

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



Desarrollo de un sistema de medición de nivel de clinker en las tolvas de almacenamiento

Informe de Proyecto de Graduación para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura

Javier Solano Malavassi

Cartago, Enero del 2005

INSTITUTO TECNOLOGICO DE COSTA RICA

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRONICA

PROYECTO DE GRADUACIÓN

TRIBUNAL EVALUADOR

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal



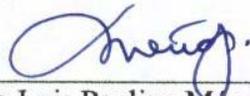
Ing Miguel Hernández R.

Profesor lector



Ing Pedro Murillo F.

Profesor lector



Ing Luis Paulino Méndez B.

Profesor asesor

Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

Cartago, Enero del 2005

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

Cartago, Enero del 2005



Javier Solano Malavassi

Céd: 1 1096 0578

RESUMEN

En la producción del cemento, una materia prima importante que se utiliza es el clinker. Este material se forma al hornear a una temperatura de dos mil grados centígrados la piedra caliza recolectada en las canteras de la empresa.

Luego de que el clinker pasa por un proceso de enfriamiento, se almacena en grandes tanques de almacenamiento llamados tolvas. De allí se traslada a los molinos en donde se tritura en conjunto con otros materiales y se obtiene el producto final.

En la etapa de almacenamiento del clinker en las tolvas es necesario medir el nivel alcanzado por el material. Para ello la empresa implementó un sistema de medición capacitivo, que no ha dado los resultados esperados, provocando derrames y tolvas a medio llenar y sus consecuentes pérdidas económicas.

En este proyecto se diseñó e implementó un sistema de medición de nivel de clinker que utiliza el principio de onda reflejada y el desacople de una línea de transmisión. El principio bajo el que opera el sistema es que entre más clinker se deposite entre los dos conductores de la línea de transmisión, más desacople se va a presentar, y por ende se va a reflejar una onda con una potencia mayor.

Utilizando una relación entre el desacople y la altura del clinker, es posible determinar el nivel de material en base a la potencia de la onda reflejada. El sistema así construido es preciso y confiable, brindando opciones de calibración y control al usuario.

Palabras Clave: clinker, líneas de transmisión, onda reflejada, impedancia característica, oscilador senoidal, tolva, desacople, medidor de nivel de material.

ABSTRACT

In the production of cement, one important raw material used is cement clinker. This material is obtained after heating limestone to a temperature of two thousand centigrade degrees.

After the clinker is cooled down, it is stored in big tanks or silos. From there, the material is carried into the mills, where it is grounded in conjunction with other materials and the final product is obtained.

While the clinker is stored in the tanks, it is necessary to measure its level. With that purpose, the enterprise installed capacitive measuring units, but they haven't worked as expected, producing spilling and half filled tanks. This produces economic losses to the company because they have to spend more money cleaning the spilling.

In this project it was designed and built a system that uses reflected waves and decoupling of a transmission line as the means to measure the level of clinker in the tank. This system works on the principle that if the amount of clinker between the conductors of the transmission line is incremented it causes a decoupling of the line, producing a reflected wave with a higher electrical power.

Using a relationship between the amount of clinker and the decoupling of the line, it is possible to obtain the actual level of the material in the tank by measuring the power of the reflected wave. The system built on this principle is precise and trusty, giving the user the possibility of calibration and control.

Keywords: clinker, transmission lines, reflected wave, characteristic impedance, sinusoidal oscillator, tank, silo, decoupling, level measurement.

*A mis padres y mi hermana,
por toda su ayuda y apoyo durante estos años*

Agradecimientos

Primero quiero agradecerle a Dios Todopoderoso, por permitirme vivir cada día y guiarme a través de esta vida.

A mi familia, por el apoyo que me ha brindado durante todos mis años de estudio, gracias a ellos he podido salir adelante en todas las metas que me he propuesto.

Al ingeniero asesor de la empresa Holcim, Chang Hann Wu Tsay, por permitirme desarrollar el proyecto y brindarme todo el apoyo necesario para la exitosa conclusión del mismo.

Al ingeniero asesor Luis Paulino Méndez, por todos sus consejos y paciencia durante el desarrollo del proyecto y la implementación final de éste.

