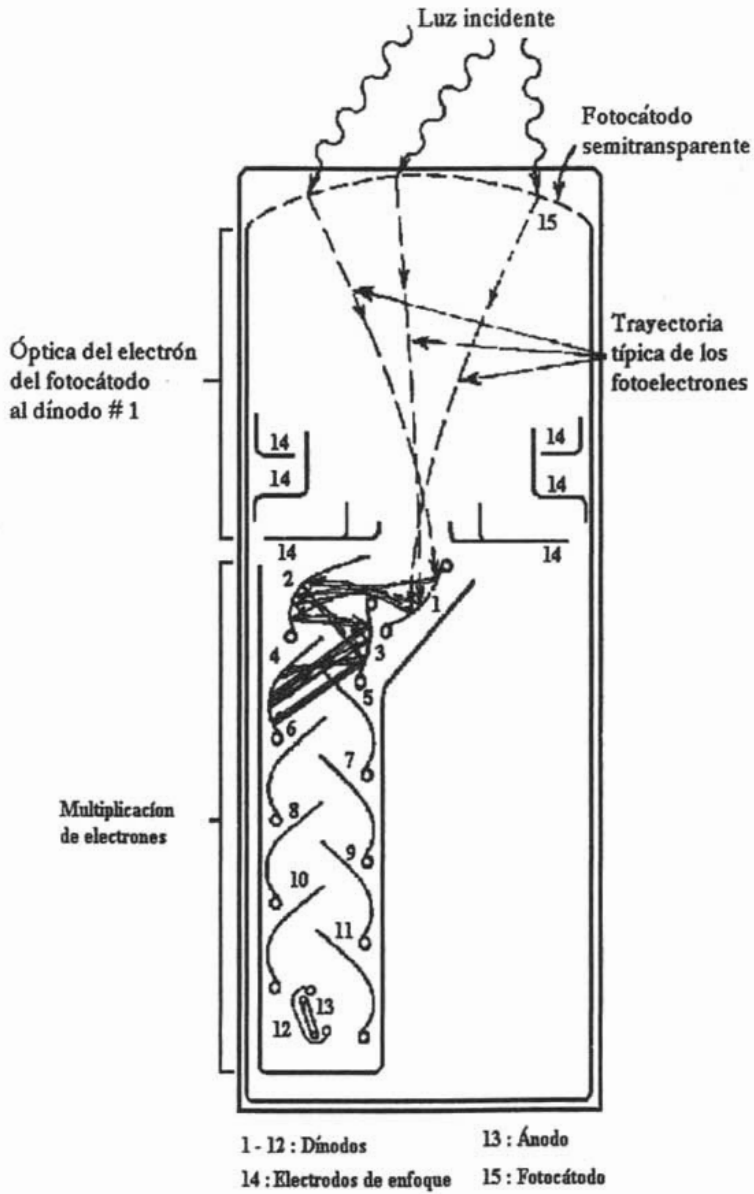


Figura 2.7. El tubo fotomultiplicador y sus partes.

2.7.1.- EL FOTOCÁTODO.

2.7.1.1.- EL PROCESO DE FOTOEMISIÓN.

El primer paso que desempeña el TFM es la conversión de los fotones de luz incidente en electrones. Este proceso de fotoemisión ocurre en tres fases secuenciales: (1) la absorción del fotón incidente y la transferencia de su energía a un electrón del material fotoemisor, (2) la emigración de los electrones a la superficie y, (3) el escape del electrón de la superficie del fotocátodo.

La energía que puede ser transferida por un fotón a un electrón está dada por la energía cuántica del fotón $h\nu = hc/\lambda$, para la luz azul típica de la emisión de la mayoría de los centelladores, la energía cuántica es del orden de 3eV. Donde: ν es la frecuencia de la radiación incidente, λ es la longitud de onda del material (para el NaI (II) es de 410 nm), h es la constante cuántica de Planck (6.6×10^{-27} erg. x seg.) y c , es la velocidad de la luz (3×10^8 m/seg.).

En el paso 2, alguna de esta energía será menor debido a la colisión electrón-electrón en el proceso de emigración. Finalmente en el paso 3, debe haber suficiente energía para superar la barrera de potencial inerte la cual siempre existe en cualquier interfase entre material y vacío. Esta barrera de potencial (frecuentemente llamada función de trabajo) es normalmente más grande que 3 ó 4 eV para la mayoría de los materiales, pero puede ser tan baja como 1.5 - 2 eV para semiconductores preparados convenientemente.

2.7.1.2.- EFICIENCIA CUÁNTICA.

La sensibilidad del fotocátodo puede ser citada en diversas formas. Cuando se aplica para mediciones de luz de dc, es tradicional que se cite la eficiencia total del fotocátodo en términos de la corriente producida por unidad de flujo de luz en la superficie (Amper por lumen). Una unidad de gran significado en contadores de centelleo es la eficiencia cuántica, QE, del fotocátodo.

$$QE = \frac{\# \text{ de fotoelectrones emitidos}}{\# \text{ de fotones incidentes}}$$

Debido a las limitaciones mencionadas, un fotocátodo práctico muestra una eficiencia cuántica del 20 ó 30%.

La eficiencia cuántica de un fotocátodo será una fuerte función de la longitud de onda o de la energía cuántica de la luz incidente.

2.7.2- MULTIPLICACIÓN DE ELECTRONES.

La parte de multiplicación en un TFM está basada en el fenómeno de emisión secundaria de electrones. Los electrones del fotocátodo son acelerados y encausados para golpear la superficie de un electrodo, conocido como dínodo. Si el material del dínodo se elige adecuadamente, la energía depositada por el electrón incidente puede dar lugar a la emisión de más de un electrón en la misma superficie.

Los electrones dejan el fotocátodo al adquirir una energía cinética del orden de 1 eV o menos. Por tal razón, si el primer dínodo se mantiene en un potencial positivo adecuado, la energía cinética del electrón que amba en el dínodo está determinada casi totalmente por la magnitud del voltaje de aceleración. La creación de un electrón excitado dentro del material del dínodo requiere de una energía al menos igual a la de la banda prohibida, la cual típicamente debe ser del orden de 2 ó 3 eV. Por tal motivo, es teóricamente posible que un electrón cree del orden de 30 electrones excitados por un voltaje de aceleración de 100 volts. Debido a que la dirección de movimiento de estos electrones es totalmente aleatoria, muchos no alcanzaran la superficie antes de su desexcitación. Otros no tendrán la energía suficiente para vencer la barra de potencial en la superficie, y son por esto incapaces de escapar. Por esto, sólo una pequeña fracción de los electrones excitados contribuyen finalmente para la producción de electrones secundarios en la superficie del dínodo.

La producción de electrones secundarios es una función dependiente de la energía del electrón incidente. Si un electrón con energía relativamente baja, golpea la superficie del dínodo, será baja la energía disponible para la transferencia de los electrones en el material del dínodo, y unos cuantos electrones serán excitados cruzando el vacío entre la banda de valencia y la de conducción. Al mismo tiempo, debido a que la distancia de penetración no es grande, la mayoría de estos electrones excitados estarán formados cerca de la superficie. Para electrones incidentes de mayor energía, más electrones excitados se crearan dentro del dínodo pero a una mayor profundidad. Debido a que la posibilidad de escape disminuirá con el incremento de profundidad, la producción de electrones observada será máxima en una incidencia óptima de la energía del electrón.

El factor de multiplicación total para un simple dínodo está dado por:

$$\delta = \frac{\text{número de electrones secundarios emitidos}}{\text{electrones incidente primarios}}$$

Y deberá ser tan grande como sea posible para una amplificación máxima por dínodo en el TFM. Para dínodos convencionales de materiales de BeO, MgO y Cs₃Sb, el factor de máxima multiplicación alcanzará cerca de 10 para una óptima energía incidente del orden de 1 KeV, sin embargo, valores de 4 - 6 son típicos para voltajes de entre dínodos de unos cientos de volts.

2.7.2.1.- ETAPAS DE MULTIPLICACIÓN.

Para alcanzar una ganancia de electrones del orden de 10^6 , todos los TFM emplean múltiples etapas. Los electrones que dejan el fotocátodo son atraídos por el primer dínodo y producen δ electrones por cada fotón incidente. Los electrones secundarios que son producidos en la superficie del primer dínodo nuevamente tienen muy baja energía, típicamente unos eV. Así que ellos son fáciles de guiar por otro campo electrostático estabilizado entre el primer dínodo y un segundo similar. Este proceso puede ser repetido muchas veces, con baja energía de electrones secundarios de cada

dínodo acelerado al siguiente, si hay N etapas en la sección multiplicadora, el total de la ganancia del TFM estará dada por:

$$G = \text{GANANCIA TOTAL} = \alpha \delta^N$$

Donde α es la fracción de todos los fotoelectrones colectados por la estructura fotomultiplicadora.

Los materiales convencionales de dínodos están caracterizados por valores típicos de $\delta=5$ y α se aproxima a la unidad para un TFM bien diseñado.

2.7.3.- CARACTERÍSTICAS DEL TUBO FOTOMULTIPLICADOR.

2.7.3.1.- TIEMPO DE TRÁNSITO.

Debido a que el tiempo requerido para la fotoemisión en el fotocátodo o la emisión secundaria de los dínodos es muy corta (0.1 ns o menos), la respuesta temporal del TFM está determinada exclusivamente por la trayectoria del electrón. El tiempo de tránsito del electrón en un TFM está definido como la diferencia promedio de tiempo entre la llegada del fotón al fotocátodo y la colección de los subsecuentes electrones en el ánodo. El intervalo de tiempo típico de tránsito del electrón es de 30 - 80 ns. En la mayoría de las aplicaciones, el tiempo de tránsito en sí, no es de importancia primordial porque sólo introduce un retardo fijo en la señal derivada.

2.7.3.2.- LINEALIDAD.

El factor de multiplicación de electrones en casi todo el TFM permanece constante para eventos de un solo electrón, como para aquellos de varios miles de electrones. Bajo estas condiciones la amplitud del pulso colectado en el ánodo, está linealmente relacionado con el número de fotoelectrones y consecuentemente con la intensidad de la luz de centelleo. La falta de linealidad puede incrementarse para pulsos grandes debido a los efectos de carga espacial entre el último dínodo y el ánodo donde el número de electrones es grande. La trayectoria de los electrones en esta región fortalece los efectos de carga espacial. Otro factor que puede causar no-linealidad en

la amplitud del pulso de luz, es cualquier desviación de voltaje del dínodo durante el curso del pulso. Bajo condiciones normales en pulsos de centelleo, estos efectos son de rara importancia con un adecuado diseño del divisor de voltaje, y el TFM permanecerá en un buen rango de linealidad.

2.8.- DETERMINACIÓN DE LA CORRIENTE EN EL ÁNODO EN EL PROCESO DE DETECCIÓN.

En el presente proyecto se utiliza un ensamble comercial de detector y tubo fotomultiplicador, como se muestra en la figura 2.8.

El cristal de NaI (TI) es de tipo pozo ya que como se ha visto es el que presenta una mayor eficiencia absoluta y tiene las siguientes dimensiones: 3.8 cm de diámetro por 3.8 cm de fondo. El pozo tiene: 25 mm de diámetro por 32 mm de fondo.

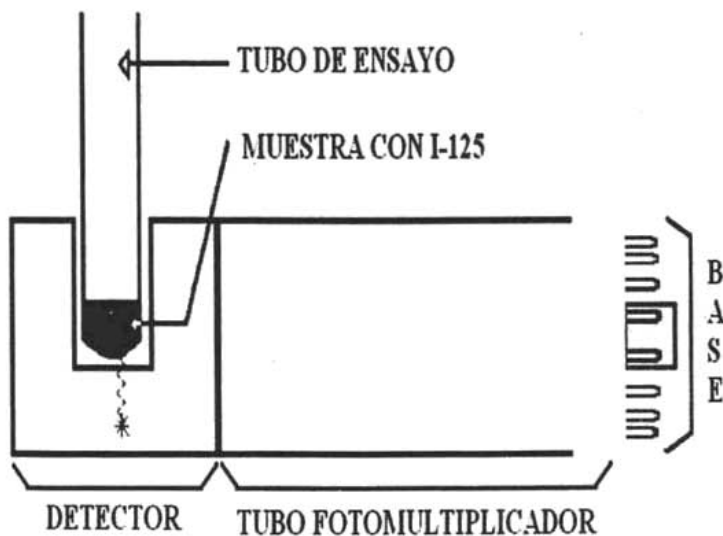


Figura 2.8. Ensamble del detector.

El TFM al cual está acoplado es de la marca RCA tipo 6199, que fue diseñado principalmente para sistemas de contadores de centelleo y tiene las siguientes características(apéndice B):

Diámetro nominal del tubo	1.5 in
Número de etapas	10
Configuración de la ventana	Frontal
Estructura del multiplicador	Circular
Voltaie máximo de operación	1200 volts
Corriente promedio del ánodo	0.75 mA
Respuesta espectral	107 (S-11)
Material de los díodos de emisión secundaria	Cs- Sb
Material del fotocátodo	Cs-Sb
Eficiencia cuántica del fotocátodo a 410 nm.	16 %
Ganancia aproximada	1×10^6

Ahora podemos calcular teóricamente la corriente que se presentará en el ánodo del TFM.

El proceso de detección comienza cuando el tubo de ensayo del RIA se coloca en el pozo del detector, la energía de los rayos gamma emitidos por el radioisótopo en la muestra se absorbe por el cristal, interaccionando los rayos gamma emitidos con uno o más electrones dándoles toda o parte de su energía, produciendo ionización y excitación en los átomos. Cuando los átomos excitados regresan a su estado base por diferentes mecanismos, el exceso de energía es emitido como fotones de luz visible (centelleo de luz). El centelleo final contiene un número total de fotones proporcional a la energía perdida por el rayo gamma, en la figura 2.9, se muestra la forma gráfica de la intensidad de luz emitida en función del tiempo. La amplitud del

pulso es proporcional a la energía del rayo gamma emitido y su terminación, debido a su forma exponencial, se tomará cuando se tenga como remanente un milésimo de la intensidad máxima, con lo que consideramos se ha emitido la gran mayoría de la luz. Este tiempo de duración es el siguiente de acuerdo a la ley de decaimiento exponencial:

$$I = I_{MAX} e^{-t/\tau}$$

Donde: $I = I_{MAX}/1000$, $\tau = 230$ ns (constante de decaimiento del centellador)

$$(\ln 1000) 230 \times 10^{-9} = t = 1.6 \mu s$$

La luz producida es entonces colectada en el fotocátodo del tubo fotomultiplicador el cual produce un pulso eléctrico de salida, cuya amplitud es proporcional a la intensidad de la luz.

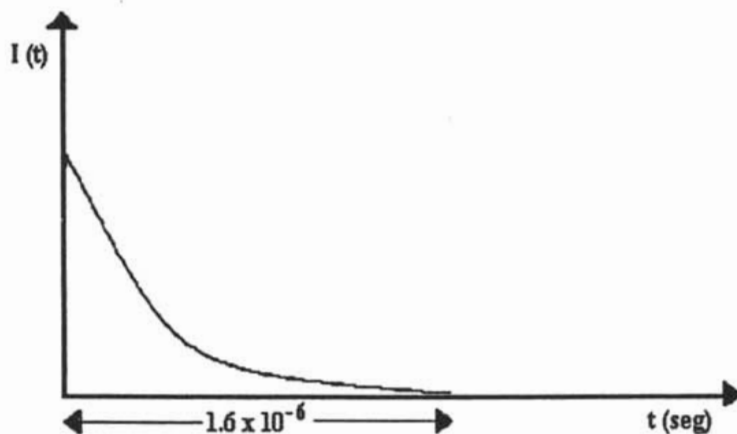


Figura 2.9. Pulso de centelleo característico de la interacción del rayo gamma en el cristal de NaI (TI).

El I-125 emite radiación gamma de 27 KeV y debido a que la eficiencia de centelleo del NaI (TI) es del 13%, se tiene que 3510 eV serán convertidos en luz visible.

La energía del fotón que se produce por la interacción del rayo gamma en el cristal esta dada por:

$$E_p = hc/\lambda$$

Donde:

h es la constante de Planck 6.6×10^{-27} ergios por segundo.

c es la velocidad de la luz 3×10^8 m/seg.

λ es la longitud de onda del material 410 nm.

Por lo cual $E_p = 4.829 \times 10^{-12}$ ergios. Ya que un ergio = 6.2418×10^{11} eV.

$$E_p = 3.014 \text{ eV.}$$

Por lo tanto se producen 1165 fotones de centelleo por interacción de los cuales una fracción incidirá en la ventana de acoplamiento con el TFM. De lo anterior el número de fotones que alcanzan la ventana del fotocátodo son aproximadamente 1083, ya que existen pérdidas aproximadas del 2% debido al material reflector utilizado en el recubrimiento del cristal y el 5% por transición de la luz a la ventana del detector con el fotomultiplicador.

Los fotones generados desprenderán electrones del fotocátodo. Pero debido a la eficiencia cuántica del fotocátodo solo el 16% de los fotones que inciden en éste desprenderán un electrón.

$$N_e = N_f \times 16\% = 1083 \times .16 = 173 \text{ electrones por evento.}$$

Como la ganancia del TFM es 1×10^6 , finalmente se colectaran en el ánodo de éste 173×10^6 electrones. Si asumimos que se tendrá una tasa de conteo de 10^5 por minuto, entonces la corriente de dc promedio en el ánodo es:

$$I_{prom.} = 173 \times 10^6 \text{ electrones/pulso} \times 1.6 \times 10^{-19} \text{ coulomb/electrón} \times 1.66 \times 10^3 \text{ pulsos/segundo} = 0.046 \mu\text{A}$$

Debido a que la corriente aparece como pulsos discretos, la corriente durante un pulso es substancialmente mayor, por lo que si se tiene que la duración del pulso es de $1.6 \mu\text{s}$ la corriente del pulso es:

$$I_{pulso} = 173 \times 10^6 \text{ electrones} \times 1.6 \times 10^{-19} \text{ coulomb/electrón} \times 1 / 1.6 \times 10^{-6} \text{ segundos}$$

$$I_{pulso} = 0.017 \text{ mA}$$

Debido a que el comportamiento del detector es lineal para un amplio rango de energías, la corriente que se genera para un rayo gamma emitido por Co-57 cuya energía es de 122 KeV es:

$$I_{prom.} = 0.207 \mu\text{A (Co-57)}.$$

$$I_{pulso} = 0.078 \text{ mA}$$

El pulso final a la salida del TFM generado por los electrones se muestra en la figura 2.10, la amplitud es proporcional a la energía del rayo gamma que lo generó y la duración está gobernada por la constante de decaimiento del centellador y son negativos.

2.9.- EL DIVISOR DE VOLTAJE.

Debido a que los fotoelectrones deben ser acelerados, el primer dínodo se debe mantener a un voltaje positivo con respecto al fotocátodo y cada dínodo sucesivo se debe mantener a un voltaje positivo con respecto al dínodo anterior. Para una mejor eficiencia en la colección de fotoelectrones el voltaje entre el fotocátodo y el primer

dínodo (óptica de entrada) es frecuentemente mayor que la diferencia de voltaje entre dínodo y dínodo.

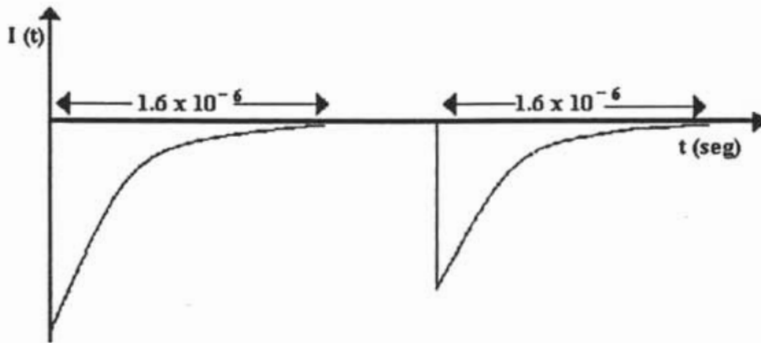


Figura 2.10. Señal de salida del tubo fotomultiplicador.

En la mayoría de los casos las diferencias de voltaje son provistas por una malla divisora de voltaje resistiva y una fuente de alto voltaje

En la figura 2.11, se muestra la distribución de la base del tubo fotomultiplicador utilizado en el presente proyecto, y en la figura 2.12, se muestra el arreglo del divisor de voltaje sugerido por el fabricante (apéndice B). El arreglo es con polaridad positiva, de tal forma que el fotocátodo está a tierra y el divisor incrementa sucesivamente voltajes positivos a cada dínodo a través de la serie. El ánodo está a un potencial de voltaje igual al de la fuente, por esta razón, el pulso de la señal debe ser acoplado capacitivamente del ánodo, permitiendo que la señal esté a un potencial cero, para los siguientes dispositivos electrónicos.

La resistencia de carga R_L se debe escoger de tal forma que la constante de tiempo del circuito del ánodo resultante sea de la magnitud requerida como se verá en el próximo capítulo, por el momento se fijará en un valor de $100\text{ K}\Omega$.

La corriente a través de la malla del divisor es determinada simplemente por la relación del alto voltaje aplicado y la suma de todos los valores de las resistencias.

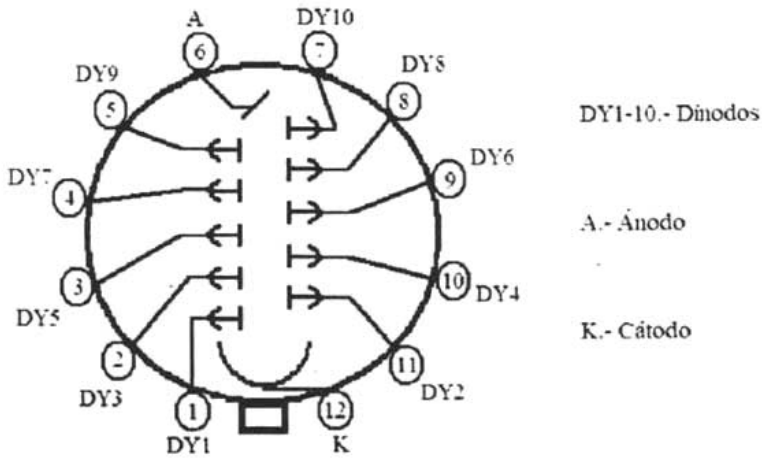


Figura 2.11. Distribución de la base del tubo fotomultiplicador.

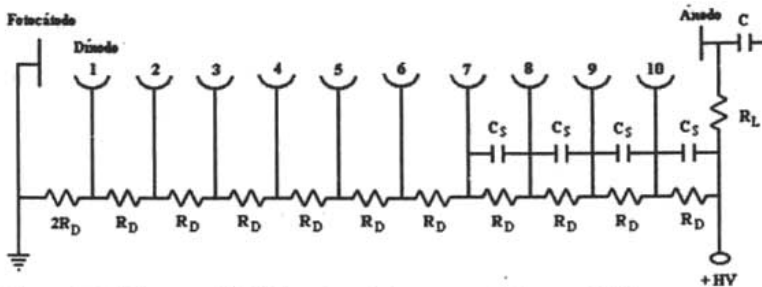


Figura 2.12. Diagrama del divisor de voltaje recomendado por el fabricante.

Para simplificar y no encarecer la fuente es preferible mantener esta corriente al mínimo, corrientes pequeñas también minimizan problemas debido a calentamiento en el divisor. Sin embargo, la corriente en el divisor se debe mantener siempre mayor comparada con la corriente interna del tubo fotomultiplicador, representada por el pulso de electrones fluyendo de dínodo a dínodo, en una relación de 10 a 1 por lo menos. Si la corriente interna en el pulso llegara a compararse con la corriente en el divisor, el voltaje de los dínodos se desviaría de sus valores de equilibrio conduciendo a la pérdida de ganancia del TFM. Este problema es especialmente serio en las

últimas etapas del TFM, donde el pulso de corriente es máximo. Por lo cual es conveniente incorporar capacitores de estabilización C_s en esas etapas.