Finalmente quiero agradecer a todas las personas que colaboraron y me ayudaron en el proyecto, ya que sin ellos el trabajo hubiese sido mucho más difícil y arduo.

Muchas horas desesperanzadoras surgirán antes de que el arco iris de metas alcanzadas aparezca en el horizonte

HIM Haile Selassie I

ÍNDICE GENERAL

| | |
|---|-----------|
| Capítulo 1: Introducción | 15 |
| 1.1 Problema existente e importancia de su solución..... | 15 |
| 1.2 Solución seleccionada | 17 |
| Capítulo 2: Meta y objetivos | 19 |
| 2.1 Meta | 19 |
| 2.2 Objetivo general | 20 |
| 2.3 Objetivos Específicos | 21 |
| 2.3.1 Objetivos de hardware..... | 21 |
| 2.3.2 Objetivos de software..... | 21 |
| 2.3.3 Objetivos de implementación | 22 |
| Capítulo 3: Marco teórico | 23 |
| 3.1 Descripción del sistema a mejorar..... | 23 |
| 3.2 Antecedentes Bibliográficos | 25 |
| 3.2.1 Capacitancia RF | 25 |
| 3.2.2 Conductancia o conductividad | 28 |
| 3.2.3 Sistemas de radar o microondas..... | 29 |
| 3.2.4 Sistemas ultrasónicos | 32 |
| 3.3 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema | 34 |
| 3.3.1 Caracterización eléctrica del clinker | 34 |

| | | |
|-------------|--|----|
| 3.3.2 | Modelado matemático y parámetros eléctricos de la línea de transmisión..... | 39 |
| 3.3.3 | Onda reflejada y cambios en el medio dieléctrico de la línea de transmisión..... | 43 |
| Capítulo 4: | Procedimiento metodológico | 46 |
| 4.1 | Reconocimiento y definición del problema..... | 46 |
| 4.2 | Obtención y análisis de información | 46 |
| 4.3 | Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución | 47 |
| 4.4 | Implementación de la solución | 48 |
| 4.5 | Reevaluación y rediseño..... | 48 |
| Capítulo 5: | Descripción detallada de la solución..... | 49 |
| 5.1 | Análisis de soluciones y selección final | 49 |
| 5.2 | Descripción del hardware | 54 |
| 5.2.1 | Línea de transmisión | 55 |
| 5.2.2 | Oscilador Senoidal..... | 58 |
| 5.2.3 | Acoplador direccional | 61 |
| 5.2.4 | Medidor de potencia incidente y reflejada..... | 62 |
| 5.2.5 | Microcontrolador..... | 66 |
| 5.2.6 | Display LCD y teclado | 67 |
| 5.3 | Descripción del software | 68 |
| 5.3.1 | Menú Principal..... | 69 |
| 5.3.2 | Menú 1..... | 71 |
| 5.3.3 | Menú 2..... | 72 |

| | | |
|---------------------------|---|------------|
| 5.3.4 | Menú 3..... | 72 |
| 5.3.5 | Menú 4..... | 73 |
| Capítulo 6: | Análisis de resultados..... | 74 |
| 6.1 | Caracterización eléctrica del clinker..... | 74 |
| 6.2 | Modelado de la línea de transmisión | 77 |
| 6.3 | Respuesta en frecuencia de la línea de transmisión..... | 79 |
| 6.4 | Generador de ondas senoidales | 88 |
| 6.5 | Medidor de potencia incidente y reflejada (AD8307) | 92 |
| 6.6 | Circuito acondicionador de señal (AD627)..... | 95 |
| 6.7 | Desacople de la línea de transmisión en presencia de clinker | 98 |
| Capítulo 7: | Conclusiones y recomendaciones..... | 100 |
| 7.1 | Conclusiones | 100 |
| 7.2 | Recomendaciones | 101 |
| Bibliografía | | 102 |
| Apéndices | | 104 |
| A.1 | Glosario, abreviaturas y simbología | 104 |
| A.2 | Circuito Impreso del Sistema..... | 107 |
| A.3 | Fotografías del prototipo desarrollado | 109 |
| A.4 | Mediciones de respuesta de frecuencia de la línea de transmisión..... | 111 |
| A.5 | Información sobre la empresa | 113 |
| A.5.1 | Descripción de la empresa | 113 |
| A.5.2 | Descripción del departamento en que se realizó el proyecto | 114 |
| A.5.3. | Antecedentes prácticos | 115 |

| | |
|--|------------|
| Anexos | 116 |
| Anexo B.1 Hoja de datos del amplificador logarítmico AD8307 | 116 |
| Anexo B.2 Hoja de datos del amplificador de instrumentación AD627 | 117 |
| Anexo B.3 Hoja de datos del microcontrolador PIC16F876A | 118 |
| Anexo B.4 Hoja de datos del acoplador direccional PDC-10-1BD | 120 |
| Anexo B.5 Hoja de seguridad del clinker | 121 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | | |
|--------------------|---|----|
| Figura 1.1 | Línea de transmisión bifilar acoplada a una carga resistiva | 17 |
| Figura 1.2 | Línea de transmisión bifilar desacoplada por la presencia de clinker.... | 18 |
| Figura 3.1 | Diagrama de bloques del proceso de producción del cemento | 23 |
| Figura 3.2 | Ubicación de la etapa de almacenamiento de clinker en la línea de producción del cemento | 24 |
| Figura 3.3 | Capacitor de placas paralelas para la medición de nivel de material ... | 25 |
| Figura 3.4 | Sistema de medición de nivel por capacitancia RF | 27 |
| Figura 3.5 | Sistema de medición de nivel por conductancia | 28 |
| Figura 3.6 | Sistema de medición de nivel por radar o microondas..... | 30 |
| Figura 3.7 | Sistema de medición de nivel ultrasónico..... | 32 |
| Figura 3.8 | Composición física del clinker | 34 |
| Figura 3.9 | Capacitor de placas paralelas (vista superior)..... | 35 |
| Figura 3.10 | Capacitor de placas paralelas (vista frontal)..... | 35 |
| Figura 3.11 | Dos cilindros concéntricos con material dieléctrico entre ellos..... | 37 |
| Figura 3.12 | Modelo eléctrico de la línea de transmisión | 39 |
| Figura 3.13 | Geometría de la línea de transmisión (vista frontal) | 39 |
| Figura 3.14 | Geometría de la línea de transmisión (vista superior)..... | 40 |
| Figura 3.15 | Línea de transmisión con diferentes medios dieléctricos | 44 |
| Figura 5.1 | Línea de transmisión bifilar acoplada a una carga dentro de una tolva de almacenamiento de clinker | 52 |

| | | |
|---------------------|---|-----------|
| Figura 5. 2 | Diagrama de bloques del hardware del sistema | 54 |
| Figura 5. 3 | Diagrama de bloques de la línea de transmisión | 55 |
| Figura 5. 4 | Balún utilizado como acoplador de impedancias | 56 |
| Figura 5. 5 | Línea de transmisión diseñada | 57 |
| Figura 5. 6 | Diagrama de bloques del oscilador senoidal | 58 |
| Figura 5. 7 | Oscilador de onda cuadrada..... | 58 |
| Figura 5. 8 | Filtro pasa bajas π | 59 |
| Figura 5. 9 | Acoplador Direccional | 61 |
| Figura 5. 10 | Diagrama de bloques del medidor de potencia..... | 62 |
| Figura 5. 11 | Amplificador logarítmico | 63 |
| Figura 5. 12 | Circuito acondicionador de señal..... | 65 |
| Figura 5. 13 | Diagrama de conexión del microcontrolador PIC16F876 | 66 |
| Figura 5. 14 | Diagrama de flujo principal del software del sistema | 68 |
| Figura 5. 15 | Diagrama de flujo del menú principal..... | 69 |
| Figura 5. 16 | Menú principal desplegado en el LCD | 70 |
| Figura 5. 17 | Menú de ajuste de cero..... | 71 |
| Figura 5. 18 | Menú de despliegue del nivel de clinker..... | 72 |
| Figura 5. 19 | Menú de ajuste de nivel máximo de clinker | 72 |
| Figura 5. 20 | Menú de despliegue de potencia incidente y reflejada | 73 |
| Figura 6. 1 | Capacitor de placas paralelas construido..... | 74 |
| Figura 6. 2 | Constante dieléctrica del clinker en función de su diámetro | 76 |