Si se asume que la corriente máxima del pulso será de 0.078 mA, se puede imponer para resolver el problema de corriente, que la corriente a través de la malla sea de 1 mA, y se tiene un voltaje de operación de 1200 volts, la resistencia total es de $1.2\text{ M}\Omega$, por lo tanto R_D será de $100\text{ K}\Omega$ y $2R_D$ será de $200\text{ K}\Omega$.

*Capítulo 3*DESARROLLO DE LA ETAPA DE AMPLIFICACIÓN Y
CONFORMACIÓN DE PULSOS

3.1.- INTRODUCCIÓN.

La señal luminosa originada por la interacción de la radiación ionizante en el detector, se transforma en un pulso de voltaje, cuya amplitud es proporcional a la energía entregada en el evento al cristal.

Estos pulsos requieren un tratamiento que incluyen procesos de amplificación, formación y optimización de la relación señal a ruido.

3.2.- ANÁLISIS DEL PULSO DE CENTELLEO. [2]

La formación del pulso de voltaje producido en el ánodo del tubo fotomultiplicador debido a un evento de centelleo, depende de las constantes de tiempo del circuito del ánodo y de respuesta del cristal. Se pueden identificar dos tipos de eventos, ambos se usan comúnmente en diseños con contadores de centelleo. El primero corresponde a aquellas situaciones en las cuales la constante de tiempo del circuito (RC), se escoge mayor que la constante de decaimiento del centellador (τ_d). Este es el caso que se elige si se desea resolución en la altura de pulsos como objeto primordial y la tasa de conteo no es excesivamente alta, que son algunas características que tendrá el presente proyecto, por lo que se analizará en detalle. Entonces, cada pulso de electrones es integrado por el circuito del ánodo para producir un pulso de voltaje cuya amplitud máxima es igual a Q/C . El segundo se obtiene fijando la constante de tiempo del circuito del ánodo más pequeña que la constante de tiempo del centellador. Como el siguiente análisis mostrará, con esta situación se obtiene un pulso rápido, el cual puede ser frecuentemente una ventaja en aplicaciones de medición de tiempos o cuando se tengan altas tasas de conteo. El circuito del ánodo puede ser idealizado como se muestra en la figura 3.1. Donde C_b muestra la capacitancia del cable, de los conectores y la capacitancia de entrada del circuito, al cual el ánodo (A) se conecta, es decir al preamplificador. La resistencia R_T será el

equivalente de la resistencia de carga en el divisor de voltaje del fototubo (R_L), en paralelo con la resistencia de entrada en la base del preamplificador (R_T). La corriente que fluye hacia el ánodo $i(t)$ es simplemente la corriente de electrones de un pulso asumida para empezar en $t = 0$. AV representa la fuente de alto voltaje y C_a representa la capacitancia de desacoplo, la cual es grande comparada con C_b .

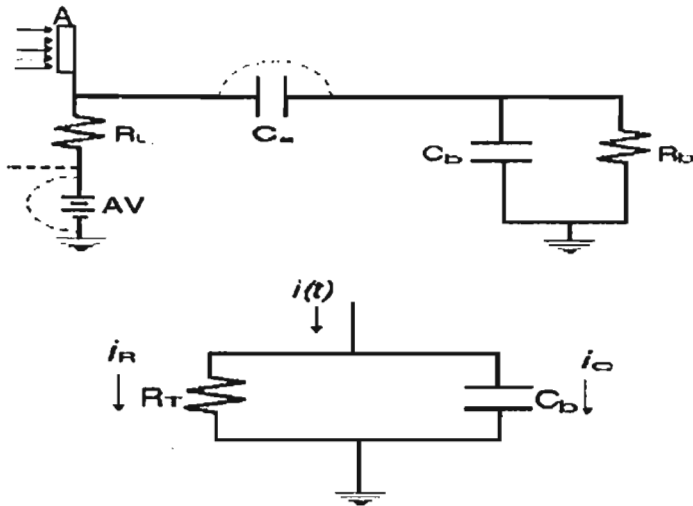


Figura 3.1. Circuito del ánodo.

La generación de $i(t)$ da lugar a la formación del pulso de voltaje del ánodo, cuyo análisis se realiza con una representación simplificada de un pulso típico de electrones debido a un evento de centelleo. La componente principal de luz emitida de la mayoría de centelleadores puede ser representada adecuadamente como un simple decaimiento exponencial, refiérase a la figura 2.10. Si la propagación en el tiempo de tránsito en el fotomultiplicador es pequeña comparado con este tiempo de decaimiento, entonces un modelo real de la corriente de electrones arribando al ánodo del fotomultiplicador es simplemente:

$$i(t) = i_0 e^{-\lambda t}$$

donde λ es el inverso de la constante de decaimiento del centellador $1/\tau_s$, i_0 es la corriente inicial y puede ser expresada en términos de la carga total Q a través de todo el pulso por la notación:

$$Q = \int_0^{\infty} i(t) dt = i_0 \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = \frac{i_0}{\lambda}$$

Por tanto:

$$I_0 = \lambda Q$$

Y

$$i(t) = \lambda Q e^{-\lambda t}$$

Para derivar el pulso de voltaje $V(t)$ esperado en el ánodo, primero notamos que la corriente fluyendo dentro del circuito paralelo RC debe ser la suma de la corriente a través de la resistencia, i_R , y la corriente a través de la capacitancia i_C .

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

$$i(t) = C_b \frac{dV(t)}{dt} + \frac{V(t)}{R_T}$$

$$C_b \frac{dV(t)}{dt} + \frac{V(t)}{R_T} = \lambda Q e^{-\lambda t}$$

dividiendo entre C_b

$$\frac{dV(t)}{dt} + \frac{V(t)}{R_T C_b} = \frac{\lambda Q e^{-\lambda t}}{C_b}$$

$$\frac{1}{R_T C_b} = p; \quad \frac{Q e^{-t/\tau_s}}{\tau_s C_b} = v; \quad \left. \frac{dv}{dt} + pv = v \right\} \text{factor de integración } e^{-t/R_T C_b}$$

$$e^{-t/R_T C_b} \frac{dv}{dt} + e^{-t/R_T C_b} pv = \frac{Q e^{-t/\tau_s}}{\tau_s C_b} e^{-t/R_T C_b}$$

$$\left\langle e^{\frac{t}{R_T C_b}} \frac{dv}{dt} + e^{\frac{t}{R_T C_b}} \frac{v}{R_T C_b} = \frac{Q}{\tau_s C_b} e^{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s}\right)t} \right\rangle dt$$

$$e^{\frac{t}{R_T C_b}} dv + e^{\frac{t}{R_T C_b}} \frac{v}{R_T C_b} dt = \frac{Q}{\tau_s C_b} e^{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s}\right)t} dt$$

$$d\left\langle e^{\frac{t}{R_T C_b}} v \right\rangle = \frac{Q}{\tau_s C_b} e^{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s}\right)t} dt$$

$$\int d\left\langle e^{\frac{t}{R_T C_b}} v \right\rangle = \int \frac{Q}{\tau_s C_b} e^{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s}\right)t} dt$$

$$w = \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right) t \therefore \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right) dt = dw \Rightarrow dt = \frac{dw}{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)}$$

$$e^{\frac{t}{R_T C_b}} v = \frac{Q}{\tau_s C_b} \int e^w \frac{dw}{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)}$$

$$e^{\frac{t}{R_T C_b}} v = \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} e^{\left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s}\right)t} + cte$$

con condiciones iniciales $t=0; v=0$

$$0 = \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} + \text{cte} \Rightarrow \text{cte} = - \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)}$$

$$e^{t/R_T C_b} v = \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} e^{(1/R_T C_b - 1/\tau_s)t} - \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)}$$

$$v = \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} e^{-t/\tau_s} - \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} e^{-t/R_T C_b}$$

$$v = \frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{R_T C_b} - \frac{1}{\tau_s} \right)} (e^{-t/\tau_s} - e^{-t/R_T C_b})$$

$$V = \left(\frac{1}{\theta - \lambda} \right) \frac{\lambda Q}{C_b} (e^{-\lambda t} - e^{-\theta t})$$

Este es el pulso de voltaje del detector, el cual depende tanto de la constante de tiempo del centellador y la constante de tiempo del ánodo. Donde $\theta = 1/R_T C_b$, que es el recíproco de la constante de tiempo del ánodo.

De donde se observa que si $t=0 \Rightarrow v=0$ y si $t=\infty \Rightarrow v=0$

El tiempo donde se alcanza la amplitud máxima del pulso se determina de la siguiente manera:

$$\frac{dv}{dt} = \left(\frac{Q}{\tau_s C_b \left(\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_T C_b} \right)} \right) \left(e^{-t/R_T C_b} \frac{1}{R_T C_b} - e^{-t/\tau_s} \frac{1}{\tau_s} \right) = 0$$

$$e^{-t/R_T C_b} \frac{1}{R_T C_b} = e^{-t/\tau_s} \frac{1}{\tau_s} \Rightarrow \frac{R_T C_b}{\tau_s} = e^{(1/\tau_s - 1/R_T C_b)t}$$

$$\left(\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_T C_b} \right) t_m = \ln \frac{R_T C_b}{\tau_s} \Rightarrow t_m = \frac{\ln R_T C_b / \tau_s}{\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_T C_b}}$$

CASO 1. CONSTANTE DE TIEMPO DEL CIRCUITO LARGA.

La constante de tiempo del ánodo es grande comparada con el tiempo de decaimiento del centellador, entonces $\theta \ll \lambda$ y se tiene:

$$V(t) \approx \frac{Q}{C_b} \left(e^{-t/R_T C_b} - e^{-t/\tau_s} \right)$$

Ahora se pueden hacer las siguientes observaciones:

1. La primer etapa del pulso tiene un comportamiento con el tiempo $(1 - e^{-\lambda t})$ y su tiempo de elevación está determinado, por tanto, por la constante de decaimiento del centellador τ_s .
2. La parte final del pulso tiene un comportamiento con el tiempo, $e^{-\theta t}$, y por tanto el decaimiento está determinado por la constante de tiempo del circuito del ánodo $R_T C_b = 1/\theta$.
3. La amplitud de los pulsos está dada simplemente por Q/C_b , pero este valor se logra solo si $\theta \ll \lambda$.

La mayoría de los contadores de centelleo son operados en este modo, porque la altura del pulso se maximiza y las fuentes subsecuentes de ruido tendrán un efecto de degradación mínima sobre la resolución de la altura del pulso.

Se debe escoger entonces, una constante de tiempo del circuito que sea más grande que el tiempo de decaimiento del centellador, pero no excesivamente grande ya que si la tasa de conteo es aproximadamente igual a θ , puede ocurrir apilamiento de pulsos. La constante de tiempo está determinada por el producto $R_T C_b$, estas componentes se pueden escoger independientemente para obtener el valor requerido en la constante de tiempo. En la mayoría de las aplicaciones, es la resistencia la que se debe variar para alcanzar la constante de tiempo deseada, ya que la capacitancia intencionalmente se fija en su mínimo valor para maximizar la amplitud del pulso Q/C_b .

CASO 2. CONSTANTE DE TIEMPO DEL CIRCUITO PEQUEÑA.

En el evento contrario, la constante de tiempo del circuito del ánodo se fija en un valor pequeño comparado con el tiempo de decaimiento del centellador, $\theta \gg \lambda$, y se tiene:

$$V(t) \approx \frac{\lambda Q}{\theta C_b} (e^{-t/\tau_s} - e^{-t/R_T C_b})$$

Y se aplican las siguientes conclusiones generales:

1. La primer parte del pulso tiene un comportamiento del tiempo $(1 - e^{-\theta t})$ el cual está determinado por la constante de tiempo del ánodo $RC = 1/\theta$.

La parte final del pulso tiene un comportamiento de tiempo $e^{-\lambda t}$, el cual es idéntico al de la luz de centelleo.

La amplitud máxima del pulso es ahora $(\lambda Q/\theta C_b)$.

El pulso de voltaje es ahora de mucho más corta duración que en el caso 1, y su formación se aproxima a la corriente producida por el centellador en el tubo fotomultiplicador, cuando la constante de tiempo se fija cada vez más pequeña. Esta corta duración trae como consecuencia una amplitud del pulso mucho más reducida, la cual varía linealmente con la constante de tiempo del ánodo e inversamente con el tiempo de decaimiento del centellador.

Esta configuración es útil para generar señales que informen acerca del tiempo en que ocurrieron las interacciones en el detector.

En la figura 3.2 se muestran las formas del pulso para los dos casos con relación al pulso de entrada.

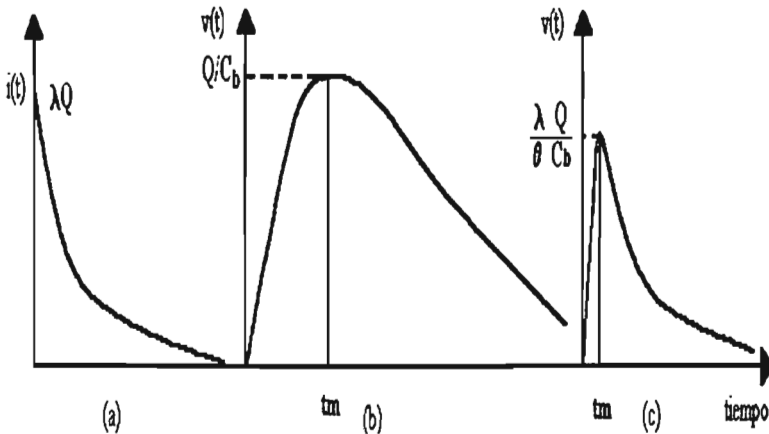


Figura 3.2. Formas del pulso. (a) Formación del pulso de centelleo. (b) Pulso para el caso 1. (c) Pulso para el caso 2.

3.3.- ANÁLISIS DE LA ECUACIÓN DE TRANSFERENCIA $V_0 \Rightarrow V_i$

Como se ha analizado, es conveniente que la constante de tiempo del circuito del ánodo $\tau_c = RC = 1/\theta$, sea mayor que τ_s para alcanzar la amplitud máxima del pulso Q/C . Ahora bien, se debe involucrar también la transferencia de voltaje de salida del fotomultiplicador al voltaje de entrada al preamplificador, de donde se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_0 = V_i \frac{R_b}{R_L + R_b} \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = \frac{R_b}{R_L + R_b}$$

$$\tau_c = R_T C_b = (R_L // R_b) C_b = C_b R_L \frac{R_b}{R_L + R_b} \Rightarrow \frac{\tau_c}{C_b R_L} = \frac{R_b}{R_L + R_b}$$

Substituyendo V_0/V_i :

$$\frac{\tau_c}{C_b R_L} = \frac{V_0}{V_i}$$

Si se desea que $V_0 = V_i$, entonces $\tau_c = R_L C_b$.

Por lo tanto la constante de tiempo del circuito del ánodo estará definida por la resistencia de carga y la capacitancia fija en la entrada del preamplificador.

3.4.- EL PREAMPLIFICADOR.

3.4.1.- INTRODUCCIÓN.

Aunque el detector de centelleo produce a su salida un pulso relativamente grande, es necesario utilizar un preamplificador entre el detector y los demás circuitos procesadores de la señal. El preamplificador se coloca lo más cercano posible al detector para minimizar la longitud del cable de conexión y así reducir la capacitancia parásita y aumentar la relación señal a ruido.

Sirve como acoplador de impedancias ya que el detector presenta una alta impedancia a la salida y es necesario presentar una baja impedancia al amplificador.

En el preamplificador está situada la capacitancia para configurar la constante de tiempo, que debe ser, mayor que el tiempo de captación de la carga para que la amplitud alcanzada sea proporcional a la energía de la radiación.

El pulso que entrega el preamplificador tiene un tiempo de elevación rápido, tanto como sea posible de acuerdo al tiempo de captación de la carga de la señal, y el tiempo de caída depende de la constante de tiempo del circuito $R_1 C_b$ del ánodo.

3.4.2.- ANÁLISIS DEL CIRCUITO PROPUESTO PARA EL PREAMPLIFICADOR.

En la figura 3.3 se muestra el circuito del preamplificador a ser utilizado en el presente trabajo.

Donde: $R_{B1} = R_{B2} = 68 \text{ K}\Omega$, $R_{E1} = 12 \text{ K}\Omega$, $R_{E2} = 5.6 \text{ K}\Omega$, $Q1=Q2=$ 2N3906, $C_c = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$, $C_b = 22 \text{ pF}$, y $V_{cc} = 12 \text{ Vdc}$.

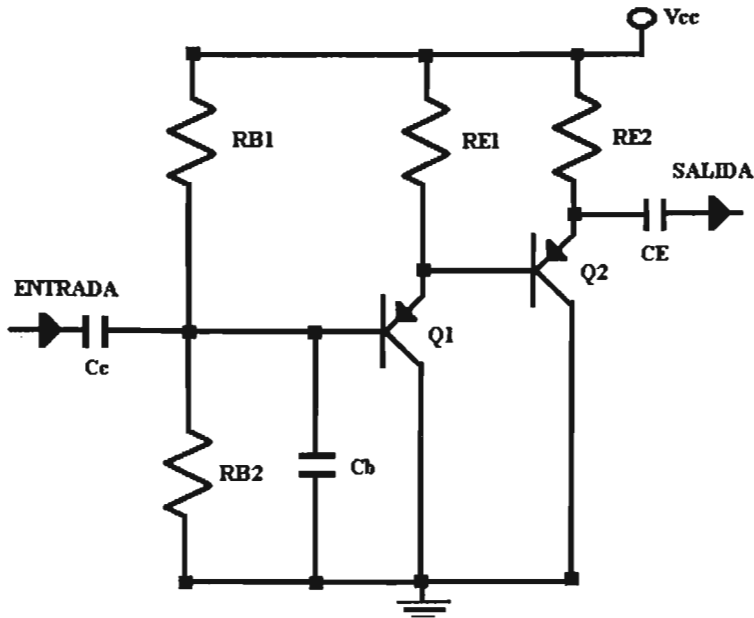


Figura 3.3. Circuito del preamplificador.

Del análisis en D.C. se tienen los siguientes resultados:

Dado que los transistores trabajan en el modo activo, el voltaje en el emisor es mayor que el voltaje en la base y el voltaje emisor-base V_{EB} es positivo.

$$V_{B1} = \frac{68 \text{ K}\Omega (V_{CC})}{68 \text{ K}\Omega + 68 \text{ K}\Omega} = (0.5)(12) = 6 \text{ Vdc}$$

$V_{EB1} = 0.7 \text{ Vdc}$, por estar en directa, y por tanto:

$$V_{E1} = V_{EB1} + V_{B1} = 0.7 + 6.0 = 6.7 \text{ Vdc}$$

$$I_{E1} = \frac{V_{CC} - V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{12 - 6.7}{12 \text{ K}} = 0.441 \text{ mA} \approx I_{C1}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{\beta + 1} = \frac{0.441 \text{ mA}}{101} = 4.37 \text{ }\mu\text{A}$$

Para Q_2 :

$$V_{E1} = V_{B2} = 6.7 \text{ Vdc}$$

$$V_{E2} = V_{EB2} + V_{B2} = 6.7 + 0.7 = 7.4 \text{ Vdc}$$

$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{12 - 7.4}{5.6 \text{ K}} = 0.82 \text{ mA} \approx I_{C2}$$

Para el análisis en A.C. se tiene el circuito equivalente de la figura 3.4 para la cual se tiene:

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

$$R_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$$

Donde $\beta = 100$ y $V_T = 26 \text{ mV}$, por lo tanto:

$$g_{m1} = 16.96 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m2} = 31.53 \times 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$R_{\pi 1} = 5.89 \text{ K}\Omega$$

$$R_{\pi 2} = 3.17 \text{ K}\Omega$$

$$R_i = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_b = R_{B1} \parallel R_{B2} = 34 \text{ K}\Omega$$

$$R_{e1} = 12 \text{ K}\Omega$$

$$R_{e2} = 5.6 \text{ K}\Omega$$

$$R_l = 1.5 \text{ K}\Omega$$

$$Z_i = \left[\left((R_{e2} \parallel R_l)(\beta + 1) + R_{\pi 2} \right) \parallel R_{e1}(\beta + 1) + R_{\pi 1} \right] \parallel R_b$$

$$Z_i = 32.989 \text{ K}\Omega$$

$$Z_o = \left(\left[\left((R_i \parallel R_b) + R_{\pi 1} \right) \div (\beta + 1) \right] \parallel R_{e1} + R_{\pi 2} \right) \div (\beta + 1) \parallel R_{e2}$$

$$Z_o = 33.75 \Omega$$

$$\Delta V = \left(\frac{V_{b1}}{V_i} \right) \left(\frac{V_{e1}}{V_{b1}} \right) \left(\frac{V_o}{V_{e1}} \right)$$

$$V_{b1} = V_i \Rightarrow \frac{V_{b1}}{V_i} = 1$$

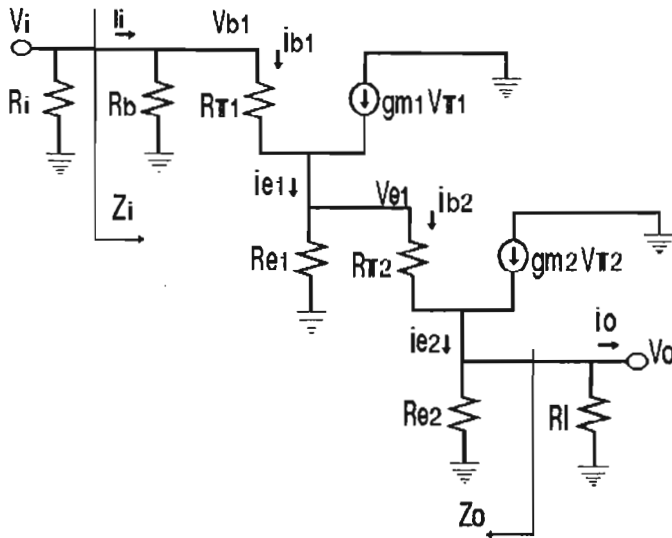


Figura 3.4. Circuito equivalente Π para el análisis en a.c. del preamplificador.

$$V_{e1} = \frac{Z_{e1} \times V_{b1}}{Z_{e1} + (R_{T1}/(\beta + 1))}$$

$$\frac{V_{e1}}{V_{b1}} = \frac{Z_{e1}}{Z_{e1} + (R_{T1}/(\beta + 1))}$$

$$Z_{e1} = \{[(R_I // R_{e2})(\beta + 1)] + R_{T2}\} // R_{e1}$$

$$Z_{e1} = 10.9 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{V_{e1}}{V_{b1}} = 0.982$$

$$V_0 = \frac{V_{e1}(R_1 // R_{e2})}{(R_1 // R_{e2}) + (R_{\Pi 2}/(\beta + 1))}$$

$$\frac{V_0}{V_{e1}} = \frac{(R_1 // R_{e2})}{(R_1 // R_{e2}) + (R_{\Pi 2}/(\beta + 1))}$$

$$\frac{V_0}{V_{e1}} = 0.975$$

$$\Delta V = 1 \times 0.982 \times 0.975 = 0.955 \approx 1$$

Como ya se ha expuesto para este proyecto, la tasa de conteo es baja, donde se tendrá un máximo de cuentas por minuto (CPM) del orden de 10^5 . Por lo cual nos interesa el caso 1 en donde la resolución de la altura de pulso es el objetivo primordial.

Con la finalidad de controlar la constante de tiempo de salida del fotomultiplicador, se utiliza el capacitor marcado como C_b en el circuito del preamplificador, al cual en este proyecto se le dio el valor de 22 nF. Por lo tanto la constante del circuito del ánodo tiene un valor: $R_L C_b = 100 \text{ k}\Omega \times 22 \text{ pF} = 2.2 \text{ }\mu\text{s}$. Comparada con la constante de decaimiento del NaI (Π) que es: $\tau_s = 230 \text{ ns}$ (tabla 2.2), el valor de $\tau = 9.56 \tau_s$, se ha fijado lo suficientemente grande, adecuado para obtener una buena amplitud del pulso y evitar los efectos de apilamiento.