| | | |
|----------------------|---|------------|
| Figura 6. 3 | Potencia incidente en función de la frecuencia en la línea de transmisión..... | 83 |
| Figura 6. 4 | Potencia reflejada en función de la frecuencia en la línea de transmisión..... | 84 |
| Figura 6. 5 | Porcentaje de onda reflejada en función de la frecuencia..... | 85 |
| Figura 6. 6 | Detalle de la respuesta en frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión..... | 87 |
| Figura 6. 7 | Respuesta en frecuencia del filtro Π implementado | 89 |
| Figura 6. 8 | Espectro de frecuencias de la onda senoidal generada | 90 |
| Figura 6. 9 | Voltaje de salida del AD8307 en función de la potencia de entrada..... | 94 |
| Figura 6. 10 | Voltaje de salida del acondicionar de señal en función de la potencia de entrada | 97 |
| Figura 6. 11 | Desacople de la línea de transmisión en función del nivel de clinker. | 99 |
| Figura A.2. 1 | Cara inferior del circuito impreso | 107 |
| Figura A.2. 2 | Cara superior del circuito impreso | 108 |
| Figura A.3. 1 | Línea de transmisión y clinker | 109 |
| Figura A.3. 2 | Detalle de la conexión del balún y la línea de transmisión | 109 |
| Figura A.3. 3 | Detalle del clinker acumulado entre los conductores de la línea de transmisión..... | 110 |
| Figura A.4. 1 | Respuesta de frecuencia de la línea de transmisión con el balun 7-21 y carga de 800 ohms | 111 |
| Figura A.4. 2 | Respuesta en frecuencia de la línea de transmisión el balun de aire y una carga de 330 ohms | 112 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|--|----|
| Tabla 6. 1 Mediciones de capacitancia y constante dieléctrica del clinker en función de su diámetro | 75 |
| Tabla 6. 2 Parámetros eléctricos de la línea de transmisión con dieléctrico aire y dieléctrico clinker | 77 |
| Tabla 6. 3 Respuesta en frecuencia de la potencia incidente en la línea de transmisión | 80 |
| Tabla 6. 4 Respuesta en frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión | 81 |
| Tabla 6. 5 Respuesta de frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión entre 1 MHz y 10 MHz | 86 |
| Tabla 6. 6 Respuesta en frecuencia del filtro PI pasa bajas implementado | 88 |
| Tabla 6. 7 Potencia de las armónicas del oscilador senoidal implementado | 90 |
| Tabla 6. 8 Voltaje de salida del AD8307 ante diferentes valores de potencia de entrada | 92 |
| Tabla 6. 9 Voltaje de salida del AD627 ante diferentes valores de potencia de entrada | 95 |
| Tabla 6. 10 Mediciones de desacople de la línea en función de la altura del clinker | 98 |

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

En la línea de producción del cemento, existen varias etapas en las que se almacena materia prima. Una de ellas es el acopio de clinker, que debido a sus características físicas no permite determinar fácilmente el nivel alcanzado en las tolvas de almacenamiento. Un principio que puede ser utilizado para dicho fin es el de onda reflejada, que indica con una precisión aceptable la altura alcanzada por el material.

1.1 Problema existente e importancia de su solución

En el departamento en el que se desarrolló el proyecto, una actividad importante es el almacenamiento de clinker. El clinker es la materia prima de la cual se fabrica el cemento. Consiste en rocas de diferentes tamaños y polvo. Este material se obtiene luego de hornear a altas temperaturas la piedra caliza que se recolectó en las canteras de la empresa.

El clinker antes de su trituración es almacenado en varias tolvas, de donde pasa a los molinos. En las tolvas existe un sensor que se encarga de medir el nivel de clinker, y genera una señal cuando la capacidad de la tolva ha sido alcanzada, y por lo tanto debe detenerse el proceso de llenado de la misma.

El sistema actual cuenta con un sensor capacitivo. El funcionamiento de éste consiste en que cuando el material llena el espacio entre las dos placas conductoras, varía la capacitancia entre ellas y es posible determinar el nivel de material en la tolva. El sistema teóricamente es muy aceptable, sin embargo el problema consiste en que el material tiene una gran composición de polvo y la humedad causa que se formen costras en las placas, causando que el sensor genere señales incorrectas, tanto de alarma de llenado falsa, como la falta de ésta.

El comportamiento errático del sistema de medición de nivel produce dos problemas para la empresa. Primero, si no se genera la señal de alarma adecuada, el material rebasa la capacidad máxima de la tolva, provocando grandes derrames en la planta. Si en caso contrario, la señal de alarma se genera cuando aun la tolva no ha alcanzado su nivel máximo, no se aprovecha la capacidad total de la misma, y se produce una disminución en el rendimiento de los molinos de cemento.

Esto ocasiona problemas de índole económico ya que la empresa debe gastar más recursos para la limpieza de la planta (los derrames de material deben ser recogidos y limpiados). El problema tiene como consecuencia inmediata el aumento del costo de la producción del cemento.

Si no se llenan las tolvas hasta su máxima capacidad, la eficiencia del proceso de almacenamiento de clinker disminuye. Además, genera incertidumbre en cuanto a la cantidad de material que se tiene almacenado, ya que el nivel del clinker en la tolva es desconocido.

Al resolver el problema de la medición del nivel de clinker en las tolvas de almacenamiento, la empresa obtendrá los siguientes beneficios:

- a. El sistema de medición será confiable, evitando los derrames de material en la planta y las tolvas a medio llenar.
- b. La eficiencia de los molinos de cemento no se verá afectada por errores en el llenado de las tolvas.
- c. Los costos de contratación de terceros para la limpieza de la planta se verán disminuidos.
- d. El costo de la producción del cemento disminuirá.
- e. La eficiencia en la producción del cemento aumentará.

1.2 Solución seleccionada

Para la solución del problema, la empresa estableció ciertas características y requerimientos que debe cumplir el sistema. Estos son:

- a. El sistema debe brindar una señal eléctrica (cierre de un relay) cuando la capacidad máxima de la tolva es alcanzada.
- b. El nivel máximo que puede alcanzar el material en la tolva puede ser modificado por el usuario, manteniéndose almacenado en el sistema aún ante desconexiones de la fuente de alimentación de energía del mismo.
- c. Solo interesa medir el nivel del material en los últimos tres metros de la tolva.
- d. El método de medición de nivel debe ser confiable.

Ante estos requerimientos, se seleccionó una solución que utiliza la reflexión de ondas electromagnéticas como principio de medición. Básicamente, la solución consiste en aplicar una onda electromagnética a una línea de transmisión bifilar acoplada a una carga resistiva conectada en sus extremos. La figura 1.1 presenta este arreglo, Z_0 es la impedancia característica de la línea.

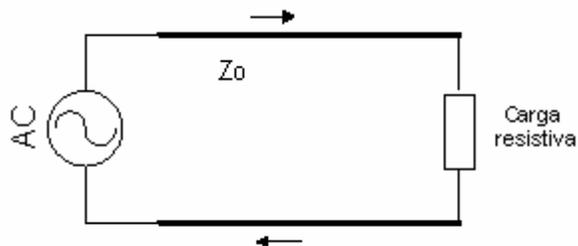


Figura 1.1 Línea de transmisión bifilar acoplada a una carga resistiva

En esta configuración se busca el mejor acople de impedancias entre los elementos del sistema, para conseguir una onda reflejada por desacople mínima. Este arreglo se introduce en la tolva en la cual se desea medir el nivel de clinker, de forma vertical, tal que al ir aumentando el clinker su nivel, éste se deposite entre los dos conductores de la línea de transmisión, tal como se muestra en la figura 1.2.

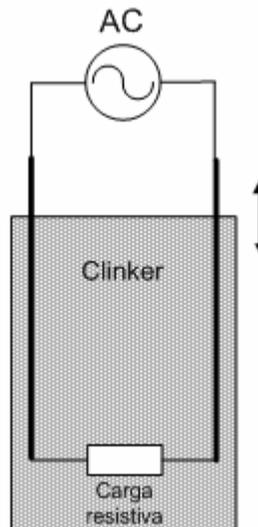


Figura 1.2 Línea de transmisión bifilar desacoplada por la presencia de clinker

Al cambiar el medio dieléctrico entre los conductores de la línea de transmisión, también cambia la impedancia característica de la línea, provocando un desacople y una onda reflejada hacia el generador de señal. Esta onda reflejada aumentará su potencia conforme aumente la cantidad de material entre los conductores, y entonces es posible calcular una escala que representa la altura del clinker en función de la potencia de la onda reflejada.