3.5.- EL AMPLIFICADOR DE PULSOS.

El pulso producido a la salida de un detector de radiación, tiene que ser modificado o formado para un mejor desempeño en el sistema de conteo. Podemos manejar dos razones por las que pudiera ser necesaria la formación del pulso.

1. Cada pulso debe tener una duración corta, para suprimir el efecto de apilamiento, tal que el sistema esté listo para el siguiente pulso.
2. Para mejorar la relación señal a ruido. Una formación apropiada del pulso puede mejorar la señal al mismo tiempo que reduce el ruido.

El caso dos se da principalmente en aquellas circunstancias en donde el pulso es de una amplitud muy pequeña y el ruido puede degradar la señal.

3.5.1.- ANÁLISIS DE LA SEÑAL.

Para tener una mejor estimación de qué tanto se puede conformar la señal en el amplificador, es necesario saber como ha progresado la señal a través del preamplificador, considerando el diseño propuesto y conocer la forma y la amplitud de la señal.

El pulso de voltaje a la entrada del preamplificador está dado, según lo visto, por:

$$V(t) \approx \frac{Q}{C_b} \langle e^{-t/R_L C_b} - e^{-t/\tau_s} \rangle$$

Y debido al comportamiento del preamplificador debe ser el mismo en su salida.

Para saber cual es el tiempo en el que se alcanza la amplitud máxima, se debe derivar respecto del tiempo, y se tiene:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{Q}{C_b} \langle e^{-t/R_L C_b} \left(-\frac{1}{R_L C_b}\right) - e^{-t/\tau_s} \left(-\frac{1}{\tau_s}\right) \rangle = 0$$

$$\left(\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_L C_b}\right)t = \ln \frac{R_L C_b}{\tau_s}$$

$$e^{\left(\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_L C_b}\right)t} = \frac{R_L C_b}{\tau_s}$$

$$t_m = \frac{\ln \frac{R_L C_b}{\tau_s}}{\frac{1}{\tau_s} - \frac{1}{R_L C_b}}$$

por lo tanto el tiempo en el cual el pulso alcanza la máxima amplitud es:

$$t_m = 0.58 \mu s$$

Ahora bien la carga Q para cada una de las energías de los radionúclidos a ser utilizados, según el análisis realizado en el capítulo dos, es:

$$Q(27 \text{ KeV}) = 2.768 \times 10^{-11} \text{ Coulomb.}$$

$$Q(54 \text{ KeV}) = 5.536 \times 10^{-11} \text{ Coulomb.}$$

$$Q(122 \text{ KeV}) = 1.25 \times 10^{-10} \text{ Coulomb.}$$

Y por lo tanto cada uno de los radionúclidos tendrá pulsos cuya amplitud será:

Para I-125: =.864 V y 1.728 V.

Para Co-57: 3.9 V.

Debido a que después de que el pulso alcanza su máxima amplitud, éste está gobernado por la constante de tiempo del circuito, se considera que prácticamente su amplitud es cero cuando han pasado siete constantes de tiempo, es decir la duración del pulso es de $7 \times 2.2 \times 10^{-6} + t_m = 15.5 \mu s + 0.58 \mu s = 15.98 \mu s$.

Se maneja que el número de eventos sin que se presente apilamiento cuando son aleatorios, según SILENA[3] está dado por:

$$nr = 1/20 \text{ td}$$

En donde nr son pulsos por segundo y td es el tiempo de duración.

$$nr = 1 / (20 \times 16 \times 10^{-6}) = 3125 \text{ pps.}$$

De lo anterior se concluye que la duración que tiene el pulso permitirá manejar conteos totales propuestos de 10^5 cpm, sin apilamiento y que en caso de ser necesario se puede integrar esta señal disminuyendo el tiempo de duración y sacrificando un poco el tamaño, lo cual no afecta debido a que la amplitud para cada una de las energías es suficientemente grande.

3.5.2.- ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE AMPLIFICACIÓN PROPUESTO.

El amplificador es un módulo de gran importancia, ya que en él se realizan funciones relevantes. La función generalizada de este circuito, la conformación del pulso, engloba no sólo la amplificación, sino otras tales como el estrechamiento del pulso que posibilita el manejo de tasas más elevadas de conteo y, de ser necesario la optimización de la relación señal a ruido, que asegura la mejor resolución energética, y normaliza las señales para un mejor manejo en las siguientes etapas.

En la figura 3.5 se muestra el circuito amplificador para los objetivos que se persiguen en el presente proyecto. En él se presenta la opción del integrador en donde la constante de tiempo está dada para I-125 por C3 y R4, y para Co-57 por C2 y R3; esta configuración tiene la ventaja de reducir el tiempo de duración del pulso y mantenerlo en una buena amplitud debido a la ganancia, dada por la relación de las resistencias en la retroalimentación y R1. El capacitor C1 es de acoplamiento. Entre la terminal no inversora y tierra se encuentra la resistencia de equalización R2, que reduce la compensación y cuyo valor está dado por el paralelo de la resistencia de retroalimentación y R1.

Tomando en cuenta la forma de la señal, el circuito propuesto se utilizará para normalizar los pulsos. Por lo cual, el valor de la resistencia R1 será de $1.5\text{ K}\Omega$, R4 de $2.2\text{ K}\Omega$, R3 de $1\text{ K}\Omega$ y el valor de R2 estará dado por el paralelo de R1 con R4, ya que el I-125 es el radionúclido que más se utiliza, por lo cual su valor se fijará en 680Ω .

Con lo anterior se esperan tener pulsos a la salida del amplificador con las siguientes amplitudes:

I-125.- 1.9 V y 3.8 V.

Co-57.- 3.9 V.

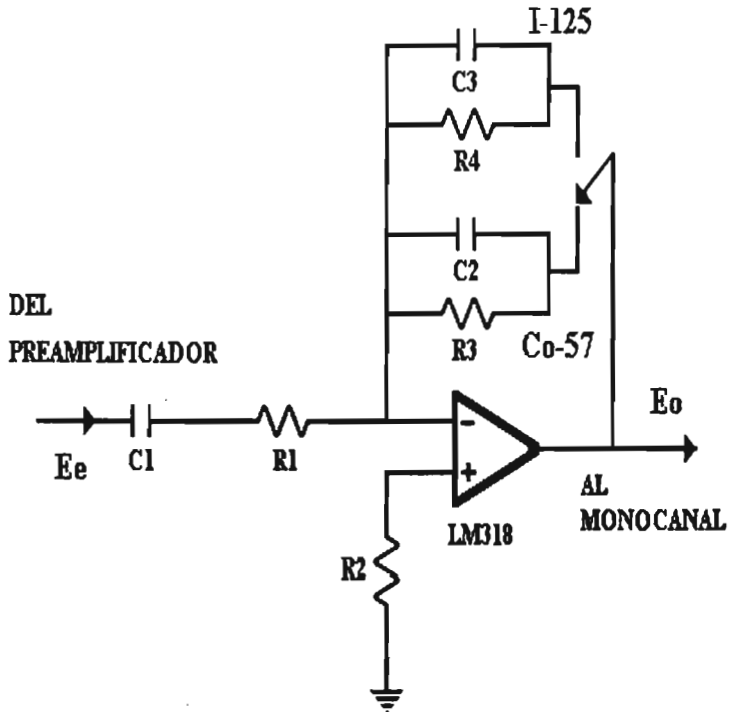


Figura 3.5. Circuito amplificador.

Capítulo 4

DESARROLLO DE UN ANALIZADOR MONOCANAL Y UN CONTADOR DIGITAL

4.1.- INTRODUCCIÓN.

Una vez amplificados y conformados los pulsos se deben contar sólo aquellos de interés, para lo cual el circuito monocanal responderá para los pulsos cuya amplitud corresponde al radioisótopo en uso, y discriminará aquellos que se encuentren por encima o por debajo de los niveles establecidos.

En este capítulo se presentan también el control de los tiempos de conteo, así como el borrado e inicialización del nuevo conteo, y el despliegue de la información con el número de dígitos adecuado a la aplicación.

4.2.- EL CIRCUITO MONOCANAL.

La función de este circuito será establecer una ventana que permita seleccionar únicamente aquellos pulsos que son generados por la energía del radioisótopo en uso, eliminando tanto como sea posible la contribución de los generados por ruido y por la radiación del medio ambiente, así como se muestra en la figura 4.1.

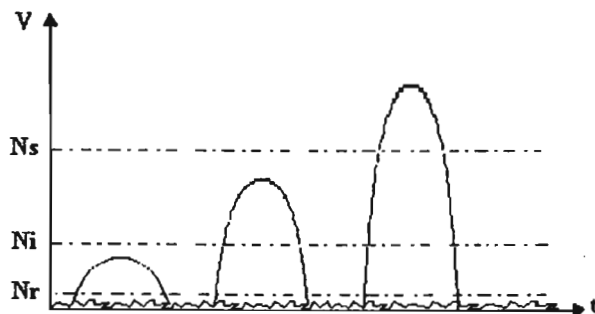


Figura 4.1 Niveles de discriminación de la ventana.

El diseño realizado para este objetivo se desarrolló de tal forma que se tenga un buen resultado en cuanto al tiempo de aparición de los pulsos. Este diseño se muestra en la figura 4.2.

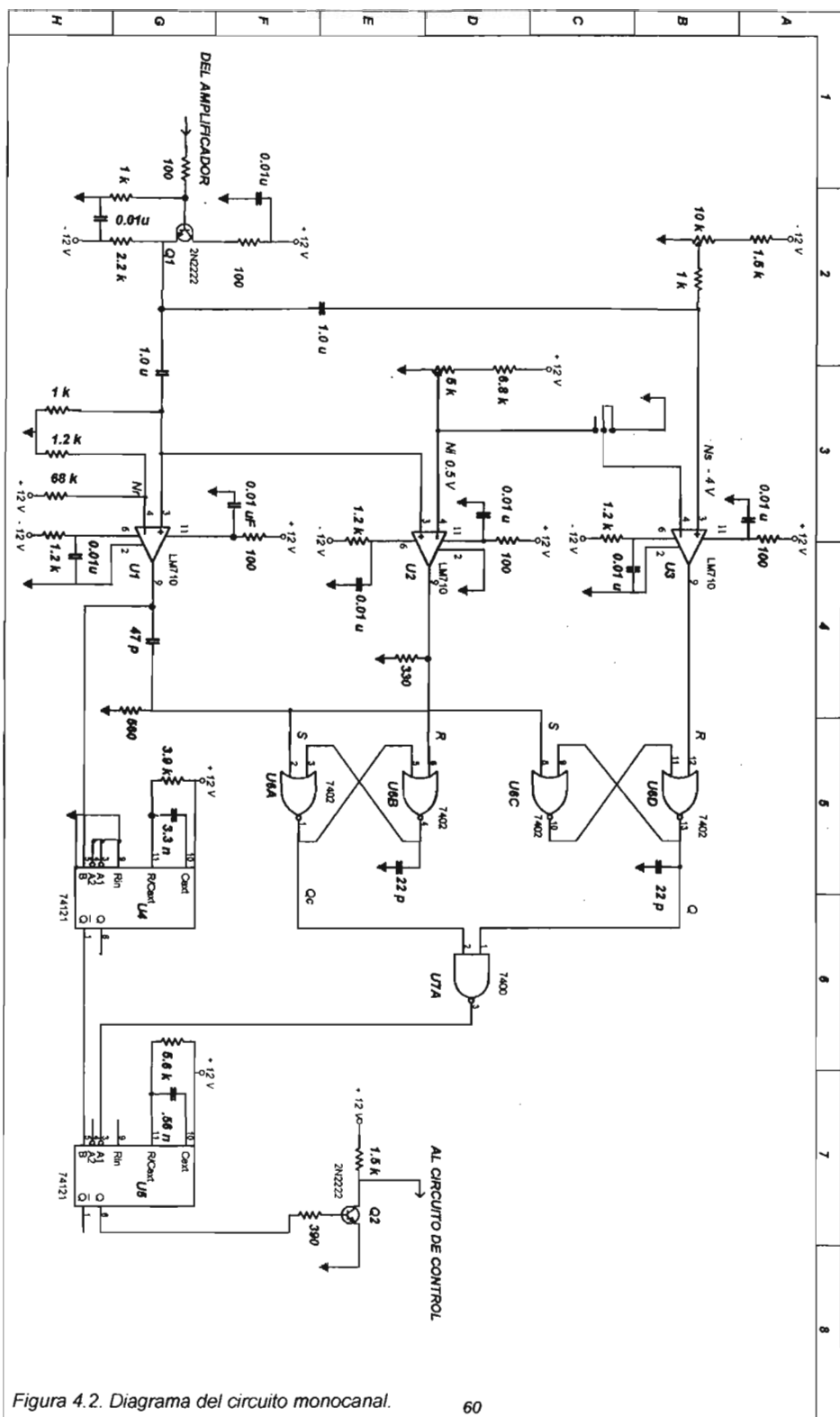


Figura 4.2. Diagrama del circuito monocanal.

En donde se tienen las siguientes funciones:

U1 es un discriminador de ruido, su voltaje de referencia N_r se encuentra fijo en 200 mV, por lo cual nos dará a la salida un pulso digital cada vez que la señal de entrada sea mayor a este nivel. Este pulso será utilizado para activar el monoestable U4 y para restablecer los dos biestable tipo RS, U6.

U2 es el discriminador de nivel bajo del canal o ventana. Su valor de referencia, N_l , se fija en 0.5 V, por lo cual permitirá el paso de aquellos pulsos de entrada que excedan ese nivel.

U3 es el discriminador de nivel alto. Su valor de referencia, N_z , se fija en 4.0 V eliminando todos los pulsos en la señal de entrada que lo sobrepasen. Por lo tanto la ventana tendrá un ancho de 3.5 V.

Con U6 se realizan dos biestable tipo RS, uno para cada uno de los niveles que forman la ventana. Ellos se encargarán de retener y dar paso a los pulsos de interés hacia el circuito de coincidencia U7, que junto con el monoestable U4 dan las condiciones que se requieren para que el monoestable U5 dé el pulso a ser contado.

A la base de Q1 se encuentra un divisor que actúa como un atenuador en caso de utilizar un radioisótopo de energía mayor, y Q1 es una fuente de corriente para un mejor manejo de la señal.

Q2 es un inversor y también un acoplador de la señal entre los dispositivos TTL y CMOS utilizados en nuestro diseño.

Para analizar este circuito estableceremos las condiciones iniciales de los diferentes dispositivos, para ello se deben tener presentes las tablas de verdad de cada uno de ellos, y las cuales se muestran en la figura 4.3

Cuando no hay señal, los comparadores U1, U2 y U3 no dan pulso a su salida, por lo cual el primer monoestable U4 tiene a su entrada un nivel bajo y por la forma en que están conectadas A1 y A2 se tendrá un estado alto en Qc.

Los dos biestables tipo RS, tiene en sus entradas R y S un lógico bajo por lo cual, cualquiera que fuera el estado anterior se tendrá en las entradas A y B del discriminador una combinación 1 – 0, por lo cual su salida será un nivel lógico alto. Con este estado y el 1 del primer monoestable U4, el segundo monoestable U5

tendrá en su salida Q un 0 lógico y en el colector de Q2 se tendrá un nivel lógico alto.

En el funcionamiento del monocanal se tendrán tres casos en cuanto al nivel de voltaje de entrada V_e , los cuales se analizarán con apoyo de diagramas de tiempos. Estos tres casos son:

- Cuando el voltaje de entrada V_e , es menor que el valor de voltaje inferior V_i , y también menor que el nivel de voltaje superior V_s .
- Cuando el voltaje de entrada V_e , es mayor que el valor de voltaje inferior V_i , pero menor que el nivel de voltaje superior V_s .
- Cuando el voltaje de entrada V_e , es mayor tanto de V_i como de V_s .

Primer caso: $V_e < V_i < V_s$.

El primer discriminador U1 está configurado para dar un pulso de salida, una vez que el voltaje de entrada rebasa el valor de discriminación de ruido, el cual se encuentra en 200 mV. El nivel de ruido del sistema se estima aproximadamente de 25 mV, y el valor de 200 mV se estableció debido a que las condiciones lo permiten y no afecta el funcionamiento del circuito. En el tiempo t , en que la señal de entrada rebasa ese valor de referencia, el comparador dará un pulso de salida el cual durará tanto como este voltaje permanezca sobre el nivel de discriminación.

El pulso de este comparador se utilizará para borrar el estado en que se encuentran los biestables tipo RS, por medio de un pulso de corta duración que se aplica a través de un diferenciador (C_D , R_D), fijándolos en el estado deseado según las condiciones que se tengan en U2 y U3, y asegurándonos que nunca se tendrá la condición de estado no deseado $R=S=1$. (Figura 4.3 a).











El flanco de subida de este pulso se utilizará para generar un pulso en el primer monoestable U4, el cual tendrá una duración según el arreglo RC, ($t = 0.7RC$), de 9 μ s, que es un poco más de la mitad del tiempo que dura el pulso de la señal de entrada, para asegurarse de que V_e ha alcanzado su valor máximo.

S	R	Q	Q _c
0	0	SIN CAMBIO	SIN CAMBIO
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	INDESEADO	INDESEADO

(a)

A	B	C
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

(b)

A1	A2	B	Q	Q _c
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
1	↓	1		
↓	1	1		
↓	↓	1		
0	X	↑		
X	0	↑		

(c)

Figura 4.3. Tablas de verdad de los circuitos (a) Biestable tipo RS, (b) Compuerta NAND 7400, (c) Monoestable 74121.

Las salidas de los dos comparadores del nivel inferior y del superior U2 y U3, respectivamente, se encuentran en un estado bajo, debido a que la señal de entrada no ha rebasado estos niveles. Por lo cual, las salidas de los dos biestables permanecerán sin cambio, y no importando cual fue el estado anterior, la combinación A y B de la compuerta de discriminación establecerán un 1 lógico en la salida C de esta compuerta (figura 4.3 b).

Para activar un pulso de salida en el segundo monoestable U5, se debe tener un cambio de nivel (0) a la salida del circuito de coincidencia U7 y el flanco de subida del pulso del primer monoestable U4, (figura 4.3 c), al no cumplirse estas condiciones la salida Q de U5 será baja.

El análisis anterior se muestra en la figura 4.4.

Segundo caso $V_i < V_e < V_s$.

Ahora todos los pulsos de entrada que se encuentren en este nivel darán un pulso de salida para ser registrado en el contador, lo cual es el objetivo del monocanal, permitir el paso únicamente a los pulsos que se encuentren dentro de la ventana establecida.

El primer comparador U1 dará un pulso de salida una vez que se ha rebasado su nivel de referencia, con el flanco de subida de éste, se genera un pulso en Qc de U4, y también se borrarán los dos biestables tipo RS, quedando la salida Q del monoestable del nivel superior en alto y Qc del biestable del nivel inferior en estado bajo, con lo cual la salida C del circuito de coincidencia U7 permanece en 1 lógico.

El comparador del nivel inferior U2 dará un pulso de salida, con una duración determinada por la señal de entrada, mientras ésta se mantenga sobre el valor de discriminación. Este pulso pondrá la salida Qc del biestable del nivel inferior en estado lógico alto, mientras el comparador superior no tiene salida, permaneciendo Q del biestable en 1 lógico.

Con la combinación de los niveles altos a las entradas de A y B del circuito de coincidencia U7 darán un cambio en la salida C de 1 a 0, con este valor y el flanco de subida del primer monoestable U4 que indica que el pulso ha alcanzado su

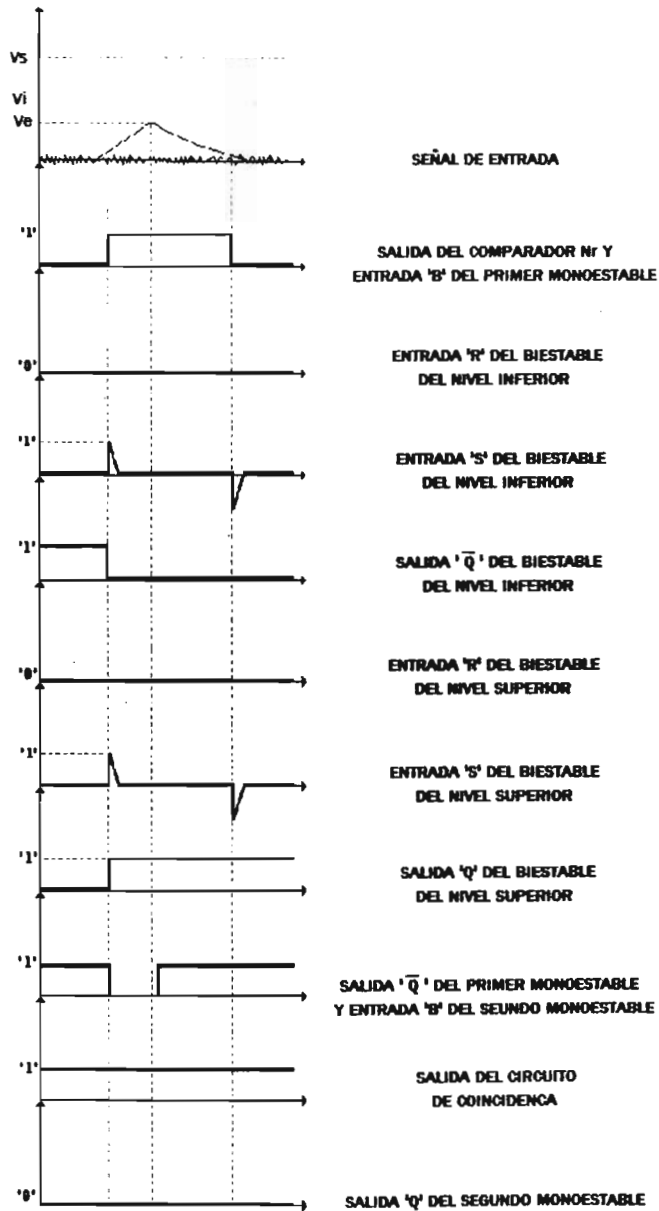


Figura 4.4. Análisis de tiempos para el caso $V_e < V_i < V_s$

máxima amplitud, se disparará el segundo monoestable U5 (figura 4.3.c.), dándonos un pulso de salida positivo en Q cuya duración ($0.7 RC$) es de $2.19 \mu s$.

La gráfica de tiempos que nos ayuda a visualizar mejor este caso se muestra en la figura 4.5.

Este pulso de amplitud de 5 Vdc, se aplica al circuito acoplador, el cual proporcionará en su salida un pulso invertido con amplitud de 12 Vdc, el cual se contabilizará en la siguiente etapa.

Tercer caso $V_i < V_s < V_e$.

Por último, analizaremos aquellos pulsos de entrada cuya amplitud rebasa todos los límites que se han fijado en los circuitos discriminadores, y que no son de interés, por lo cual se tienen que eliminar. La gráfica de la figura 4.6 nos ayudará para visualizar este caso.

Con el pulso de entrada, U1 se activa y nos da un pulso lógico a su salida, la subida de este pulso dispara al monoestable U4, y los biestables tipo RS tienen en su entrada S un estado alto con lo cual se fija la salida Q del biestable del nivel superior en 1 lógico y la salida Qc del biestable del nivel inferior en bajo, manteniendo la salida C del circuito de coincidencia U7 en 1, por lo tanto no se activa el segundo monoestable U5.

Al sobrepasar la amplitud del pulso de entrada, el valor de referencia del discriminador de nivel bajo U2, éste se dispara dándonos un nivel lógico alto a la entrada R de su biestable y cambiando el estado de Qc a alto. Con lo cual la salida del circuito de coincidencia cambia de 1 a 0, pero el segundo monoestable U5 no se dispara porque en ese momento no se tiene la condición del flanco de subida a su entrada B.

Cuando la señal sobrepasa el valor de discriminación superior, U3 fija un nivel lógico alto a la entrada R de su biestable, con lo cual Q cambia a estado bajo poniendo nuevamente la salida del circuito de coincidencia a nivel alto, el cual se

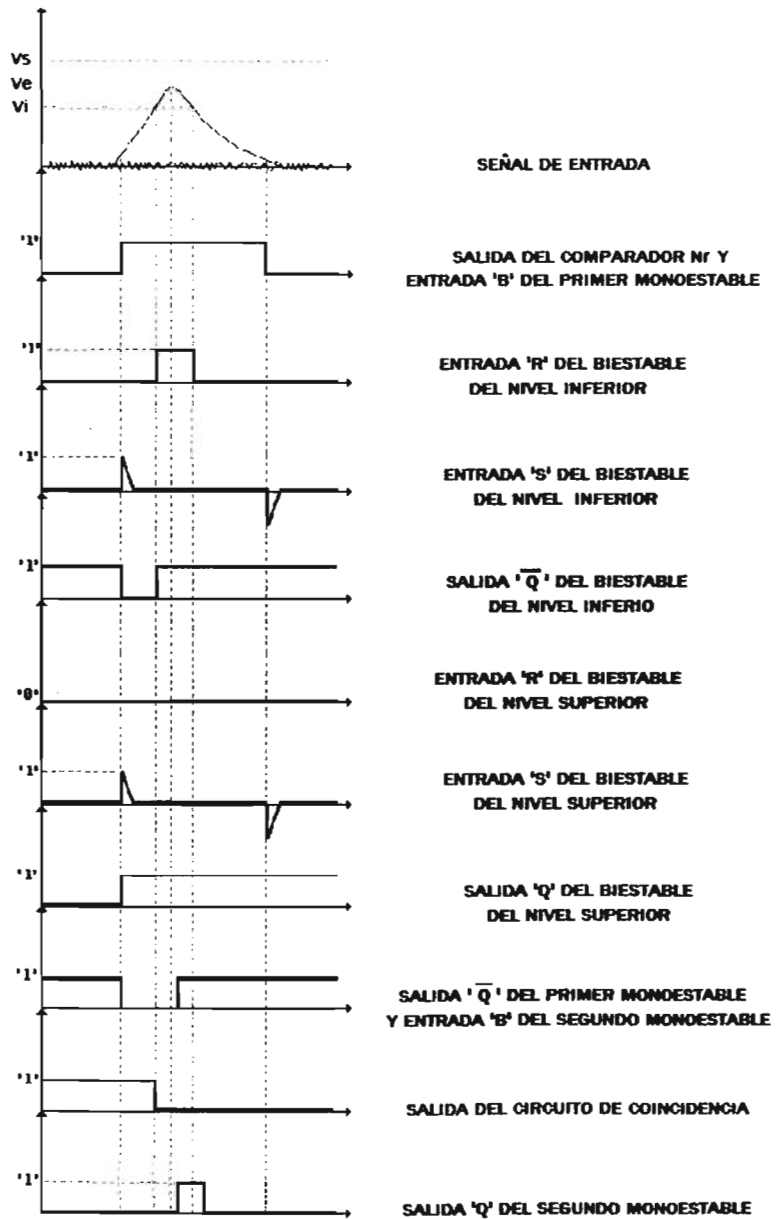


Figura 4.5. Análisis de tiempos para el caso $V_i < V_e < V_s$.

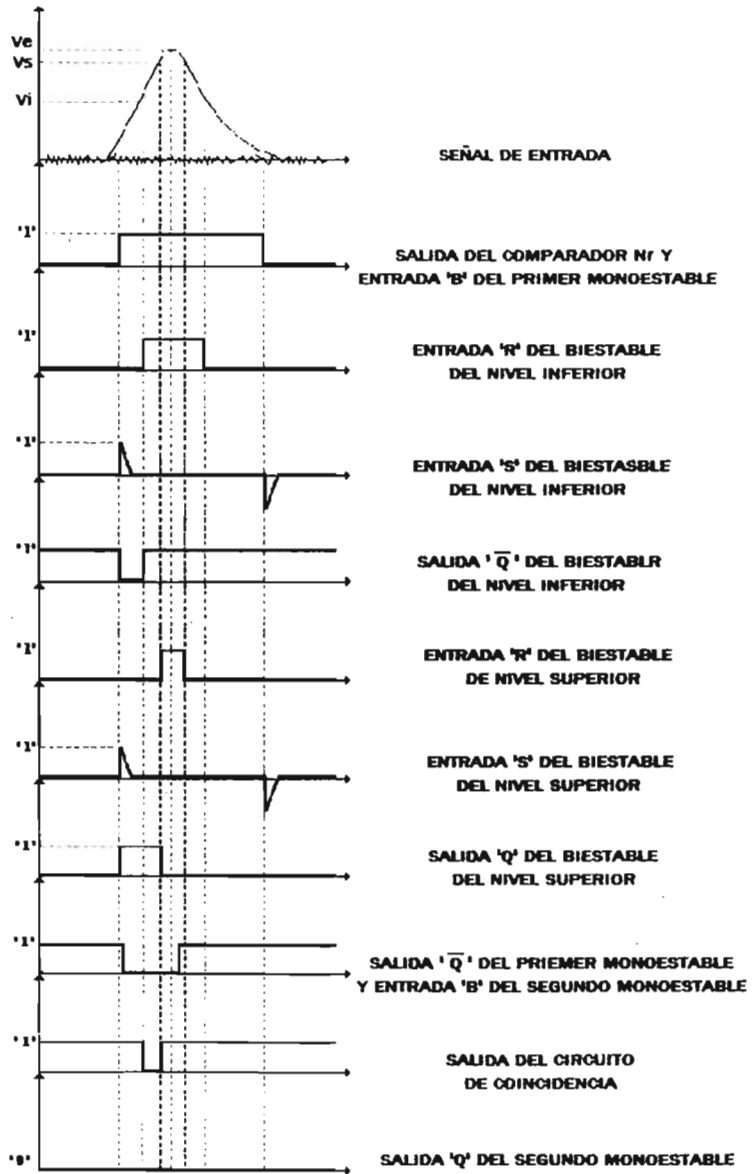


Figura 4.6. Análisis de tiempos para el caso $V_i < V_s < V_e$

mantendrá, por lo cual no se darán las condiciones para que se dispare el segundo monoestable U5, permaneciendo su salida Q en nivel lógico bajo.

4.3.- EL CIRCUITO DE CONTROL.

En el circuito de control se realizan las funciones de inicio de conteo, borrado de los indicadores de 7 segmentos y selección de tiempos de conteo. Para lo cual se ha diseñado el circuito de la figura 4.7.

Comenzaremos por analizar el oscilador (U5) que nos dará una frecuencia base, la cual se utilizará para generar los tiempos de conteo en el contador binario (U6).

En el diagrama en la etapa de temporización se utiliza el circuito integrado 555 conectado como multivibrador de oscilación libre; la salida del temporizador dependerá del tiempo de carga y descarga del capacitor $C = 1.0 \mu\text{F}$, que se encuentra conectado entre la terminal de entrada denominada umbral (6) y tierra, y está configurado para un ciclo de trabajo aproximadamente del 50%. [4]

En la configuración común de un multivibrador de oscilación libre o astable, se tiene que la salida permanecerá alta durante el intervalo de tiempo en que el capacitor C se cargue desde $1/3 V_{cc}$ a $2/3 V_{cc}$.

$$t_{\text{alta}} = 0.695 (R_A + R_B) C$$

donde:

R_A ($4.7 \text{ K}\Omega$), es la resistencia conectada entre V_{cc} y la terminal de descarga (7).

R_B (pot $10 \text{ K}\Omega$), es la resistencia conectada entre la terminal de descarga y la terminal de disparo (2).

La salida del multivibrador se encontrará baja durante el intervalo que el capacitor se descargue de $2/3 V_{cc}$ a $1/3 V_{cc}$

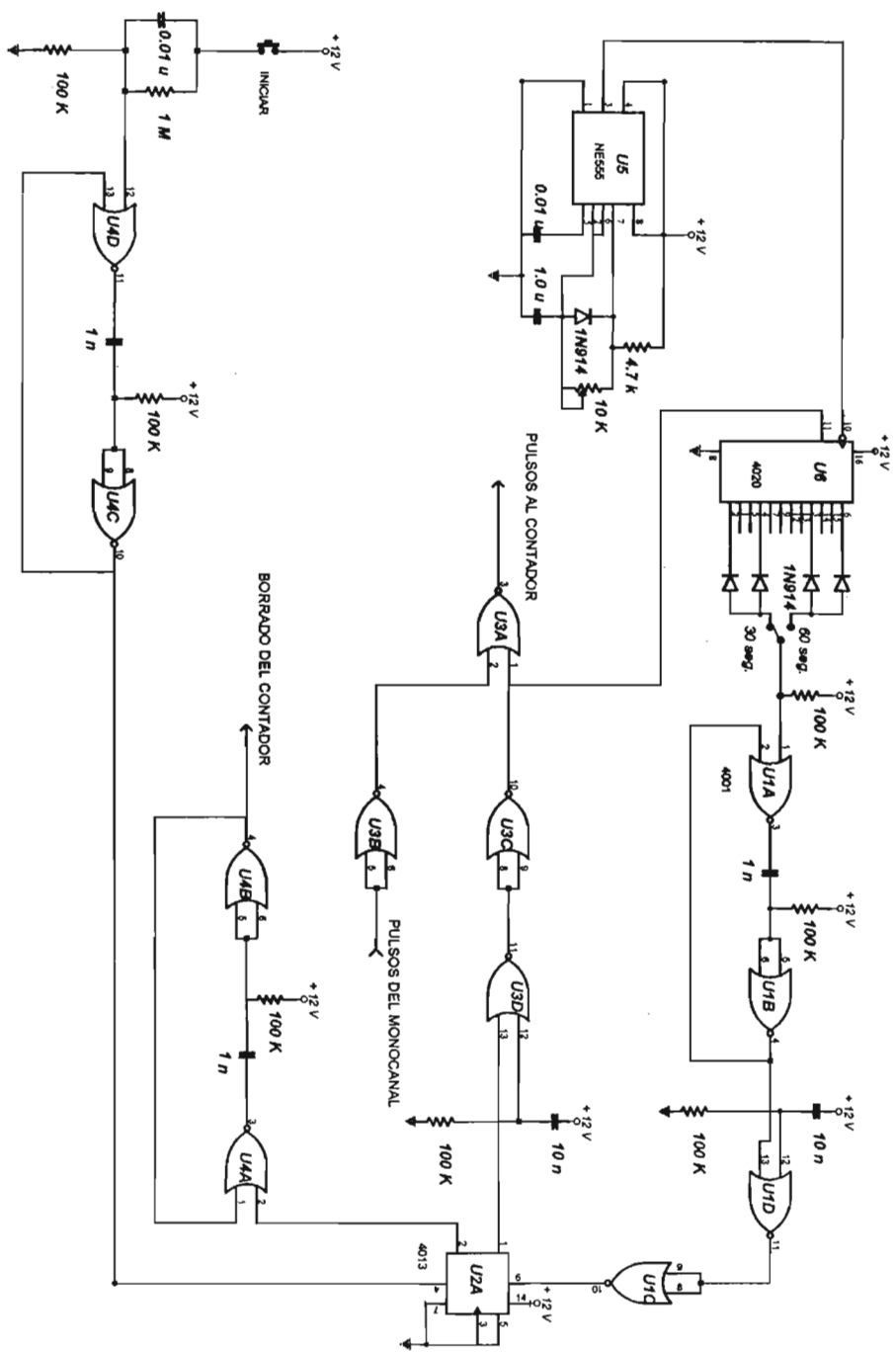


Figura 4.7. Diagrama del circuito de control.

$$t_{\text{baja}} = 0.695 R_B C$$

El período total de oscilación está dado por:

$$T = t_{\text{baja}} + t_{\text{alta}}$$

Lo anterior queda mostrado en la figura 4.8.

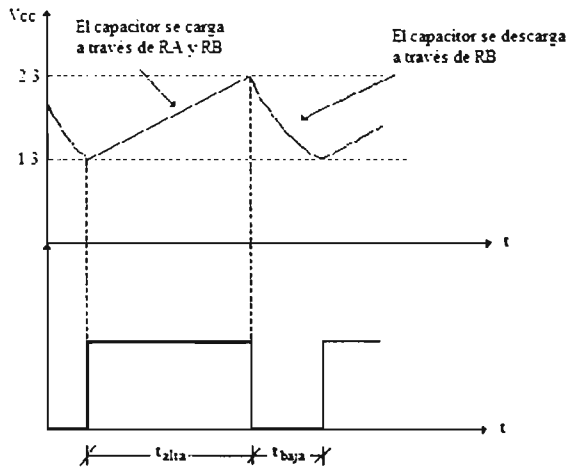


Figura 4.8. Salida del multivibrador de oscilación libre respecto al tiempo de carga y descarga del capacitor C.

Con una configuración como la anterior el ciclo de trabajo del circuito nunca puede ser mayor o igual que 50%, pero si se conecta un diodo en paralelo con la resistencia R_B puede obtenerse un ciclo igual a 50% e incluso mayor, como se presenta en la figura 4.9. Para los fines que nos interesan un 50% de ciclo de trabajo es más que deseable. El aumento del ciclo de trabajo se debe a que ahora el capacitor se carga a través de R_A y el diodo, pero se descarga a través de R_B .

$$t_{\text{alta}} = 0.695 R_A C$$

$$t_{\text{baja}} = 0.695 R_B C$$

De donde se observa que si $R_A = R_B$, entonces el ciclo de trabajo es igual al 50%.

Las resistencias para este caso tendrían un valor de 5270.5 ohms, debido a que no es un valor comercial se utilizaron las resistencias que se muestran en la figura 4.7. La frecuencia se ajusta con el potenciómetro de 10 K ohms, de tal forma que la oscilación base es de 136.5 Hz, de donde se derivaran los 30 y 60 segundos de conteo. Estos tiempos cubren las necesidades, ya que al final lo que se desea es obtener cuentas por minuto.

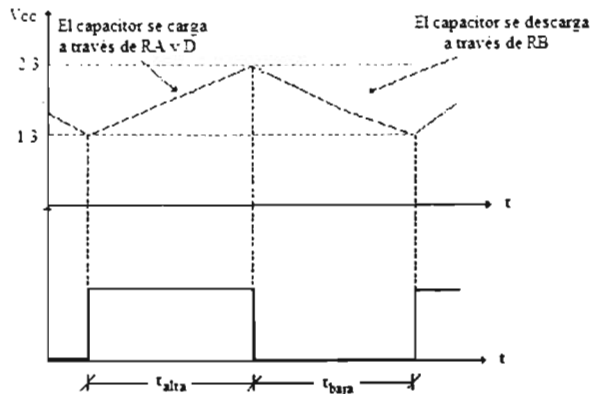


Figura 4.9. Salida del multivibrador de oscilación libre respecto al tiempo de carga y descarga del capacitor C, para un ciclo de trabajo del 50%.

Para continuar con el análisis del circuito, observamos que en el diseño se utilizan circuitos RC de diferenciación, los cuales se conocen como disparo por flanco y minimizan los problemas de estados indeseados.

La señal generada por el CI 555, se aplica al CI 4020, el cual es un contador binario de 14 bits, la salida 1 divide la señal de reloj por $2^1 = 2$, la salida 4 divide la señal por $2^4 = 16$ y así la salida 14 la divide por $2^{14} = 16,384$.

Debido a que el equipo debe tener tiempos de conteo de 30 y 60 segundos, y la frecuencia base generada por el 555 es de 136.5 Hz, y periodo de 7.32 milisegundos, se han utilizado la terminal 13 para los 30 segundos ($2^{13} \times 7.3 \times 10^{-3} = 60$ segundos), y la terminal 14 para los 60 segundos ($2^{14} \times 7.3 \times 10^{-3} = 120$ segundos),

esto es debido a que por el diseño del circuito de control, únicamente se cuenta en el nivel bajo del periodo.

En el circuito se han utilizados dos diodos 1N914, para simular una compuerta NAND, para interrumpir el conteo cuando el pulso cambie de bajo a alto, en las terminales de interés y que el circuito quede listo para ser activado nuevamente, sin necesidad de que termine todo el periodo (60 y 120 segundos).

Ahora estableceremos las condiciones iniciales y comenzaremos por el circuito de INICIO. El botón de inicio se encuentra normalmente abierto con lo cual se tiene a la entrada 12 del circuito U4D en un nivel lógico bajo, el cual va directamente a la entrada R del biestable tipo D (U2). Por la configuración que tiene este circuito actuará prácticamente como un biestable tipo RS. Con estas condiciones la salida Q, (terminal 1), se encuentra en nivel alto y por lo tanto Qc, (terminal 2), se encuentra en bajo. La señal de Qc es transferida por U4A y U4B, teniéndose en la señal de BORRADO DEL CONTADOR un nivel lógico bajo. El estado alto de la salida Q, se transfiere por U3D y U3C llegando al restablecedor (terminal 11) del contador binario (U6) con lo cual se inhibe. La señal de Q no permite el paso de los pulsos al contador manteniendo la señal PULSOS AL CONTADOR en un nivel bajo.

Al estar todas las salidas de U6 en nivel bajo, se tiene un cero en la terminal 1 del U1A, el cual es transferido y se aplica directamente a la entrada S del biestable U2A, manteniendo sin cambio las salidas de éste.

Ahora se analiza la condición en la cual se desea que se obtenga un conteo para lo cual se oprime el botón de INICIO. Al cerrarse el circuito, un nivel lógico alto se establece en la terminal 12 del circuito U4D, este pulso llega a la entrada R del biestable tipo D, fijando los estados de Q en bajo y Qc en alto. El pulso originado en Qc, se aplica a la señal de BORRADO DEL CONTADOR, con lo cual se reestablecerá el contador (etapa siguiente).

La señal Q es aplicada al restablecedor del contador 4020, U6, con lo cual se permite el paso de los pulsos generados por el 555. Inicialmente se tendrá un nivel lógico

bajo en la terminal 1 del U1A, el cual será transferido y se aplicará a la entrada S del biestable. Una vez que ha concluido el tiempo seleccionado (30 o 60 segundos) cambiará el estado de las salidas del U6 con lo cual se fijará un alto a la terminal 1 del U1A, esta señal se aplicará a la entrada S del biestable, cambiando las salidas de Q a alto y Qc a bajo.

La señal de Q, se aplica a la terminal 2 del U3A, con lo cual su salida se pone en nivel lógico bajo, no permitiendo el paso de los PULSOS DEL MONOCANAL. Esta misma señal se aplica al restablecedor del U6 mandando todas sus salidas a un estado bajo según la tablas de verdad de la figura 4.10.

4.4. - CIRCUITO DE CONTEO Y DESPLIEGUE DE INFORMACIÓN.

En esta última etapa, se lleva a cabo el conteo de los pulsos en el periodo de tiempo seleccionado, y el despliegue de estas cuentas en indicadores de 7 segmentos.




El circuito realizado para esta etapa se muestra en la figura 4.11. El circuito es sencillo, y se ha utilizado el CI 4026, que es un contador de décadas con salida decodificada de 7 segmentos e indicadores de 7 segmentos de cátodo común. Consta de 6 etapas, suficientes para desplegar el número de cuentas acumulado en el tiempo de conteo, que por lo general son lecturas de no más de 5 dígitos.

El circuito 4026 funciona de la siguiente forma: un 1 lógico en la entrada de restablecer limpia los contadores a bajo (señal BORRADO DEL CONTADOR). El contador avanza una cuenta en el flanco positivo de la señal de reloj, siempre y cuando la señal "CLOCK INHIBIT" (terminal 2) esté en bajo. La señal de "CARRY OUT" (terminal 5), completa un ciclo de cada diez de la señal de reloj(señal PULSOS AL CONTADOR), y es usado como reloj para la década siguiente en la serie multidecada de la cadena del contador. La señal "DISPLAY ENABLE IN" (terminal 3), se utiliza para activar o desactivar el visualizador como ahorrador de energía, un nivel bajo lo desactiva manteniendo los estados del contador. Las siete salidas decodificadas (a, b, c, d, e, f, g) iluminan el segmento apropiado en el indicador de siete segmentos para representar el número decimal de 0 – 9.



Los indicadores de 7 segmentos tienen conectada una resistencia de 560Ω al cátodo para el manejo de la corriente.

A	B	C
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

(a)

RELOJ	DATO	RESTABLECER	ESTABLECER	Q	QC
	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	0
	X	0	0	Q	Qc
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	1	1

(b)

RELOJ	RESTABLECER	ESTADO DE LAS SALIDAS
	0	SIN CAMBIO
	0	AVANZA AL SIGUIENTE ESTADO
X	1	TODAS LAS SALIDAS BAJAS

(c)

Figura 4.10. Tablas de verdad de los circuitos: (a) NOR, (b) Biestable tipo D

(C) Contador binario de 14 bits 4020.

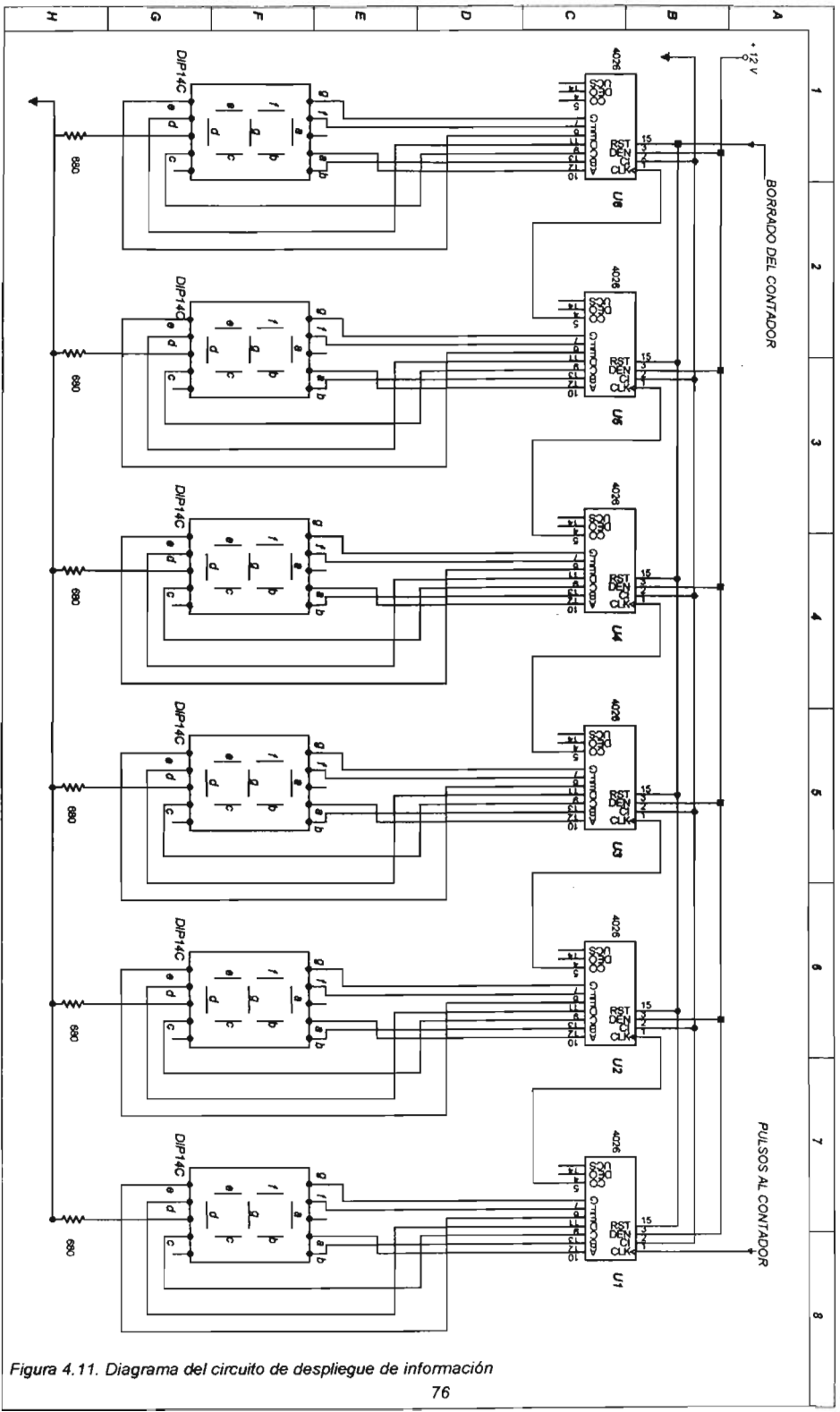


Figura 4.11. Diagrama del circuito de despliegue de información

Capítulo 5

DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRÓNICOS AUXILIARES

5.1. - INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se presenta el diseño de las fuentes de alimentación para el contador. Estas son: la de bajo voltaje que alimenta los circuitos analógicos y digitales y la de alto voltaje para el fotomultiplicador.