El sistema desarrollado tiene que ser capaz de medir potencias de las ondas reflejadas e incidentes de la carga, generar una onda senoidal de una frecuencia tal que la línea se comporte como una línea de transmisión de radio frecuencia RF y tener la capacidad de procesamiento de datos para determinar el nivel que tiene el clinker en tiempo real.

CAPÍTULO 2 META Y OBJETIVOS

2.1 Meta

La meta que se pretende alcanzar con el proyecto es optimizar el control de almacenamiento de clinker y con ello disminuir los costos de producción del cemento.

2.2 Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de medición del nivel de clinker en una tolva utilizando reflexión de ondas.

2.3 Objetivos Específicos

2.3.1 Objetivos de hardware

- a. Determinar los componentes electrónicos (y sus características) necesarios para el desarrollo del proyecto.
- b. Diseñar y construir una línea de transmisión bifilar que cumpla con las características físicas y eléctricas establecidas.
- c. Diseñar un circuito capaz de generar una onda senoidal de radio frecuencia con la potencia y acoples necesarios para la conexión a la línea de transmisión.
- d. Diseñar e implementar un circuito que mida la potencia incidente y reflejada de la onda.
- e. Implementar un circuito de interfaz gráfica con el usuario, por medio de teclado y pantalla de cristal líquido.

2.3.2 Objetivos de software

- a. Desarrollar un programa capaz de adquirir datos analógicos, digitalizarlos y realizar operaciones matemáticas con ellos.
- b. Escribir un programa que despliegue un menú interactivo con el usuario, y le permita navegar en él utilizando un teclado.
- c. Programar una rutina de almacenamiento de datos en una memoria no volátil tipo EEPROM.
- d. Implementar una rutina que permita al usuario calibrar y observar el comportamiento del sistema.

2.3.3 Objetivos de implementación

- a. Implementar un prototipo electrónico del medidor de nivel y verificar que su comportamiento cumple con los parámetros deseados.
- b. Diseñar y construir el circuito impreso para la circuitería del medidor de nivel.

3.1 Descripción del sistema a mejorar

En la fabricación del cemento, el clinker es una de las materias primas más importantes. Este material se obtiene luego de calentar a altas temperaturas la piedra caliza recolectada en las canteras cercanas a la planta de la empresa. La figura 3.1 muestra un diagrama de las etapas de la línea de producción del cemento.