En el diseño de estos circuitos se consideraron las posibles fluctuaciones en el voltaje de línea, en la temperatura ambiental de trabajo para el sistema y la potencia eléctrica requerida por el mismo. Aquí se presentarán los parámetros de regulación, estabilidad, variación por temperatura en la amplitud de la señal analógica, y los resultados logrados en el contador prototipo.

5.2. - FUENTE DE ALTO VOLTAJE.

Una fuente de alto voltaje es esencialmente un convertidor de D.C. a D.C., el cual a partir de un voltaje regulado proporcionará el voltaje suficiente de D.C. para la operación del TFM.

Un convertidor de dc a dc consta básicamente de las siguientes partes:

- A) El oscilador.
- B) La etapa de control y sensado del alto voltaje.
- C) Un transformador.
- D) La etapa de multiplicación de voltaje.

El circuito propuesto es el que se muestra en la figura 5.1. en el cual se tienen cada uno de los módulos mencionados.

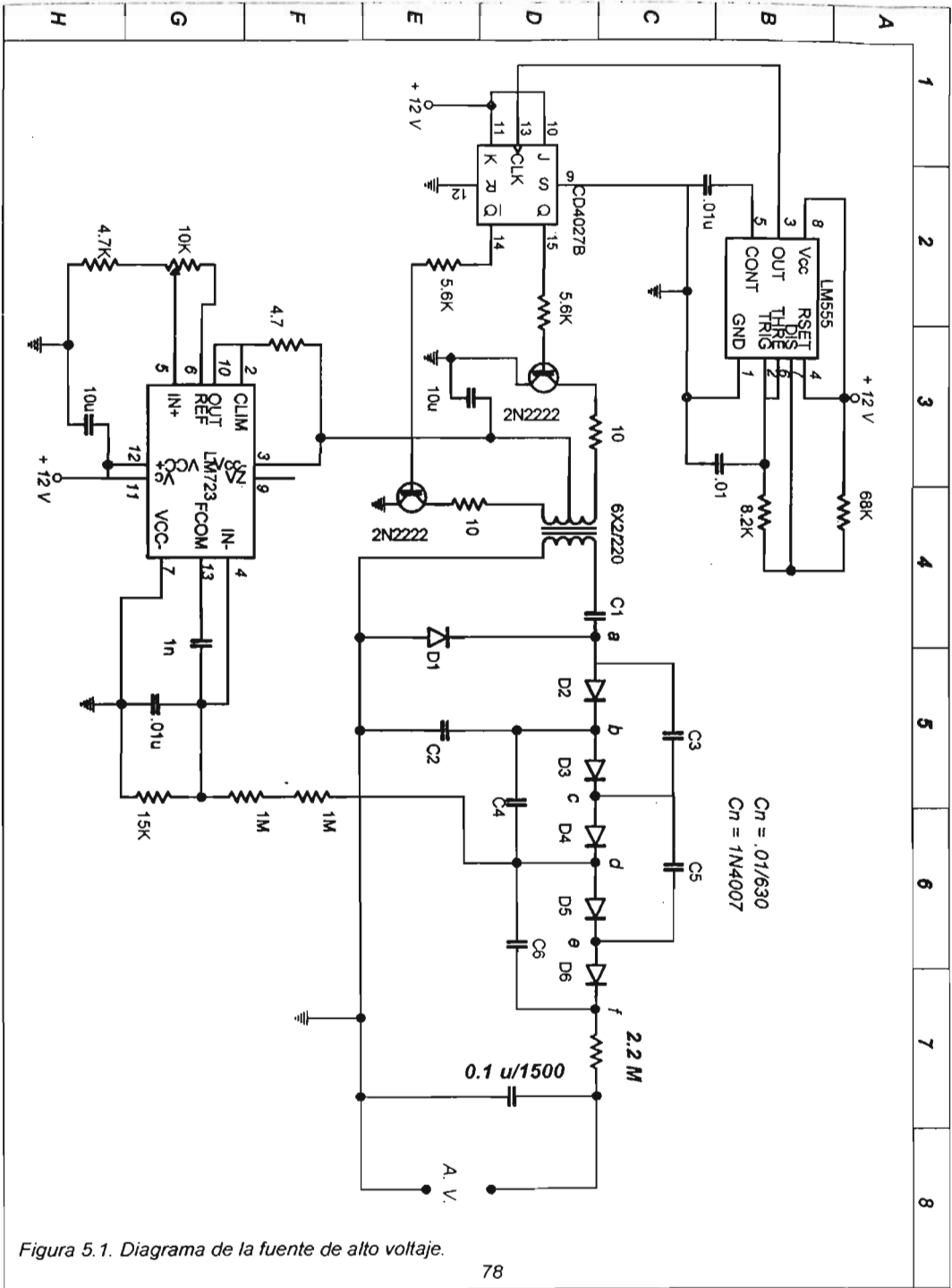


Figura 5.1. Diagrama de la fuente de alto voltaje.

A- OSCILADOR.

Este módulo se encuentra formado por los siguientes componentes: El CI LM555 configurado para trabajar como un astable, la frecuencia de operación será lo más próximo a 1 KHz, según lo permitan los valores comerciales de capacitores y resistencias. De las ecuaciones que tenemos para esta configuración dichos valores, según lo ya visto en el capítulo anterior, son:

$$t_{\text{alta}} = 0.695(R_A + R_B) C$$

$$t_{\text{baja}} = 0.695 R_B C$$

$$T = t_{\text{baja}} + t_{\text{alta}}$$

$$f = \frac{1.443}{(R_a + 2R_b) C}$$

Los valores dados para los componentes son:

$R_A = 8.2 \text{ K}\Omega$, $R_B = 68 \text{ K}\Omega$ y $C = 0.01 \text{ }\mu\text{f}$. Con lo que se obtiene una frecuencia de 1 KHz.

El hecho de hacer R_B mayor que R_A , es para acercarnos lo más que se pueda a un ciclo de trabajo del 50% en el oscilador.

Para asegurar tal condición, se conectó la salida del oscilador al reloj del un biestable tipo JK, el MC4027B, el cual está diseñado según su tabla de verdad (figura 5.2). Para cambiar de estado con el flanco de subida de la señal generada por el 555, y así manejar un ciclo de trabajo del 50%.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

ENTRADAS						SALIDAS	
CLK	J	K	S	R	Qn	Qn+1	$\overline{Qn+1}$
↑	1	X	0	0	0	1	0
↑	X	0	0	0	1	1	0
↑	0	X	0	0	0	0	1
↑	X	1	0	0	1	0	1
↑	1	1	0	0	Q0	$\overline{Q0}$	Q0
↓	X	X	0	0	X	Qn	\overline{Qn}
X	X	X	1	0	X	1	0
X	X	X	0	1	X	0	1
X	X	X	1	1	X	1	1

Figura 5.2. Tabla de verdad del CI MC 4027.

Para manejar la corriente requerida se incorporan dos transistores npn para conmutar las oscilaciones a las salidas Q y \overline{Q} complemento del biestable, los cuales son el 2N2222 que pueden manejar una corriente continua de colector de 0.8 A, cuya ficha técnica indica que se aplica como conmutador de media potencia con tiempos de conmutación del orden de los nanosegundos.

B.- LA ETAPA DE CONTROL Y SENSADO DEL ALTO VOLTAJE.

Esta etapa está diseñada con el circuito integrado LM723, que es un regulador de voltaje variable, de acuerdo a las especificaciones del fabricante para trabajar en el rango de 2 a 7 Vdc en su salida. Entre sus principales características se tiene que es capaz de suministrar 150 mA sin transistor de paso externo, la regulación en la línea es del 0.01% y en la carga es del 0.03%.

Este circuito realiza el sensado del alto voltaje y ajusta el voltaje en la derivación central del primario del transformador para compensar posibles variaciones en el alto voltaje.

C.- EL TRANSFORMADOR.

La función del transformador es modificar un voltaje determinado de A.C., en otro de A.C., de igual frecuencia y manteniendo la relación de potencias. Para esta aplicación, dicha función es la de elevar el voltaje aplicado en el primario de 12 Vac con derivación central y capacidad de corriente de 200 mA, a un valor máximo de 220 Vac en el secundario de un transformador comercial.

D.- LA ETAPA DE MULTIPLICACIÓN DE VOLTAJE.

Esta etapa está compuesta por una serie de capacitores (filtros) y diodos (rectificadores), que deben soportar un voltaje de pico inverso de al menos $2V_p$ (donde $V_p = 220$ V), utilizados como dobladores de voltaje. Hay que recordar que en el capítulo 2 se indicó que para la polarización del TFM se requería una fuente que sea capaz de suministrar 800 Vdc y 1 mA. Se toman estos parámetros para determinar el número de etapas que se requieren en el multiplicador para lograr dichos valores.

El diodo D1 conduce en la parte negativa de la señal y carga al capacitor C1 a un voltaje pico V_p de dc. En el ciclo positivo este diodo no conduce, C1 permanece cargado. Por el teorema de superposición el voltaje en el capacitor C1 es el voltaje V_p dc más el voltaje alterno en el devanado del transformador, como el valor promedio de una señal alterna es cero el nivel de referencia de esta señal es V_p dc. Nuevamente durante el ciclo positivo D1 no conduce, pero D2 sí, por lo cual carga el capacitor C2 a $2V_p$ dc, es decir el voltaje V_p en C1 más la rectificación del ciclo positivo V_p . Ahora tenemos en el punto b un voltaje de dc de valor $2V_p$. C3 transfiere el voltaje que tenemos en el punto a, es decir al cual está cargado C1, por lo cual en ese punto se tendrá $3V_p$ dc más la señal de A.C. Durante el ciclo positivo de la señal de A.C., D4 conduce, D3 está en corto cargando C4 a $2V_p$ dc, por lo cual

en el punto d se tendrá un voltaje de dc de 4Vp. Por lo tanto, siguiendo con este análisis, en el punto f se tendrá 6Vp, y si se eleva al máximo el voltaje en el secundario del transformador cuyo voltaje pico es de 220 Vac (debido a que se está utilizando una señal cuadrada en el primario, el valor rms es el mismo que el valor pico) en el punto f de la figura 5.1 se tendrán 1320 Vdc. Si conectamos la carga del TFM, la cual es de 1.2 M Ω al voltaje máximo de operación del TFM que es de 1200 Vdc con una corriente de 1mA, por balanceo de potencia eléctrica la corriente en el primario debe ser 100 mA.

5.3.- FUENTE DE BAJO VOLTAJE.

El último circuito por diseñar será la fuente de bajo voltaje, ya que ahora se cuenta con todos los parámetros en cuanto a las necesidades de voltaje y corriente. También se tomarán en cuenta factores como: estabilidad, regulación de línea, regulación de carga, temperatura de operación y costo.

Dado el diseño, se requerirá de una fuente de voltaje negativa que será de -12 Vdc fijos para alimentar al circuito amplificador LM318 y los tres comparadores LM710, con los cuales el consumo será de unos 20 mA en total. La fuente de voltaje positiva será de +12 Vdc fijos para alimentar a la gran mayoría de componentes en el presente diseño, para los cuales el consumo de corriente ahora es más significativo tomando únicamente en cuenta el despliegue de información el cual cuenta con seis indicadores de siete segmentos, en donde cada segmento consume 20 mA y si se activaran todo a la vez el consumo sería de 840 mA. Los otros componentes son del tipo CMOS de bajo consumo de potencia, del orden de los 5 μ A por integrado. El circuito que se propone para la fuente de bajo voltaje es el que se muestra en la figura 5.3, en donde los reguladores de voltaje utilizados son del tipo de tres terminales con voltaje de salida fijo, los cuales presentan entre sus principales ventajas ser fáciles de usar, cuentan con protecciones térmica interna y de sobre corriente, no se requiere circuitos de ajuste y son de bajo costo.

El regulador para el voltaje positivo es el LM7812CK de empaque metálico, el cual tiene las siguientes características: corriente máxima de salida: 1.5 A, voltaje de salida 11.4 – 12.6 V, voltaje de alimentación 14 – 35 V, regulación de línea 240 mV, regulación de carga 240 mV, coeficiente de temperatura del voltaje de salida de $\pm 1\text{mV}/^\circ\text{C}$, temperatura de operación: 0 – 150 $^\circ\text{C}$. De esto concluimos que la variación en el voltaje de salida debido a los cambios en la alimentación y en la corriente de salida, tomando el voltaje de salida típico será de un 2% y que la variación en cuanto a los cambios de temperatura ambiental es muy pequeño. Por lo tanto es un circuito muy estable y confiable.

Para el regulador de voltaje negativo se utiliza el LM7912CT de empaque plástico, y presenta las siguientes características: 500 mA y -11.4 a -12.6 V de salida, alimentación en el rango de -13.7 a -35 V, regulación de línea de 250 mV, regulación de carga 100 mV, coeficiente de variación de temperatura $\pm 0.24\text{ mV}/^\circ\text{C}$, temperatura de trabajo de 0 – 150 $^\circ\text{C}$. Las cuales son muy parecidas a las que se tienen para el regulador de voltaje positivo y presenta una estabilidad mayor en cuanto a la variación de la corriente de salida 0.83%.

Dadas las características de los reguladores a ser utilizados y los consumos en el circuito, se hará el análisis para los parámetros que debe cumplir el transformador, para ello se utilizarán valores máximos y con ello trabajar con un rango de seguridad. Se estiman corrientes de 100 mA para la fuente de -12 Vdc y de 1.3 A para la fuente de +12 Vdc. El voltaje de entrada mínimo se obtendrá con el voltaje de salida máximo que para ambas polaridades es de $|12.5|\text{ Vdc}$ y de las hojas de especificaciones se tiene que $V_i - V_o \geq 2\text{ V}$, $\Rightarrow |V_i| \geq 14.5\text{ Vdc}$, para lo cual el V_p de la señal de entrada debe ser por lo menos 14.5 V. Utilizando un transformador de 15 + 15 Vrms con derivación central en el secundario, el voltaje pico es de $V_p = \sqrt{2} * V_{\text{rms}} = \sqrt{2} * 15 = 21.21\text{ Vac}$, cumpliendo con las especificaciones del circuito en donde sólo queda cuidar el valor del voltaje de rizo pico, y la caída en el diodo que está conduciendo 0.6 V. La corriente en el secundario será de 1.4 A.

Del análisis anterior se debe considerar un filtro capacitivo, que permita mantener el voltaje de rizo rms a lo más en 2.0 V, pero no debe ser muy grande ya que el tiempo de conducción del diodo es menor mientras mayor es el valor del capacitor y la demanda de corriente pico se incrementa de forma directa al valor del capacitor.

El valor del voltaje de rizo rms se puede calcular según Boylestad[5] como sigue:

$$V_{r(\text{rms})} = 2.4 I_{cd}/C \quad \text{V}$$

Donde I_{cd} está en mA, y C en μF .

Por lo tanto si se desea mantener el voltaje de rizo pico en 2.0 V, el valor del capacitor para la fuente positiva debe ser de 1680 μF y para la fuente negativa de 120 μF . Para estandarizar los valores se incrementará el capacitor a un valor comercial y se utilizará el mismo para las dos polaridades, siendo éste de 2200 μF por lo cual se tiene un valor del voltaje de rizo rms para el voltaje positivo de 1.5 V, y para el voltaje negativo de 0.11 V. Con lo cual se concluye que el voltaje a la entrada del regulador positivo, que es el más crítico, como valor mínimo tendrá: $V_i(\text{rms}) = V(\text{rms}) - V_{r(\text{rms})} - V_D$, esto es, $V_i = 15 - 1.5 - 0.6 = 12.9 \text{ V}(\text{rms}) \Rightarrow V_i = \sqrt{2} * V(\text{rms}) = 18.24$, de donde la diferencia entre V_i y V_o es de 6.24.21 V.

La recomendación del fabricante es utilizar un capacitor de alta frecuencia (tantalio o mylar) en la entrada y salida del regulador con valores de entre 0.01 y 1 μF , para eliminar los efectos inductivos asociados al conductor cuando la distancia entre el capacitor y los puntos de entrada y salida al circuito a ser alimentado es mayor de 5 cm.

Los puentes rectificadores comerciales, cumplen satisfactoriamente con las características que se requiere en el presente trabajo, por lo cual el puente rectificador utilizado presenta al menos las características siguientes: $V_{PI}=200 \text{ Vac}$, y soportará una corriente de 1.5 A, como lo es el RB200.

Por último se considera la alimentación de los cuatro circuitos TTL, con consumos de entre 10 y 29 mA cada uno, para los cuales se utilizará un regulador de 5 V de baja potencia que proporciona en total 100 mA, de la misma serie que los ya utilizados. El regulador que se empleará, el LM78105, presenta entre sus características típicas una regulación de línea de 55 mV y una regulación de carga de 11 mV.

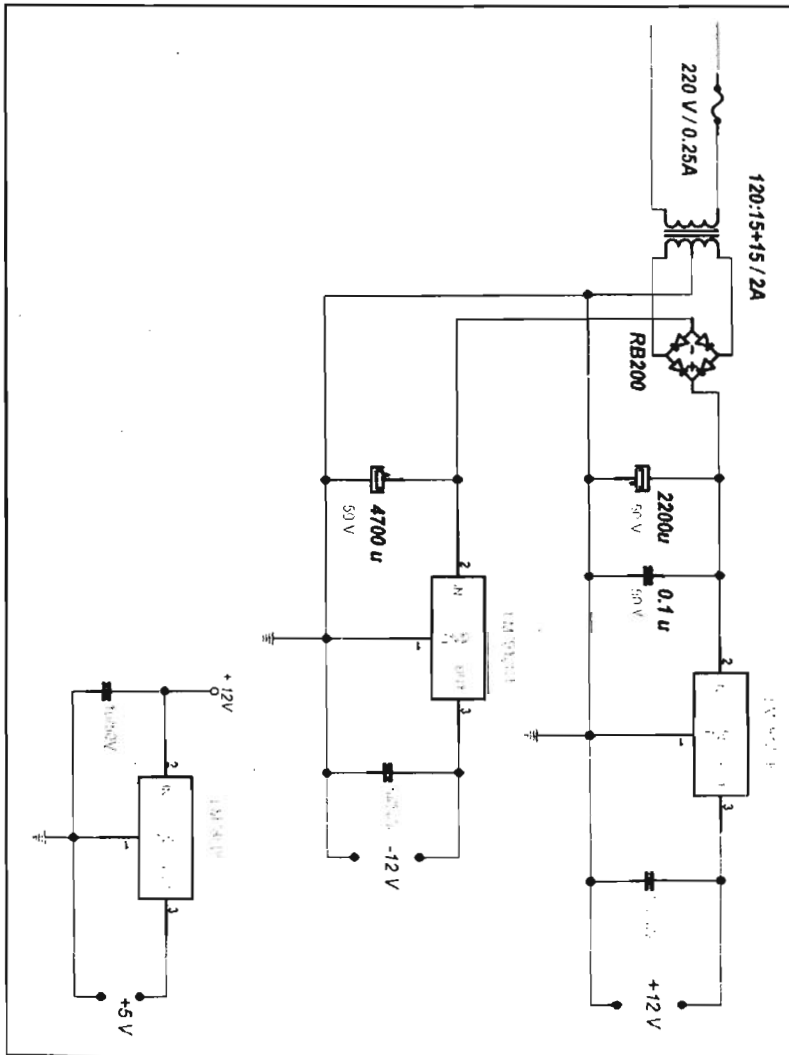


Figura 5.3. Diagrama de la fuente de bajo voltaje.

Capítulo VI

PRUEBAS Y RESULTADOS

6.1.- INTRODUCCIÓN.

En este último capítulo, se presentan todos los resultados obtenidos y las conclusiones finales del desempeño de cada uno de los circuitos prototipos propuestos en los capítulos anteriores, tomando en consideración todos los detalles para su optimización y las especificaciones dadas por los fabricantes de los componentes utilizados. Por lo tanto no se requiere de un orden en particular, ya que se mostrarán las características de las diferentes secciones que integran el presente proyecto, que son importantes en la integración del sistema.

6.2.- LA FUENTE DE BAJO VOLTAJE.

Para el circuito propuesto en la figura 5.3, la fuente de bajo voltaje, no fue necesario realizar cambios, ya que en el prototipo realizado para esta etapa los resultados obtenidos fueron satisfactorios para este proyecto.

Con el transformador utilizado se obtuvo un voltaje de pico de 20.93 Vac en su salida, un voltaje de entrada al regulador positivo LM7812CK de 18.30 Vdc, con un voltaje de rizo de 0.325 V pico, y la salida del regulador de 12.49 Vdc con una variación de ± 3.0 mV y un consumo de 300 mA. Con lo cual se obtiene una diferencia entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida mayor a 2 Vdc y se cumple con las características dadas por el fabricante.

Para el regulador negativo LM7912CT el voltaje de entrada pico es de 18.30 Vdc, y un rizo de 0.600 Vpico, y la salida fue de -11.99 Vdc con una variación de ± 25 mV, con un consumo máximo para el sistema de 30 mA. Con estos parámetros también se cumple con las características especificadas por el fabricante.

Por último, el LM78105 proporcionó un voltaje de salida de 5.1 Vdc, una variación de ± 1.0 mV y un consumo máximo de 35 mA.

Cuando se demandó una corriente de un 20% mayor a la requerida por el circuito, todos los reguladores se mantuvieron dentro de las especificaciones dadas por el fabricante, concluyéndose que el prototipo de la fuente de bajo voltaje opera satisfactoriamente para el presente proyecto.

6.3.- EL DIVISOR DE VOLTAJE.

En el capítulo dos, se obtuvo la corriente del pulso generado por la interacción de un rayo gamma proveniente ya sea del I-125 o del Co-57, tomando en cuenta las características del detector de NaI (II) y del tubo fotomultiplicador utilizado. Estos valores son tomando en cuenta condiciones de operación máximas del tubo fotomultiplicador, con lo cual su vida útil tendría una disminución considerable y la fuente de alimentación (alto voltaje) también se vería afectada.

Debido a que como se mencionó en el capítulo dos y como se mostrará, la ganancia en el tubo fotomultiplicador está directamente relacionada con su voltaje de polarización, a menor voltaje de polarización menor es el pulso de corriente debido a la interacción de un rayo gamma en el detector, y del estudio realizado al prototipo del divisor de voltaje se estableció la serie de resistencias mostrada en la figura 6.2, en el cual la resistencia total es de $5.7 \text{ M}\Omega$ y con un voltaje de polarización de 700 Vdc la corriente en la base es de $122.8 \mu\text{A}$, por lo tanto se podrán manejar pulsos de corriente de hasta $12.28 \mu\text{A}$ sin tener que utilizar capacitores de estabilización. El pulso de salida tiene una amplitud adecuada (180 mV para Co-57) para su manejo en las siguientes etapas y por tanto una buena relación señal a ruido, (ruido eléctrico menor de 10 mV).

Con los resultados obtenidos se tiene que el voltaje entre el fotocátodo y el 1er dínodo es de 122.8 V y de acuerdo a la figura 6.1, se puede mostrar que este valor debe ser mayor de 70 V. La eficiencia de colección influye en la resolución de energía, la eficiencia de detección y la relación señal a ruido.

Recordando que es conveniente mantener baja la corriente en la base, ya que corrientes altas generan calentamiento y éste a su vez pérdidas principalmente en los últimos dínodos con la consecuente pérdida de estabilidad y ganancia.

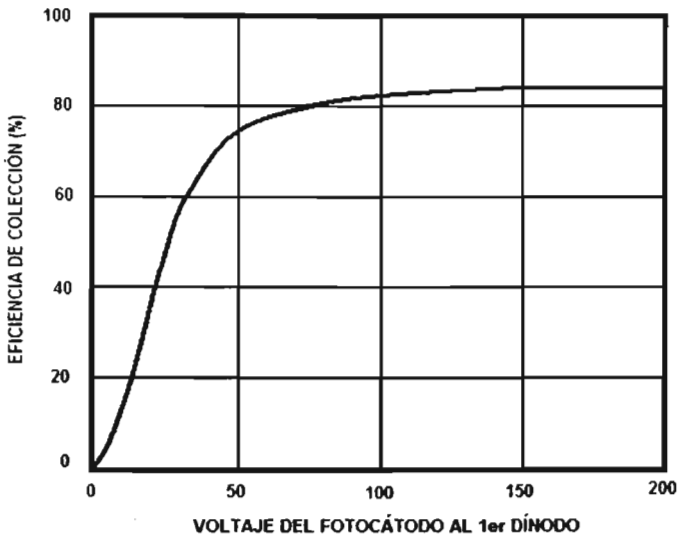


Figura 6.1. Eficiencia de colección vs. voltaje del fotocátodo al 1er dínodo en fotomultiplicadores de 10 etapas[6].

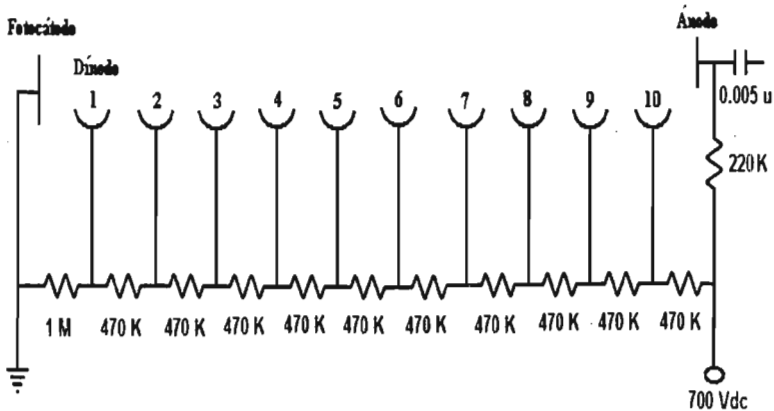


Figura 6.2. Prototipo final del divisor de voltaje.

6.4.- FUENTE DE ALTO VOLTAJE

Con el desarrollo del prototipo propuesto para la fuente de alto voltaje, figura 5.1, se encontraron varios detalles que impedían el óptimo funcionamiento de este circuito tomando en cuenta las siguientes consideraciones:

Cuando un voltaje V es aplicado entre el fotocátodo y el ánodo, a través de la red divisora de un tubo fotomultiplicador con n dínodos, la ganancia total de corriente μ está expresada según el fabricante Hamamatsu [6] por la siguiente relación:

$$\mu = A \bullet V^{kn}$$

Y de la figura 6.3, se observa que la ganancia electrónica de un tubo fotomultiplicador es susceptible a las variaciones en la fuente de alto voltaje usada para su operación, tales como corrimiento, rizo, estabilidad con la temperatura, regulación de entrada y regulación de carga.

Por lo tanto, es importante que el voltaje de operación del fotomultiplicador sea estable para garantizar una ganancia constante en su operación.

De acuerdo al manual de tubos fotomultiplicadores del fabricante EMI [7], la variación fraccional (dG/G) de la ganancia del fotomultiplicador debida a una variación fraccional en el voltaje de alimentación, para fotomultiplicadores con dínodos de Cs-Sb, está dada por:

$$\frac{dG}{G} = 0.7n \frac{dV}{V}$$

El fotomultiplicador empleado en el presente trabajo tiene 10 dínodos recubiertos con Cs-Sb, por lo que la expresión anterior queda:

$$\frac{dG}{G} = 7 \frac{dV}{V}$$

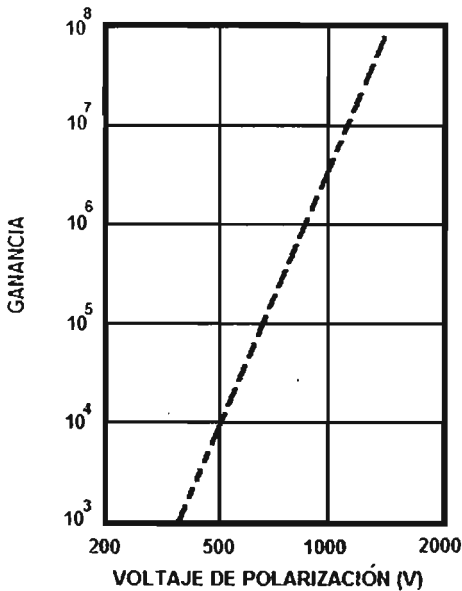


Figura 6.3. Amplificación de corriente vs. voltaje de alimentación. [6]

Lo que indica que el cambio fraccional en la ganancia es 7 veces mayor que el cambio fraccional en el voltaje de alimentación, lo que impone en el presente proyecto una variación en el voltaje de alimentación no mayor a 0.1 %.

Para lograr lo anterior se realizaron los siguientes cambios, según el estudio realizado al prototipo:

Se resolvió un problema de sobre calentamiento en el regulador LM723 que era generado por el consumo excesivo de corriente, debido a dos razones: a que la resistencia total en la salida dada por el paralelo de las resistencias de retroalimentación ($2.015 \text{ M}\Omega$) y la resistencia del divisor de voltaje ($5.7 \text{ M}\Omega$); para lo cual se incrementó el valor de las resistencias de retroalimentación a $20.15 \text{ M}\Omega$, y la otra que el LM723 no soportaba por si solo ni siquiera una carga de 75 mA, mostrando calentamiento que con el tiempo repercutía en la estabilidad del voltaje de salida con una disminución de hasta 50 V en 24 horas (aún cuando esta especificado para manejar una corriente de 150 mA), por lo cual se interconectó, según

recomendaciones del fabricante, un transistor de paso, el TIP41C que entre sus características tiene una corriente de colector de 6 A y disipa una potencia de 65W

Otro cambio es en la optimización del voltaje de salida debido a la frecuencia del oscilador de nuestra señal de a.c, ya que aumentándola un poco se aminora el rizo a la salida y con un valor intermedio la distorsión en la señal no es tan marcada como para bajas frecuencias (menorea a 1 Khz.) o mayores frecuencias (arriba de 5 Khz.). Lo que se pudo haber influenciado debido a las características del transformador, del cual desafortunadamente el fabricante no proporcionó datos. Quedando el valor final de la frecuencia del oscilador en 2.5 Khz., según los valores que se tienen en el prototipo final.

También fue necesario cambiar los dos transistores de conmutación 2N2222 ya que aún cuando la corriente en el colector estaba dentro de especificaciones (400 mA), la potencia disipada sí se excedía, por lo que se escogió un transistor Darlington NPN de potencia, diseñado para trabajar como conmutador de baja velocidad, el cual tiene entre sus características un manejo de corriente de colector continua de 10 A, una β típica de 2500, y disipa una potencia de 65 W. El NTE263 presenta también como conmutador un Vce de saturación de 2 V y una corriente de colector de corte de 1 mA, las cuales están dentro de lo que manejan los transistores de unión bipolar, aun cuando un conmutador tiene estos valores en cero con lo cual su disipación de potencia es cero también, aun con ello el NTE263 no presenta calentamiento. Para mejorar su desempeño en el tiempo de conmutación, se le incorporó un capacitor en paralelo con la resistencia de base denominado capacitor de aceleración, cuyo valor se elige de forma tal que se descargue al menos el 90% durante el intervalo de tiempo en el que el transistor conmuta *on-off*, es decir durante el tiempo de recuperación. Por lo cual este valor está dado por [8]:

$$T_{re} = 2.3 C_a R_b = T/2$$

de donde T/2 es la mitad del periodo de la señal de A.C, por lo tanto para una frecuencia de 2.5 KHz. se tiene:

$$C_{\max} = \frac{200 \times 10^{-6}}{2.3(5.6 \times 10^3)} = 15.52 \text{ pF}$$

De donde $C = 15 \text{ pF}$.

El prototipo final queda como se muestra en la figura 6.4, el cual presenta un rizo de 7 mVp. La variación en su salida es de 4 V, es decir $700 \pm 4 \text{ V}$, en un periodo de 24 horas de operación continuas; por lo cual la estabilidad es de 0.0057, lo que implica un cambio en la ganancia del fotomultiplicador de 0.0399% lo cual cumple con los parámetros de diseño del proyecto.

6.5.- EL PREAMPLIFICADOR

Una vez desarrollado el prototipo de acuerdo al circuito de la figura 3.3, se encontró que sus parámetros del análisis teórico en DC son los que se obtienen en la práctica con lo cual ambos transistores trabajan en la región activa. En cuanto al análisis en A.C, se encontró que la amplitud a la salida del preamplificador era 1.8 veces mayor que la amplitud en la señal de entrada, así mismo la señal de salida del preamplificador prototipo tenía una duración que era 0.64 veces la señal de entrada, lo cual difiere del análisis teórico realizado en el capítulo 3.

Los componentes electrónicos empleados en el prototipo tenían tolerancias muy estrechas, lo que indicó que se debían considerar otros parámetros importantes de los transistores utilizados, además de la ganancia β de los mismos.

Estudiando los parámetros de los fabricantes de los transistores 2N3906, se encontró que la capacitancia entre las diferentes terminales no es despreciable y que su valor es del mismo orden de la capacitancia discreta que se está usando en la entrada del preamplificador. En las especificaciones del fabricante se puede apreciar

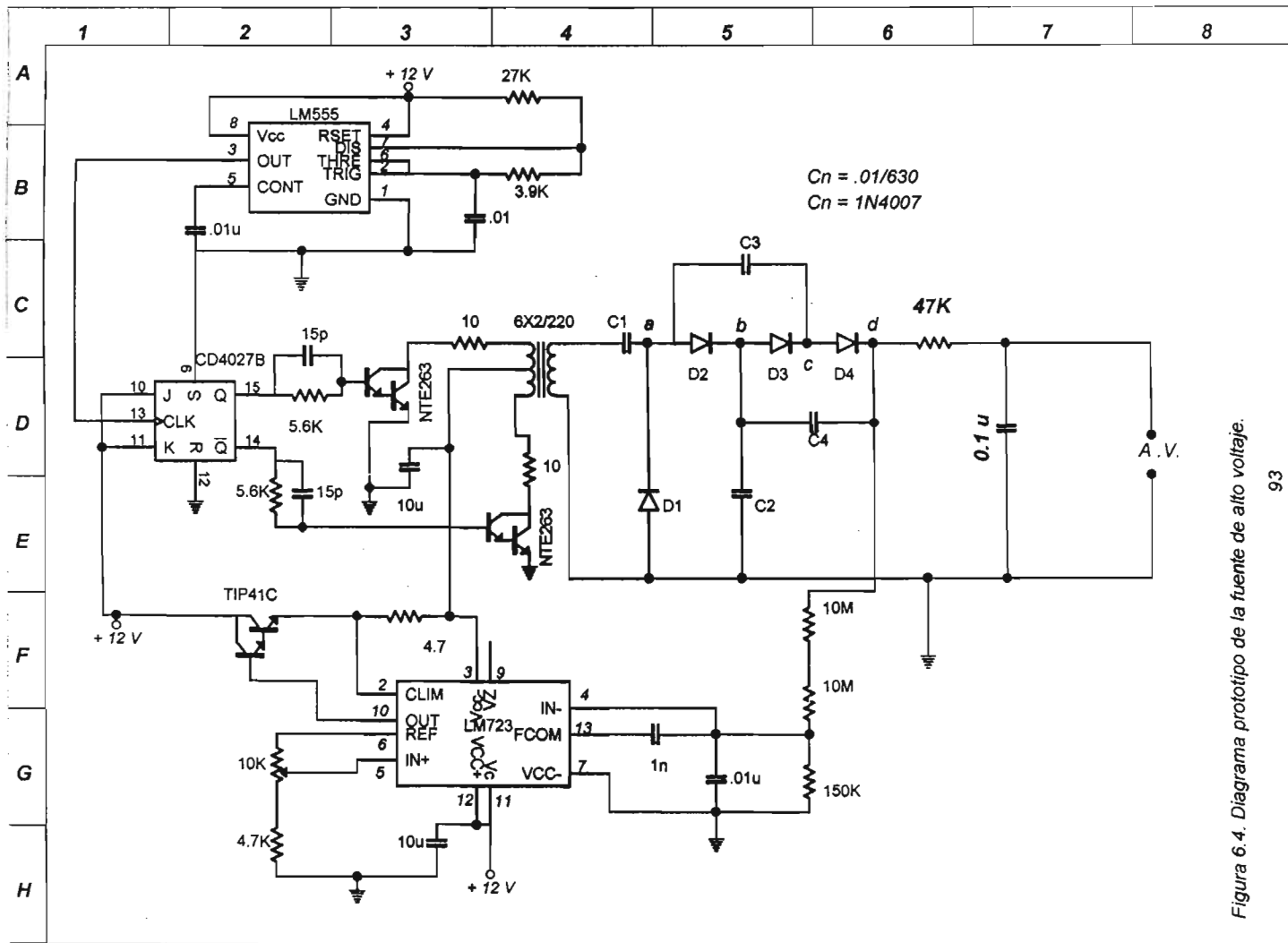


Figura 6.4. Diagrama prototipo de la fuente de alto voltaje.

que la capacitancia base-emisor C_{BE} es de 10 pF y la capacitancia entre base y colector C_{BC} es de 4.5 pF para señales con frecuencia principal de 1MHz, que es cercana a la frecuencia principal de nuestras señales.

En el laboratorio se estudio la respuesta del preamplificador para varias capacitancias de entrada, considerando que era importante conservar nuestros parámetros analizados de ganancia unitaria e igual constante de tiempo.

Con estas condiciones, la capacitancia resultante del estudio realizado es de 68 pF. Se puede apreciar en la figura 6.5, que tanto la amplitud, como la duración, son iguales en la entrada y salida del preamplificador prototipo.

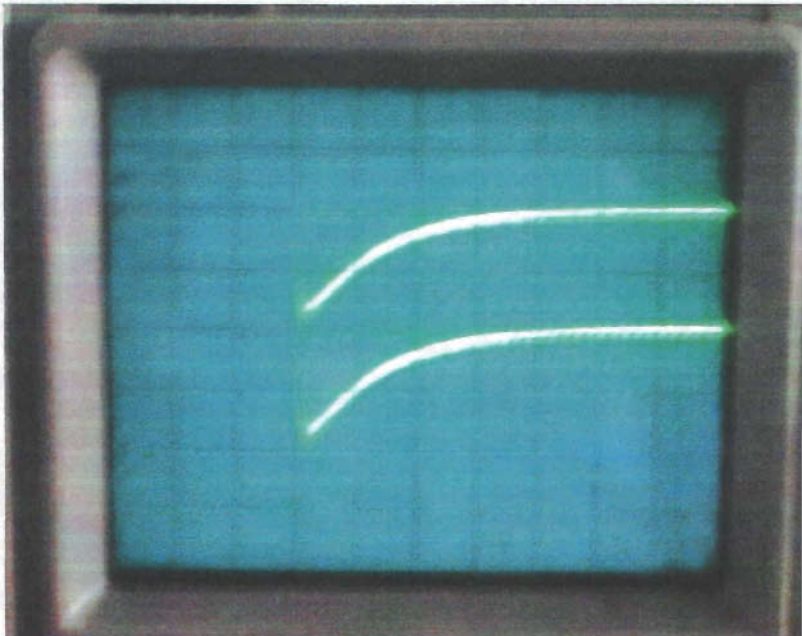


Figura 6.5. Pulso de entrada y salida del preamplificador, debido a Co-57

De la figura 6.5, también podemos verificar que la señal se comporta según lo visto en la sección 3.2, en donde:

$$V(t) \approx \frac{Q}{C} \langle e^{-t/R_L C_b} - e^{-t/\tau_s} \rangle$$

Alcanzando su máximo en $0.5 \mu\text{s}$, un valor muy cercano al calculado en la sección 3.5.1, que fue de $0.58 \mu\text{s}$. La duración del pulso es de aproximadamente $13 \mu\text{s}$, lo que impone una constante de tiempo del circuito de $1.78 \mu\text{s}$ quedando 7.73 veces la constante del centellador, y una capacitancia asociada en la base del preamplificador de 8 pF .

El pulso mostrado en la figura 6.5 es debido a los rayos gamma emitidos por el Co-57, el cual tiene una amplitud de 180 mV , con la cual podemos obtener el pulso de corriente máximo en el ánodo del tubo fotomultiplicador y así saber si la corriente en el divisor es al menos 10 veces la corriente del pulso. Por lo tanto:

$$Q \approx \frac{V * C_b}{\langle e^{-t/R_L C_b} - e^{-t/\tau_s} \rangle}$$

De donde t es el tiempo en el que el pulso alcanza su máximo valor. Sustituyendo valores se obtiene que $Q = 5.33 \text{ pC}$. De donde el pulso de corriente es de:

$$I(\text{Co-57})_{\text{pulso}} = 5.33 \times 10^{-12} / 13 \times 10^{-6} = 410 \text{ nA}$$

Concluyendo que la corriente en el divisor es mucho mayor que la corriente máxima del pulso en el ánodo del tubo fotomultiplicador.

Sabiendo que la energía del Co-57 es 4.5 veces la energía del I-125 y dada la linealidad de energía del detector de NaI (II), según se muestra en las figuras 2.4 y 2.6, podemos obtener la corriente del pulso en el ánodo generado por los rayos gamma del I-125:

$$I(\text{I-125})_{\text{pulso}} = 91.11 \text{ nA}$$

Esta linealidad del NaI (Tl) queda manifiesta en la figura 6.6 que muestra el pulso generado por la interacción de los rayos gamma del I-125, en la cual se observa que el pulso tiene la misma duración que para el Co-57, pero con menor amplitud, teniendo 40 mV y para la energía del pico suma 80 mV.

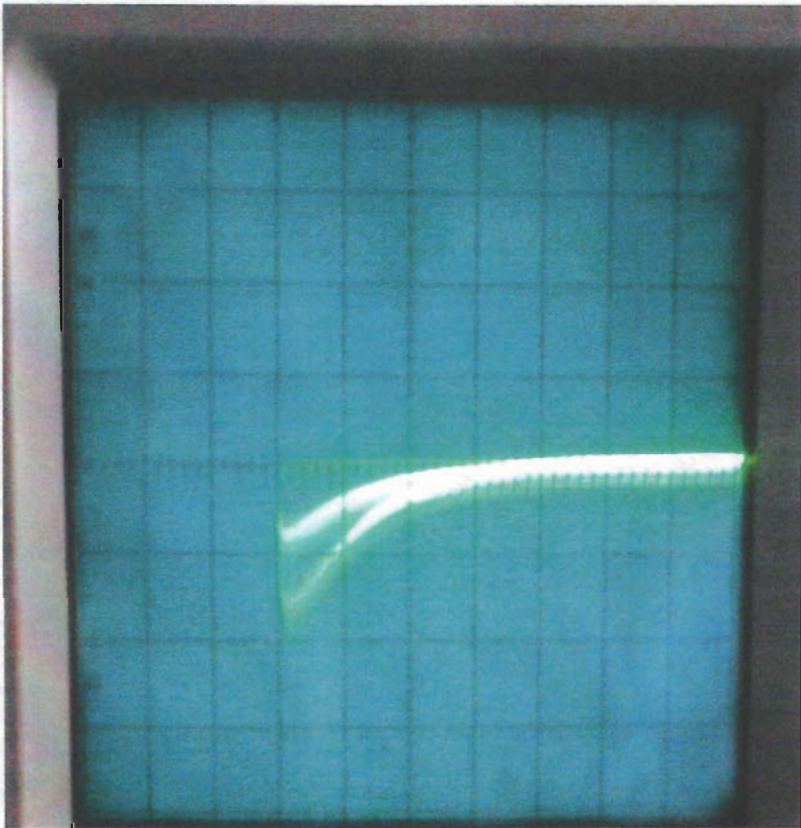


Figura 6.6. Pulso debido a I-125, a la entrada del preamplificador.

El circuito prototipo queda, después del cambio realizado como se muestra en la figura 6.7.

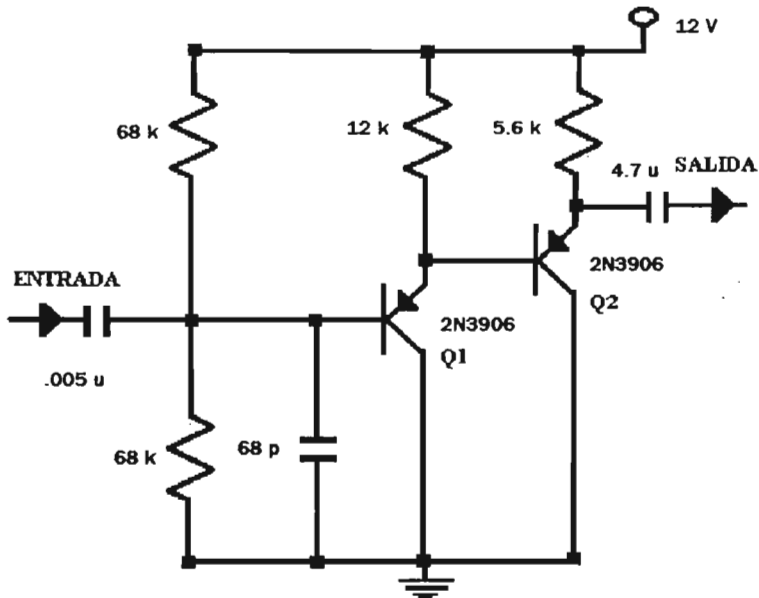


Figura 6.7. Diagrama prototipo del preamplificador.

6.6.- EL AMPLIFICADOR.

De los resultados obtenidos para nuestra señal a la salida del preamplificador, el circuito propuesto en la figura 3.5 se modificó, quedando como se muestra en la figura 6.8, de donde para I-125 se tiene una ganancia de acuerdo a la relación de resistencias de 22, por lo cual se tienen pulsos de 0.88 V y 1.76 V. Para Co-57, dado que el paralelo queda de 10.31 k Ω , la ganancia es de 6.8, por lo tanto el pulso tiene una amplitud de 1.23 V. Debido a la forma de la señal, no se requirió de incorporar los capacitores de integración como se mostraba en la figura 3.5. La señal de salida del amplificador es por demás satisfactoria, debido a la estabilidad de la retroalimentación negativa y a las buenas características del LM 318. El pulso de salida está muy limpio y el ruido no sobre pasa los 100 mV.

El desempeño del circuito se muestra en la foto de la figura 6.9, en la cual se muestra la entrada y salida del pulso debido al Co-57, con la escala vertical del osciloscopio en 0.5 V/Div para el pulso positivo (salida), y 0.1 V/Div para el pulso negativo (entrada). La escala horizontal es de 5 μ s/Div.