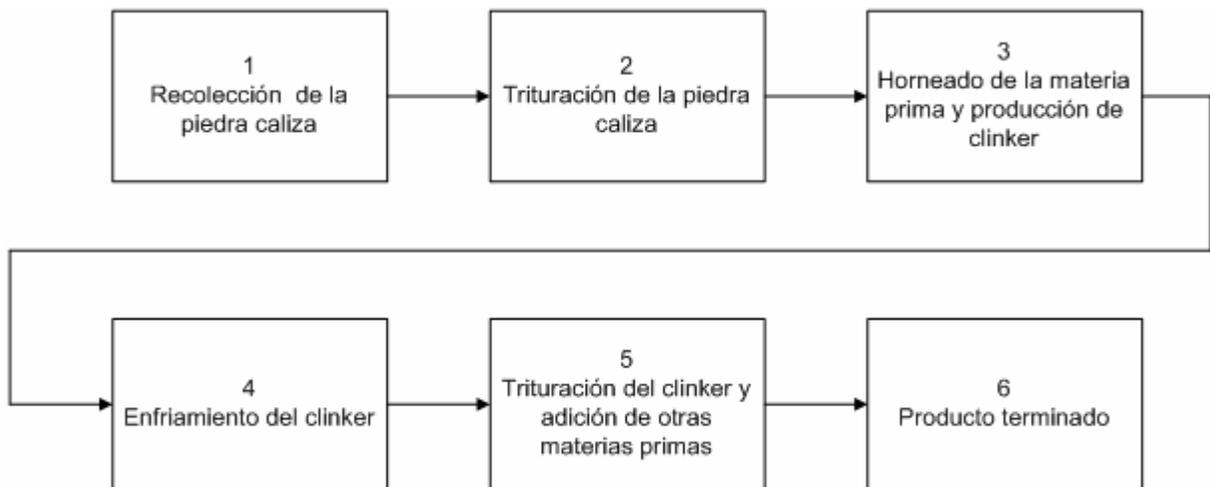


Figura 3.1 Diagrama de bloques del proceso de producción del cemento

Como se aprecia en la figura 3.1, la primera etapa en la línea de producción del cemento consiste en recolectar la piedra caliza en las canteras. Esta materia prima luego de ser extraída de las minas de la empresa, pasa por un proceso inicial de trituración y es acarreada a la planta principal.

En una segunda etapa, la piedra caliza es triturada hasta alcanzar un tamaño tal que pueda ser transportada a través de los conductos por medio de aire. Estos conductos dirigen la piedra caliza triturada al horno principal, en donde la

temperatura es elevada a dos mil grados centígrados, y los minerales se funden para formar cristales de silicato de calcio, material conocido como clinker de cemento. Este material debe ser enfriado antes de ser transportado a la siguiente etapa de la línea de producción.

Luego de que el clinker se enfría, éste es almacenado para su posterior trituration en los molinos de la empresa. En dichos molinos, al clinker se le adicionan yesos y otros materiales según el tipo de cemento final que se desea obtener, y todo el material se muele en conjunto. Luego de la molienda, se obtiene el producto final, que es almacenado en silos. Finalmente se empaca para su venta en sacos individuales o se carga en camiones tolva para su venta al granel.

El proyecto realizado se ubica entre las etapas cuatro y cinco del diagrama de bloques de la figura 3.1. Luego del enfriamiento del clinker, este se debe almacenar en tolvas para su posterior trituration. En la figura 3.2 se aprecia la ubicación de los silos o tolvas de clinker dentro de la línea de producción del cemento.

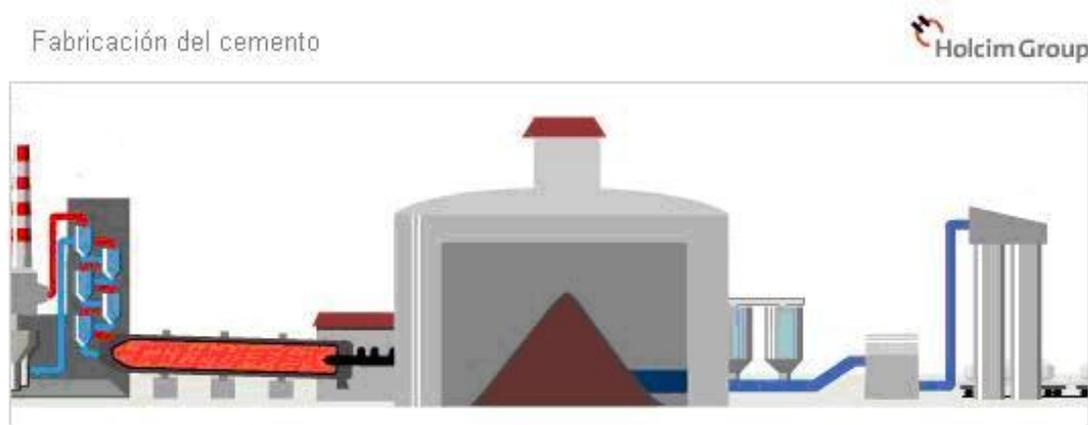


Figura 3.2 Ubicación de la etapa de almacenamiento de clinker en la línea de producción del cemento

Entonces, el objetivo del proyecto es medir el nivel de material en las tolvas de almacenamiento de clinker, y generar la señal necesaria para detener el proceso de llenado.

3.2 Antecedentes Bibliográficos

Para medir el nivel de material en tanques y silos existe una variedad de principios físicos y eléctricos que pueden ser utilizados. Los fabricantes de sensores de nivel se basan principalmente en cuatro modelos de medición, que al utilizar tecnología moderna tal como los microprocesadores, brindan al usuario posibilidades de configuración y personalización del sistema. Los principios más utilizados son la medición de la capacitancia RF, la conductividad o conductancia, sistemas de radar o microondas y sistemas ultrasónicos.