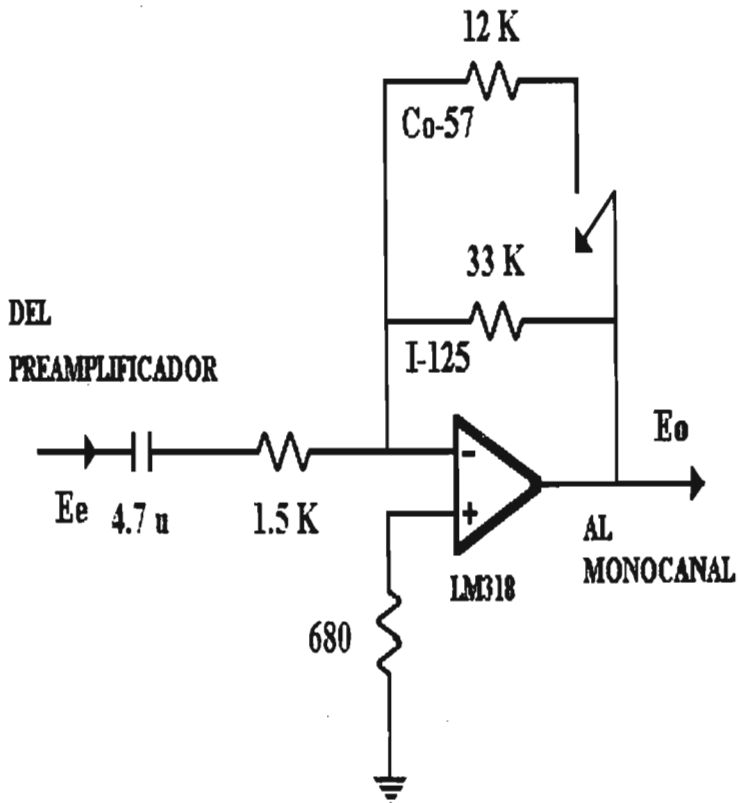


Figura 6.8. Diagrama prototipo del amplificador.

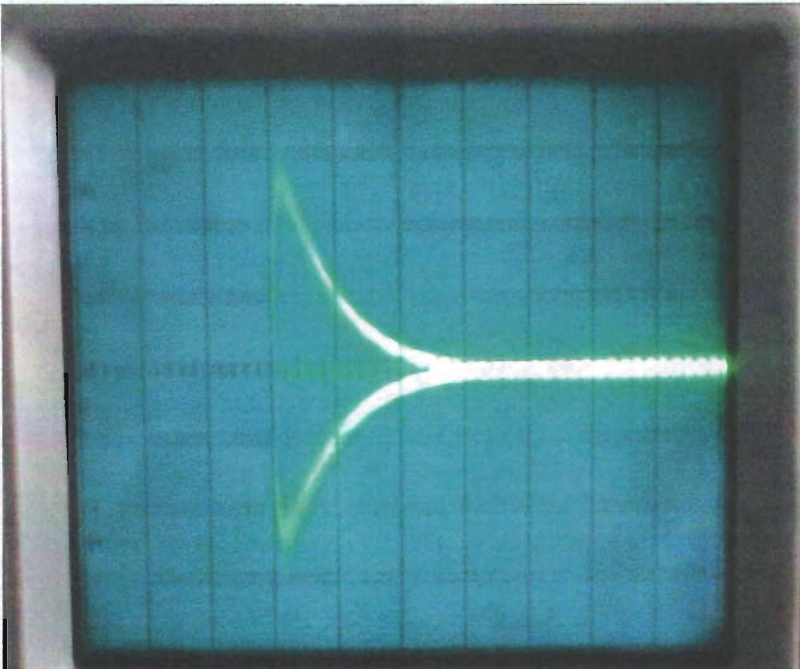


Figura 6.9. Pulsos de entrada y salida del amplificador, debidos a Co-57.

6.7.- EL ANALIZADOR MONOCANAL.

Los cambios que fueron necesarios realizar al circuito propuesto en la figura 4.2, se debieron principalmente a la duración del pulso de salida del amplificador y a la amplitud alcanzada.

Se cambió la duración del pulso de salida de U4 a 4.76 μ s, un tiempo suficiente en el que el pulso ya alcanzó su amplitud máxima.

Debido a la amplitud de los pulsos tanto para I-125, como para Co-57, el nivel del discriminador bajo U2, se modificó quedando en 0.7 V, y el del discriminador alto U3 en 2.1 V, por lo cual la ventana ahora tiene una amplitud de 1.4 V.

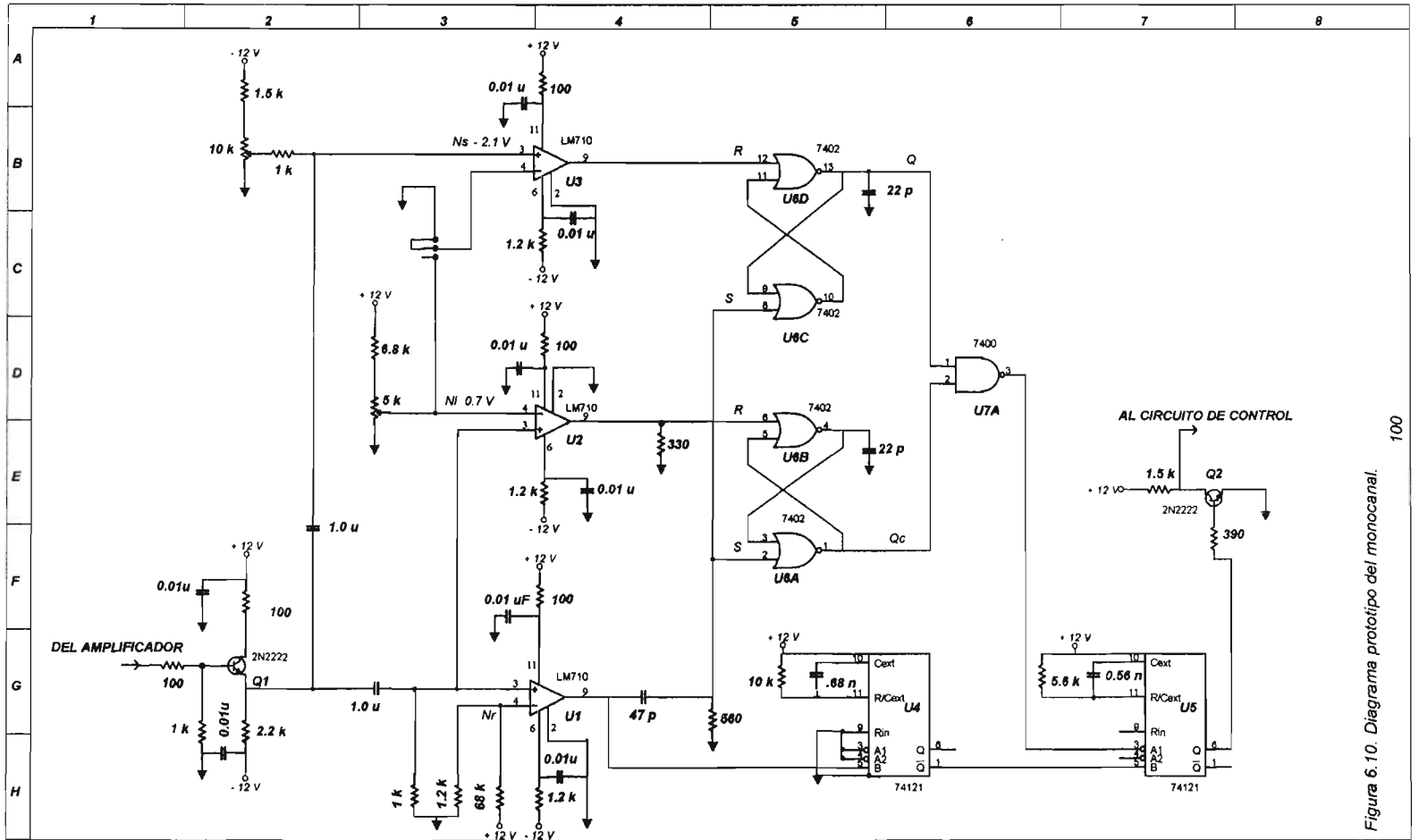


Figura 6.10. Diagrama prototipo del monocanal.

En cuanto a lo demás, el circuito prototipo del analizador monocanal se comporta tal como se estableció en los diagramas de tiempos analizados en el capítulo 4, y con los cambios realizados el circuito final se muestra en la figura 6.10.

6.8.- EL CIRCUITO DE CONTROL Y EL DE DESPLIEGUE DE INFORMACIÓN.

Estas dos últimas etapas en la integración del sistema, fueron las que no requirieron ningún cambio de acuerdo a los circuitos propuestos en la figura 4.7 y en el diseño del circuito de despliegue de información figura 4.12.

Lo que se puede concluir es que el oscilador que genera la frecuencia base para los tiempos de conteo, presenta una exactitud mejor que 99%, lo cual como se verá en las pruebas realizadas al sistema, no influye en la obtención de resultados.

6.9.- EL SISTEMA PROTOTIPO.

Finalmente se evalúa el desempeño del prototipo una vez ensamblado, analizando parámetros tales como: resolución, eficiencia, fondo, precisión y linealidad a partir de los datos electrónicos y la estadística de conteo en las diferentes condiciones de operación que se encuentran en la técnica del RIA.

La resolución nos indica qué tan bueno es el detector para poder reconocer diferentes energías y con ello obtener información del radionúclido en cuestión y la cual está definida como $R = FWHM / H_0$, donde FWHM son las siglas en inglés de *Full Width at Half Maximum*, es decir anchura del fotopico a la mitad de la altura máxima, y H_0 es la energía en la cual se muestra el fotopico; esta característica no se debe perder con el procesamiento de la señal. Su valor debe ser lo más pequeño posible. Una regla práctica, es que un detector debe ser capaz de resolver dos energías sin ambigüedad, las cuales están separadas por al menos dos veces el FWHM. Para nuestro caso el FWHM es de 5 KeV y como se muestra en la figura 6.11 el sistema es capaz de distinguir perfectamente los dos fotopicos generados por

la desintegración del I-125. El fotopico principal se encuentra en los 28.5 KeV por lo tanto la resolución en el sistema es de:

$$R = \frac{FWKHM}{H0} = \frac{5}{28.5} = 17.54\%$$

el cual es típico para detectores de NaI (TI) tipo pozo.[9]

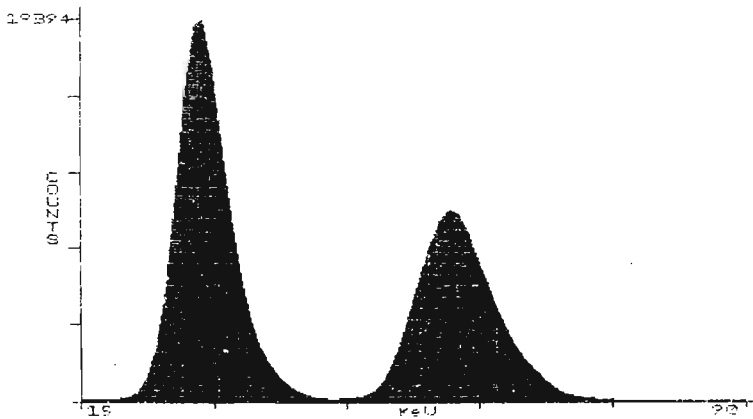


Figura 6.11. Espectro del I-125.

Para continuar con la evaluación del desempeño del sistema se obtuvieron los siguientes datos:

CPM (Xi)	(Xi-u)	(Xi-u) ²	FONDO
90.800	231.1	45.411.61	73
90.199	-387.9	150.466.41	76
90.159	-427.9	183.098.41	97
90.161	-425.9	181.390.81	64
90.071	-515.9	266.152.81	89

90.036	550.9	303.490.81	81
90.922	335.1	112.292.01	73
90.756	169.1	28.594.81	89
90.954	367.1	134.762.41	77
90.277	-309.9	96.038.01	75
90.965	378.1	142.959.61	77
90.846	259.1	67.132.81	66
90.732	145.1	21.054.01	82
90.550	-36.9	1.361.61	94
90.993	406.1	164.917.21	75
90.724	137.1	18.796.41	81
91.172	585.1	342.342.01	91
90.664	77.1	5.944.41	69
90.836	249.1	62.050.81	64

donde X son los valores obtenidos para un estándar de I-125, y μ es el valor promedio.

$$\mu = \Sigma (X_i)/n, \text{ con } n=20.$$

$$\mu = 90,586.9 \text{ cpm}$$

La desviación estándar se define como: $\sigma = \sqrt{\frac{\Sigma (X_i - \mu)^2}{n}}$

$$\sigma = 372.26 \text{ cpm}$$

La varianza se define como:
$$\sigma^2 = \frac{\sum (X_i - \mu)^2}{n}$$

$$\sigma^2 = 138,583.99 \text{ cpm}$$

La chi cuadrada se define como:
$$\chi^2 = \frac{(n-1)\sigma^2}{\mu}$$

En la estadística de Poisson [10], que es la que se rige en esta técnica, la varianza es igual al promedio, por lo que se espera que la χ^2 sea igual a n-1.

Para nuestro caso la χ^2 tiene un valor de 29.06, que ajusta muy bien dentro del intervalo esperado de 6.84 a 38.6.

La eficiencia para el radioisótopo de mayor uso en la técnica, el I-125, se obtiene con estándares calibrados, en nuestro caso de la marca LABORATORY TECHNOLOGIES, INC. lote: I0502MR, con una actividad al 04 de abril de 2005, de 108,632 cpm (copia del certificado, ver anexo B).

$$\text{Eficiencia (\%)} = \mu \text{ (cpm)} / \text{valor actual (cpm)} = 83.38 \%$$

La cual es aceptable tomando en cuenta la eficiencia típica para este tipo de detectores, según se muestra en la hoja de especificaciones dada por el fabricante. El fondo se debe mantener lo más bajo posible para el sistema y con las condiciones en las cuales se probó, los conteos de fondo no sobrepasan las 100 cuentas por minuto (cpm). Cabe aclarar que el fondo es inherente al lugar en el cual se empleará el equipo y éste se deberá a las condiciones de dicho lugar.

La precisión del equipo queda manifiesta con la reproducibilidad que presenta en donde se observa que los valores están dentro de un rango de $\pm 2 \sigma$, lo cual es estadísticamente aceptable.

La linealidad se evaluó con estándares de la marca CURTIS NUCLEAR CORPORATION, número de serie: 7872 marcados con el 50%, 100% y 150% de

I-129 simulando I-125, con $\pm 5\%$. Mostrando linealidad en los valores obtenidos con una precisión igual a la obtenida anteriormente.

Debido a que para los estándares se marca un error entre el 2.5% y el 5 % y dada la reproducibilidad y la estabilidad del equipo, el error presentado por el circuito que controla el tiempo de conteo, es despreciable y es por ello que no se requiere de un reloj más exacto.

Con los resultados obtenidos, podemos calificar al sistema desarrollado como adecuado para la técnica del RIA, y que cumple sobradamente con los objetivos marcados para el presente trabajo, es decir:

1. Barato: debido a que el único componente que se debe importar es el ensamble detector/tubo fotomultiplicador, cuyo costo es aproximadamente el 60% del equipo, y dado que los demás componentes son del mercado nacional, el sistema es el de más bajo costo que se puede encontrar en el mercado.
2. Fácil de transportar: su peso es de 10 Kg y sus dimensiones son de 30 cm X 30 cm X 12 cm, lo cual lo hace un equipo compacto y puede ser llevado prácticamente por cualquier persona adulta, y no ocupa espacio en el laboratorio.
3. Mantenimiento rápido y económico: gracias a la forma en que esta integrado, el equipo se puede abrir y revisar en cada una de sus tarjetas sin complicaciones, como se muestra en la figura 6.12. Se alimenta con 127 Vac, y consume 250 mA. La vida media del detector es de 10 años promedio y todos los componentes se encuentran, como ya se mencionó, en el mercado nacional. Es fácil de usar como se indica en el manual de usuario mostrado en el apéndice B. En la figura 6.13, se muestra el diseño final del contador gamma.

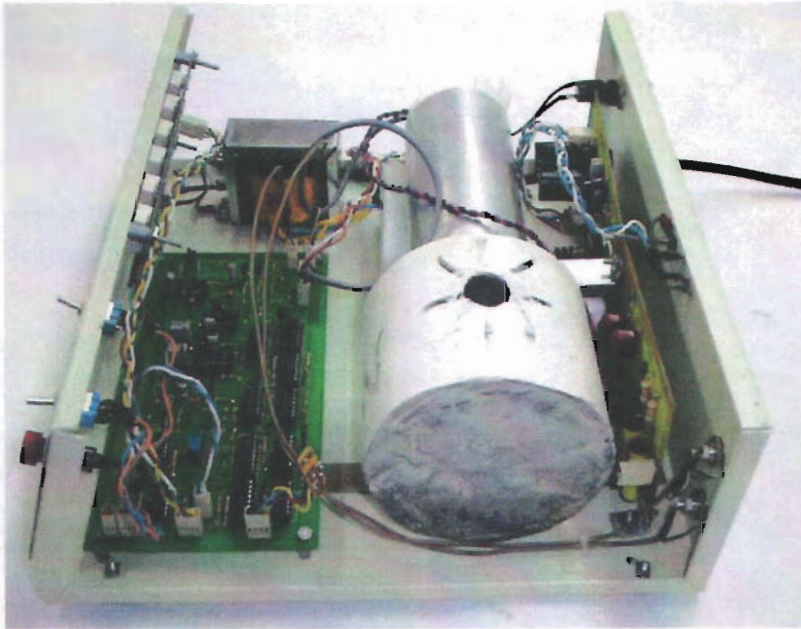


Figura 6.12. Integración del contador gamma.



Figura 6.13. Prototipo del contador gamma.

CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un sistema de fácil uso, económico, confiable, el cual cumple con todos los parámetros requeridos para ser utilizado en la técnica del Radioinmunoanálisis.

En la figura 6.12, se presenta la fotografía del prototipo del presente proyecto, el cual requirió selección de componentes, diseño de los impresos para los diferentes circuitos electrónicos, blindaje para el detector, gabinete e integración de todas las partes. Cabe mencionar que el presente diseño tiene sólo un componente adquirido del extranjero (detector/fotomultiplicador), y el resto es del mercado nacional, cumpliendo con esto uno de los principales objetivos del proyecto, lo económico.

Este sistema tiene demanda y amplia aplicación en los laboratorios clínicos pequeños del país, que son la gran mayoría.

En este trabajo ha quedado de manifiesto que es posible desarrollar sistemas que presenten un buen desempeño, con electrónica sencilla que cumplen con los objetivos establecidos, como lo ha demostrado este sistema en 70 laboratorios clínicos en nuestro país.

Glosario

Actividad. Número de transformaciones nucleares que se producen en una cantidad de radionúclido por unidad de tiempo. La unidad de actividad es el Curie o el Becquerel.

Ánodo. Electrodo positivo hacia el cual son atraídos los iones negativos.

Anticuerpo. Una proteína que se forma en el organismo a consecuencia de una respuesta inmunológica a una sustancia foránea, antígeno, y que reacciona específicamente con este antígeno.

Antígeno. Sustancia capaz de inducir la formación de anticuerpos y que reacciona específicamente con dichos anticuerpos.

Atenuación. Reducción en la intensidad de la radiación durante su paso a través de la materia debida a absorción, a dispersión o a ambas. La atenuación depende únicamente de la naturaleza de la radiación y del material atravesado.

Átomo. La partícula más pequeña de materia que presenta las propiedades fisicoquímicas características de un elemento.

Becquerel. Símbolo **Bq**. Unidad de actividad del sistema internacional de unidades (SI). Equivale a una desintegración nuclear por segundo.

Captura de electrón. Forma de desintegración radiactiva en la cual un electrón orbital (generalmente de la órbita K) es capturado por el núcleo produciéndose la emisión de un neutrino y de rayos X característicos. El número atómico disminuye en una unidad y el peso atómico permanece igual.

Cátodo. Electrodo negativo al cual son atraídos los iones positivos o del cual son emitidos los electrones.

Centelleo. Destello de luz producido en un material específico por un evento ionizante.

Contador de centelleo. Dispositivo que consta de un centellador, un tubo fotomultiplicador y circuitos electrónicos apropiados para contar los destellos originados por la radiación ionizante que incide sobre el centellador.

Cristal de centelleo. Cualquiera de los cristales puros o activados que emiten fotones visibles cuando reciben radiaciones α , β , o γ . El más usado es el yoduro de sodio activado con talio.

Cuentas por minuto. Cantidad total de desintegraciones de una fuente radiactiva detectadas durante un minuto.

Curie. Unida de actividad igual a $3,7 \times 10^{10}$ desintegraciones nucleares por segundo. Símbolo **Ci**. $1 \text{ Ci} = 3,7 \times 10^{10} \text{ Bq} = 37 \text{ GBq}$

Desintegración radiactiva. Transformación espontánea del núcleo de un radionúclido en uno o más núclidos diferentes, caracterizada por la emisión de energía.

Dínodo. Electrodo en un tubo fotomultiplicador que al ser bombardeado por electrones produce emisiones secundarias de estos.

Discriminador. Circuito que permite registrar únicamente aquellos pulsos comprendidos entre dos umbrales predeterminados.

Efecto fotoeléctrico. Fenómeno por el cual una radiación electromagnética interacciona con la superficie de ciertas sustancias, originando la liberación de electrones a una tasa dependiente de la intensidad de la radiación incidente.

Eficiencia. En sistemas detectores, es la relación entre el número de eventos registrados y el número de radiación incidente en el detector.

Electrón. Partícula elemental atómica con carga eléctrica negativa que gira alrededor del núcleo.

Electrón-voltio, eV. Energía adquirida por un electrón al acelerar libremente a través de una diferencia de potencial de un voltio.

Elemento. Mezcla natural de isótopos con un número atómico dado.

Especificidad. Determinación cuantitativa de la sustancia a ser medida la cual no está influenciada por otra sustancia química que es frecuentemente similar en estructura.

Exactitud. La relación entre el valor real y el valor medido, la diferencia entre los dos representa la inexactitud del instrumento. En RIA, se define como el grado de acercamiento entre el valor de la prueba y el valor real.

Excitación. Aumento de energía en un átomo, molécula o partícula al pasar de su estado estable o fundamental al estado excitado.

Fotoelectrón. Electrón expulsado por efecto de las radiaciones del espectro luminoso. (Efecto fotoeléctrico).

Fotón. Cuanto de energía electromagnética que se propaga como una partícula material a la velocidad de 300,000 Km/seg. en el vacío.

Fotopico. Punto que corresponde a la altura máxima en la curva de un espectro de radiación.

Intensidad de la radiación. Cantidad de radiación que fluyen por una unidad de área en una unidad de tiempo.

In Vitro. Examen o prueba realizado fuera de un cuerpo viviente.

In vivo. Examen o prueba realizado dentro de un cuerpo viviente.

Ion. Átomo que ha ganado o perdido electrones y por consiguiente tiene una carga positiva (anión) o negativa (catión).

Ionización. Proceso por el cual un átomo o molécula neutra pierde o gana electrones adquiriendo entonces una carga eléctrica.

Isótopos. Núclidos en los cuales es igual el número de protones y diferente el número de neutrones, es decir, tienen igual número atómico (Z) y diferente peso atómico (A).

Isótopos estables. Isótopos no radiactivos de un elemento.

Isótopos radiactivos. Núclido que presenta desintegración espontánea liberando energía en forma de uno o varios tipos de radiación.

Neutrón. Partícula atómica elemental, sin carga eléctrica y con número de masa igual a 1.

Núcleo atómico. Centro de un átomo, compuesto de protones y neutrones, con carga eléctrica positiva; tiene prácticamente toda la masa del átomo, pero sólo una muy reducida porción de su volumen.

Núclido. Todo átomo caracterizado por las propiedades de su núcleo, las cuales están determinadas por el número de protones y de neutrones y por su estado energético.

Número atómico (Z). Número de protones en un núcleo o de electrones orbitales en un átomo neutro

Número de masa (A). Cantidad total de nucleones (protones más neutrones) en el núcleo atómico.

Precisión. La distribución de valores obtenidos en réplicas de muestras y ensayos repetitivos. Sinónimo con reproducibilidad y repetibilidad.

Pulso. Señal eléctrica originada por la detección de una radiación.

Radiación. Emisión y propagación de energía en forma de ondas a través del espacio o de la materia. El término radiación generalmente se refiere a la radiación electromagnética, y por extensión se aplica a las emisiones corpusculares, tales como las radiaciones α y β , y las radiaciones cósmicas.

Radiación corpuscular. Partículas subatómicas, tales como electrones, protones, neutrones, α y otras, desplazándose juntas en haces a gran velocidad.

Radiación cósmica. Radiación muy penetrante originada por los rayos cósmicos al alcanzar la tierra.

Radiación electromagnética. Radiación caracterizada por variación en los campos magnéticos y eléctricos. Comprende: radiondas, radiación infrarroja, luz visible, luz ultravioleta, rayos X y rayos γ .

Radiación ionizante. Toda radiación que produce pares de iones al pasar a través de una sustancia.

Radiactividad. Desintegración espontánea del núcleo de un radionúclido con la emisión de radiación corpuscular o electromagnética.

Radiación artificial. Radiactividad inducida en ciertos elementos por medios deliberados.

Radiación natural. Radiación originada en tres fuentes principales: 1) rayos cósmicos; 2) emisiones de la desintegración del uranio, torio, radio y de otros elementos radiactivos presentes en la tierra; 3) emisiones del potasio 40, carbono 14, y otros isótopos radiactivos que se hallan en los cuerpos vivos.

Radiactivo. Todo átomo que tiene un núcleo inestable y que tiende a la estabilidad mediante una transformación.

Radioinmunoanálisis. Procedimiento in Vitro en el cual, mediante el empleo de un antígeno marcado radiactivamente en la reacción antígeno-anticuerpo, se pueden determinar concentraciones muy bajas de una sustancia.

Radionúclido. Núclido radiactivo. Átomos que se desintegran emitiendo radiaciones corpusculares o electromagnéticas, de origen natural o artificial.

Rayos alfa. Partículas α , núcleos de helio.

Rayos beta. Partículas β .

Rayos gamma. Radiación electromagnética emitida espontáneamente por el núcleo de algunos átomos inestables. Su masa y carga son cero.

Rayos X. Radiación electromagnética con longitud de onda entre 10^6 y 10^{12} cm, originada por el frenado brusco de un haz de electrones rápidos al chocar con ciertos materiales apropiados.

Sensibilidad. En RIA, la cantidad más pequeña de antígeno detectable.

Trazador radiactivo. Radionúclido incorporado a una muestra para observar su curso a través de algún proceso físico, químico o biológico.

Tubo fotomultiplicador. Dispositivo mediante el cual pequeños destellos de luz son convertidos en una señal eléctrica.

Ventana. En el analizador de pulsos, el intervalo en la escala de voltaje aceptado entre el discriminador inferior y el discriminador superior.

Vida media. Tiempo para que la actividad de una muestra radiactiva se reduzca a la mitad.

Apéndice A

MANUAL DE OPERACIÓN DEL SISTEMA

PRINCIPIO DE OPERACIÓN.

La parte fundamental de cualquier contador gamma es el detector, cuyo ensamble está compuesto por un cristal de yoduro de sodio activado con talio NaI (TI) y un tubo fotomultiplicador.

Cuando los rayos gamma emitidos por el radioisótopo en la muestra llegan al cristal la energía de éstos se absorbe por el cristal, causando excitación en los átomos del mismo. Cuando regresan a su estado base, el exceso de energía es emitido como centelleo de luz. La intensidad de la luz producida es directamente proporcional a la energía del rayo gamma que interaccionó en el cristal.

La luz producida es entonces colectada por el tubo fotomultiplicador, el cual produce un pulso eléctrico de salida, cuya amplitud es proporcional a la intensidad de la luz.

Estos pulsos son procesados a través de la cadena electrónica y finalmente se presentan en el indicador y los despliega como número de cuentas por unidad de tiempo.

El diagrama a bloques de la integración del contador gamma J-1 se muestra en la figura A-1.

DESCRIPCIÓN DE CADA ETAPA.

FUENTE DE BAJO VOLTAJE.- El objetivo de esta fuente es el de alimentar a cada uno de los bloques del sistema. Sus salidas son reguladas a línea y a carga, esto es, se mantiene constantes no importando variaciones en la línea (110 Vac),

trabajando a plena carga. Para el sistema se obtienen voltajes regulados de +12 Vdc, -12 Vdc y se deriva uno de +5 Vdc, con una variación de $\pm 2\%$.

FUENTE DE ALTO VOLTAJE.- El detector requiere una fuente de alto voltaje para su operación. La fuente es capaz de dar hasta 900 Vcd, regulándose al voltaje requerido. El detector utilizado tiene un voltaje óptimo de operación de 700 Vdc.

DETECTOR.- Está constituido de dos partes: el cristal de NaI (II), y el tubo foto multiplicador, de los cuales ya se ha mencionado su importancia. Para su operación se requiere ser polarizado por una fuente de alto voltaje a través de una serie de resistencias denominadas DIVISOR DE VOLTAJE. El juego de resistencias tiene un valor de $5.7\text{ M}\Omega$ y un consumo de corriente de 0.1228 mA .

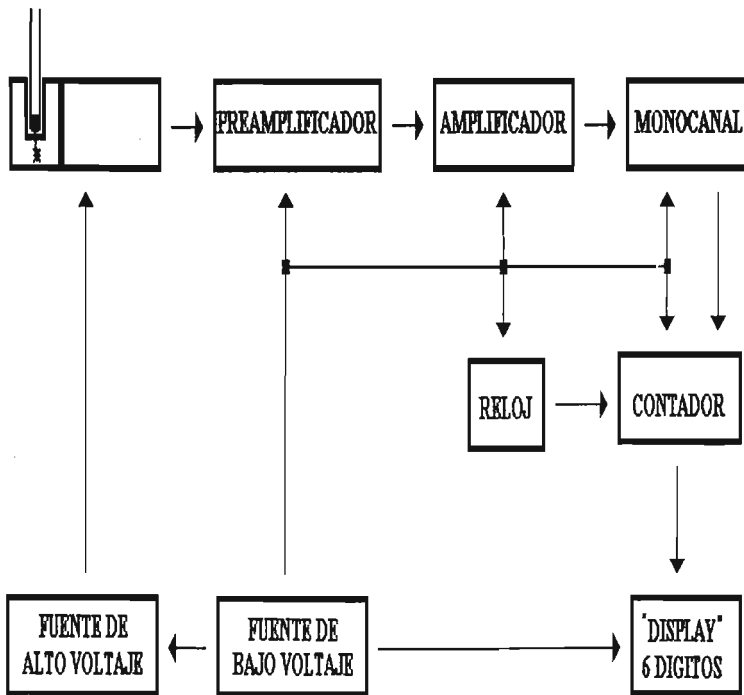


Fig. A-1. Diagrama a bloques del contador gamma J-1.

PREAMPLIFICADOR.- El objetivo de este dispositivo es acoplar al detector con el amplificador, presentando una alta impedancia al detector y baja al amplificador, sin modificar la amplitud del pulso (ganancia unitaria) y con una alta ganancia de corriente.

AMPLIFICADOR.- Con linealidad mejor que el 1% y tiempo de formación de 20 μ s. Tiene ganancias para I-125 y Co-57 respectivamente para unificar la respuesta analógica.

MONOCANAL.- Selecciona el intervalo de amplitud de pulso correspondiente a los radioisótopos I-125 y Co-57. En este dispositivo se integra un discriminador de ruido electrónico.

CONTADOR.- Con capacidad de seis dígitos, control de auto borrado y arranque manual.

RELOJ.- Está integrado por un oscilador con frecuencia fundamental de 147 Hz, divisor digital de frecuencias, arranque manual, paro y borrado automático. Se pueden seleccionar tiempos de conteo de 30 y 60 segundos.

CARÁTULA.- Presenta la información en cuentas por unidad de tiempo. Esta compuesta por seis dígitos suficientes para los requerimientos de uso.

OPERACIÓN DEL EQUIPO.

El contador gamma J-1 fue diseñado específicamente para Radioinmunoanálisis y de fácil operación. El equipo es calibrado en fabrica para cada uno de los radionuclidos, minimizando los requerimientos de mantenimiento.

En el panel frontal se encuentran los siguientes controles:

DESPLIEGUE DE INFORMACIÓN.

SWITCH DE ENCENDIDO Y APAGADO.

SWITCH DE SELECCIÓN DE ISÓTOPO I-125 O Co-57.

SWITCH DE SELECCIÓN DE TIEMPO DE CONTEO 30 O 60 SEGUNDOS.

BOTON DE INICIO DE CONTEO.

PARA INICIAR UNA SESIÓN DE TRABAJO:

1. Conecte el instrumento a una línea regulada de 110 Vac o bien a un regulador de voltaje.
2. Encienda.
3. Permita que el equipo se establezca durante 15 minutos.
4. Seleccione el radionuclido a utilizar.
5. Seleccione el tiempo de conteo.
6. Coloque el tubo en el pozo.
7. Presione el botón de conteo.
8. Al término del conteo, tome nota de la lectura.
9. Coloque el siguiente tubo y repita la operación a partir del paso 7.
10. Al término de la sesión, apague el instrumento y si lo desea, desconecte.

RECOMENDACIONES:

Antes de iniciar con el trabajo diario verifique que el conteo de fondo esté dentro del rango aceptable (150 cpm). Recuerde que el fondo es aleatorio y varía según las condiciones del lugar. Si los conteos de fondo son excesivamente altos, quite el protector del pozo, lávelo adecuadamente, séquelo completamente y colóquelo en su lugar. Verifique nuevamente los conteos de fondo, si el problema persiste comuníquese a la División Electrónica de Medidores Industriales y Médicos.

Mensualmente verifique la reproducibilidad del equipo, los conteos deben estar dentro de las dos desviaciones estándar.

Para cualquier duda o aclaración comuníquese con el Departamento de Asesoría Técnica de la División Médica o directamente a la División de Electrónica.

DATOS TÉCNICOS.

Radionuclidos: I-125
Co-57

Detector: Cristal de NaI (TI) 3.8 cm X 3.8 cm

Medidas del pozo: 18 mm de diámetro, 38 mm de fondo.

Eficiencia: Mayor al 80 % para I-125.

Tiempo de conteo: 30 o 60 segundos.

Lectura: Indicador de 6 dígitos.

Dimensiones: 12 cm de alto, 30 cm de fondo, 30 cm de ancho.

Peso: 10 Kg.

Alimentación: 110 Vac, 60 Hz, 250 mA, 27.5 watts.

Apéndice B

HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LOS COMPONENTES
UTILIZADOS

Notice

Licensing and Labeling Information

"Radioactive Material - not for human use - introduction into foods, beverages, cosmetics, drugs or medicinals or into products manufactured for commercial distribution is prohibited. Exempt quantities should not be combined."

The user instructions with this product are very specific for nuclear detection equipment quality control purposes. It is therefore reasonable to believe the user has been trained in radiation safety precautions or operating under the supervision of a person with such training.

RADIOACTIVE REFERENCE SOURCE TEST REPORT

Description: I125 or Co57 gamma source trapped in resin, dried and sealed in a 12x75mm test tube.

Nominal Activity: Approximately 0.125 μCi

Date of Wipe Test: 2/14/05

Wipe test method: one source for each lot is wiped externally with a tissue. The tissue is then counted in a NaI(θ) well-type detector. Acceptable limit of surface contamination : 0.005 μCi .

Lot Number: F0502AR

GAMMA COUNTER QUALITY CONTROL LOG

Laboratory Technologies, Inc, 125I Expires Sun Aug 21 2005
 Multi-Calibrators Multilog LOT: I0502MR
 Counted for 1.5 Minutes

	MON	TUE	WED	THU	FRI	SAT	SUN
DATE DNM	04APR05 108632	05APR05 107373	06APR05 106129	07APR05 104899	08APR05 103683	09APR05 102481	10APR05 101294
ENTER HI CAL CPM & WELL #							
ENTER LO CAL CPM & WELL #							
CALC HI-LO DIFF							
CALC & DIFF (DIFF/LO CAL)							
CALC & EFF (LO/DNM*100)							
ENTER HI BG CPM & WELL #							
ENTER LO BG CPM & WELL #							
CALC HI/LO BG RATIO							
	MON	TUE	WED	THU	FRI	SAT	SUN
DATE DNM	11APR05 100120	12APR05 98959	13APR05 97812	14APR05 96679	15APR05 95558	16APR05 94451	17APR05 93356
ENTER HI CAL CPM & WELL #							
ENTER LO CAL CPM & WELL #							
CALC HI-LO DIFF							
CALC & DIFF (DIFF/LO CAL)							
CALC & EFF (LO/DNM*100)							
ENTER HI BG CPM & WELL #							
ENTER LO BG CPM & WELL #							
CALC HI/LO BG RATIO							

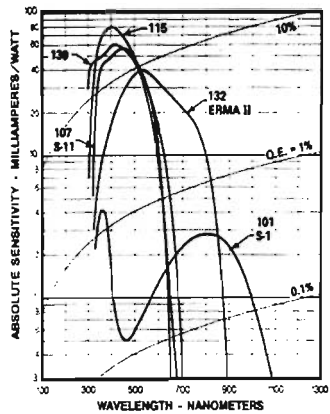
RCA Photomultipliers

1-1, 2" Diameter Head-On Types Electrostatic-Focus, Circular-Cage Dynode Structure

Spec. No. and Tube Markings	Mech. Data	No. of Stages and Cage Structure ^a	Dynode Secondary Emission Surface Material	Maximum Ratings		Dynode Voltage and Dist. outside ^b	Elect. Data						Anode Pulse Rise Time ^d	Remarks
				Supply Voltage, V	Average Anode Current, μ A		Sensitivity ^c				Anode Current, nA	Anode Efficiency, %		
							Radant ^e , Anode A/W	Cathode, nA/W	Anode, μ A/W	Cathode, μ A/W				
107 S-11	7199	10 C	Cs-Sc	1250	0.75	1000 D	36,000	36	45	45	1	4.5 ϕ 20	< 2.5	Parent type. Designed primarily for anti-aircraft warning systems and general applications.
101 S-11	7112	10 C	Ba-O	1500	0.01	1250 D	660	2.8	7	30	0.23	1900 ϕ 4	< 2.5	Variant of 8199 for red and near-IR detection systems.
107 S-111	7222	10 C	Cs-Sc	1250	0.75	1000 D	36,000	36	45	45	1	4.5 ϕ 20	< 2.5	Variant of 8199 supplied with base attached to semi-flexible leads.
115 S-11	4411	10 C	Ba-O	1800	0.5	1500 G	56,000	79	47	67	0.7	0.2 ϕ 7	< 2	Variant of 8199 having a bakelite photocathode.
132 S-115-11	21511	10 C	Ba-O	1500	0.5	1250 G	10,000	40	50	200	0.25	1 ϕ 20	< 2.5	Variant of 8199 having an ERMA II photocathode. Type is designed for red and near-IR applications.
139	071500AA	10 C	Ba-O	1800	0.5	1500 G	19,000	60	25	80	0.31	0.4 ϕ 10	< 2	Variant of 8199 having a high-temperature bakelite (Na-C-Sc) photocathode which permits tube operation at temperatures as high as +150° C.

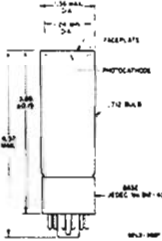
^a Objective Data

- ^a Cage Structure: C, circular-cage; I, in-line; and V, venetian-blind.
- ^b Averaged over any interval of 30 seconds maximum.
- ^c For voltage distribution, see page 3.
- ^d At wavelength of maximum response of the spectral response characteristic.
- ^e With a tungsten-filament lamp operated at a color temperature of 2870°K. Future data for RCA photomultipliers will be measured using a color temperature of 2854°K.
- ^f At the maximum rated supply voltage. The photocathode is fully illuminated.
- ^g See Glossary of Terms, pages 4 and 5.
- ^h The values of radiant sensitivity shown in the graph for each spectral response designation are typical and may or may not apply for the tube types shown on this page. See page 82 for methods of obtaining sensitivities, at any wavelength, for any given tube.

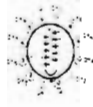


Typical Photocathode Spectral Response Characteristics^h

6199
7102
4517
C7151W
C7151AA



Basing (Bottom View)



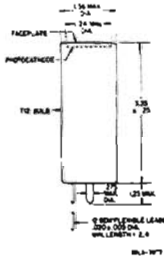
Socket**

AM - 59-402
AL - 212FTSC
C - 3M12
E - 9058

Magnetic Shield**

J - S-1561
M - 80802C
P - 17P45

2060*



Basing (Bottom View)

With temporary base attached



With temporary base removed



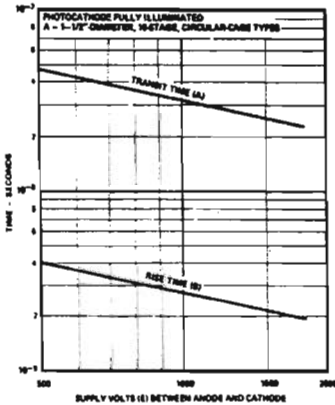
Socket**

AM - 59-402
AL - 212FTSC
C - 3M12
E - 9058

Magnetic Shield**

J - S-1561
M - 80802C
P - 17P45

* Type is supplied with a B12-43 base attached to semileads.



Dimensions in inches

** For key to socket and shield manufacturers and for key to terminal connections, see page 11.

Typical Time Response Characteristics for 1-1/2" Diameter, 10-Stage Photomultiplier


SAINT-GOBAIN
CRYSTALS & DETECTORS
 Quality Assurance Sheet

SCINTILLATION PRODUCTS

Customer: Medisores Industries	Customer Order #: DPLR-4875	SGCD Order #: 79645
Model #: LSHW1.5/1.5-X	SGCD Drawing #: B-2654	Scintillator: NaI(Tl)
Customer Part #: N/A		PKT Type: HTV 2060

Performance Specifications
 1. All Parameters are Including a 30% Overall Uncertainty

	TEST	PWR		EFF		Peak / Valley	
		CP-137	I-129	I-125	I-125		
	SOURCE	+700 V	+700 V	+700 V	+700 V		
	VOLTAGE	= < 15.0 %	= < 40.0 %	= > 75.0 %	= > 2.5:1		
	Customer Specification						
	Detector S/N						PMT S/N
BRON Y GAMMA TGM	1	30004-0234	8.2 %	23.3 %	83.2 %	99.1	04-030611
	2	30004-0235	8.5 %	22.3 %	83.5 %	98.6	04-030601
	3	30004-0236	7.5 %	21.4 %	83.9 %	88.2	04-029191
	4	30004-0237	7.3 %	21.1 %	83.8 %	67.1	04-030603
	5	30004-0238	7.7 %	21.9 %	83.2 %	56.0	04-030361
	6	30004-0239	8.8 %	23.6 %	85.6 %	44.0	04-030603
	7	30004-0240	8.0 %	21.9 %	83.4 %	76.4	04-025962
	8	30004-0241	9.0 %	24.5 %	83.3 %	36.2	04-030650
	9	30004-0242	9.7 %	22.2 %	83.6 %	42.5	04-846007
	10	30004-0243	9.5 %	24.4 %	83.9 %	43.0	04-030463

Shipping Authorization: _____ Monthly/Day/Year: **4/27/2004**

Inspected for: _____ Comments: _____

Certificate of Compliance

This is to certify that the items identified herein have been produced in accordance with applicable manufacturer's or other specifications as required in the purchase order and/or blueprint. Evidence supporting this Certificate of Compliance is available at our plant upon request.

Visual Appearance	<input checked="" type="checkbox"/>	
Light Tightness	<input checked="" type="checkbox"/>	

Table 4.6—TABLE OF CHI-SQUARE

Degrees of Freedom* (N-1)	There is a probability of						
	0.99	0.95	0.90	0.50	0.10	0.05	0.01
	that the calculated value of Chi-Square will be equal to or greater than						
2	0.020	0.103	0.211	1.386	4.605	5.991	9.210
3	0.115	0.352	0.584	2.366	6.251	7.815	11.345
4	0.297	0.711	1.064	3.357	7.779	9.488	13.277
5	0.554	1.145	1.610	4.351	9.236	11.070	15.086
6	0.872	1.635	2.204	5.348	10.645	12.592	16.812
7	1.239	2.167	2.833	6.346	12.017	14.067	18.475
8	1.646	2.733	3.490	7.344	13.362	15.507	20.090
9	2.088	3.325	4.168	8.343	14.684	16.919	21.666
10	2.558	3.940	4.865	9.342	15.987	18.307	23.209
11	3.053	4.575	5.578	10.341	17.275	19.675	24.725
12	2.571	5.226	6.304	11.340	18.549	21.026	26.217
13	4.107	5.892	7.042	12.340	19.812	22.362	27.688
14	4.660	6.571	7.790	13.339	21.064	23.685	29.141
15	5.229	7.261	8.547	14.339	22.307	24.996	30.578
16	5.812	7.962	9.312	15.338	23.542	26.296	32.000
17	6.408	8.672	10.085	16.338	24.769	27.587	33.409
18	7.015	9.390	10.865	17.338	25.989	28.869	34.805
19	7.633	10.117	11.651	18.338	27.204	30.144	36.191
20	8.260	10.851	12.443	19.337	28.412	31.410	37.566
21	8.897	11.591	13.240	20.337	29.615	32.671	38.932
22	9.542	12.338	14.041	21.337	30.813	33.924	40.289
23	10.196	13.091	14.848	22.337	32.007	35.172	41.638
24	10.856	13.848	15.659	23.337	33.196	36.415	42.980
25	11.534	14.611	16.473	24.337	34.382	37.382	44.314
26	12.198	15.379	17.292	25.336	35.563	38.885	45.642
27	12.879	16.151	18.114	26.336	36.741	40.113	46.963
28	13.565	16.928	18.939	27.336	37.916	41.337	48.278
29	14.256	17.708	19.768	28.336	39.087	42.557	49.588

* The number of degrees of freedom is usually one less than the number of observations N.

REFERENCIAS

1. Geitner, Allen M. and May Bering, Nellie. RIA in the Clinical Laboratory, American Society of Medical Technology, U.S.A., 1977.
2. Knoll, Glenn F. Radiation Detection and Measurement, John Wiley and Sons, U.S.A., 1976. Capítulos 2,3,4,8,9,10.
3. SILENA, Application Note. An Introduction To Spectroscopy Amplifiers. Milán, Italia, 1982. Sección 2.6.
4. Jung, Walter G. IC Timer Cookbook. Howard W. Sams & Co., Inc. U.S.A., 1981. Capítulo 5.
5. Boylestad, Robert and Nashelsky, Louis. Electrónica teoría de circuitos. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. 4ª edición. México, 1987. Capítulo 16.
6. Hamamatsu, PMT Handbook. Capítulos 3 y 7.
7. EMI, Photomultiplier Tubes & Windowless Electron Multipliers.
8. Bell David A., Solid State Pulse Circuits, Reston Publishing Company, Inc. U.S.A., 1976. Capítulos 2 y 4.
9. Tsoulfanidis, Nicholas. Measurement and Detection of radiation. Hemisphere Publishing Company. U.S.A., 1982. Capítulo 12.
10. Chase, Grafton D. & Rabinowitz, Joseph L. Principles of RADIOISOTOPE METHODOLOGY. Burgess Publishing Company. U.S.A. 1966. Third Edition. Capítulo 4.

BIBLIOGRAFÍA

1. Caride, Vicente J. Manual de procedimientos de medicina nuclear. Salvat Editores S.A. 2ª edición. España, 1990.
2. Mano, Morris M. Diseño digital. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. 1ª edición. México, 1987.
3. Organismo Internacional de Energía Atómica. Tópicos selectos de electrónica nuclear. Austria, 1988.
4. Travis, Jeffrey C. Fundamentals of RIA. Scientific Newsletters, Inc. U.S.A., 1977.
5. Tocci, Ronald J. Sistemas digitales, principios y aplicaciones. Pearson Educación. 6ª edición. México, 1996.
6. Wolf, Stanley. Guía para mediciones eléctricas y prácticas de laboratorio. Prentice Hall Hispanoamericana, S.A. 1ª edición. México, 1992.
7. Yamane, Taro. Estadística. Harper & Row Latinoamericana. 3ª edición. México, 1979.