3.2.1 Capacitancia RF

En este sistema de medición se utilizan las características eléctricas del capacitor a frecuencias de radio para la determinación del nivel de material. Este método es efectivo para detectar el nivel de líquidos, sólidos granulares y líquidos viscosos en tanques de almacenamiento. Existen diseños para medir el nivel en un punto o puntos determinados, o para medir el nivel continuamente a lo largo de todo el tanque. La frecuencia de operación de estos dispositivos va desde los 30 KHz hasta 1 MHz.

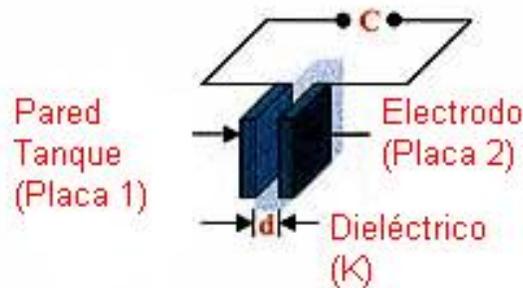


Figura 3.3 Capacitor de placas paralelas para la medición de nivel de material

La teoría detrás de este modelo se basa en la medición de la capacitancia (la habilidad para almacenar energía eléctrica) entre dos conductores separados una distancia d como se muestra en la figura 3.3. El primer conductor puede ser una pared del tanque, si éste está construido de un material conductor. El segundo conductor puede ser un electrodo colocado de forma paralela a la pared del tanque. Los dos conductores tienen un área efectiva A , normal a cada placa conductora. Entre las dos placas conductoras existe un medio aislante, en este caso el material involucrado para la medición de su nivel.

La magnitud de la capacitancia existente entre los conductores depende del área normal A así como de las características eléctricas del medio aislante, específicamente de la constante dieléctrica del material. Entre más alta sea esta constante, mayor será la capacidad de almacenar energía. El aire seco tiene una constante dieléctrica ϵ_r igual a uno, mientras que los materiales líquidos y sólidos usualmente tienen una constante dieléctrica mayor. La expresión matemática que relaciona estos conceptos se indica en la ecuación 3.1.

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot A}{d} \quad (3.1)$$

en donde:

ϵ_r corresponde a la constante dieléctrica del material,

ϵ_0 corresponde a la constante dieléctrica del vacío,

A es el área efectiva normal entre las placas en metros cuadrados,

d es la separación en metros entre los conductores.

Cuando el tanque se encuentra vacío, el medio dieléctrico entre las placas es aire. Al empezar a subir el nivel del material, éste empieza a cubrir las placas conductoras, y por ende el dieléctrico empieza a cambiar. Este cambio produce un aumento de la capacitancia entre los conductores, que se comporta en forma lineal respecto a la altura del material en el tanque. La capacitancia se mide, y provee un valor directo del nivel del material en el tanque. La figura 3.4 ilustra este método de detección de nivel.

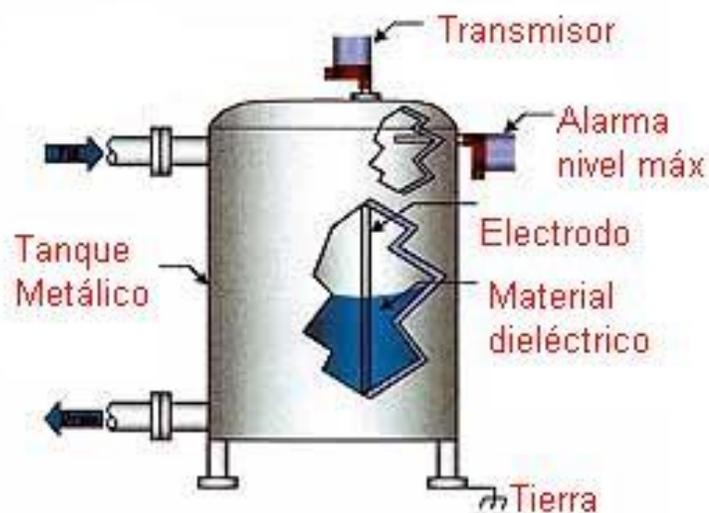


Figura 3.4 Sistema de medición de nivel por capacitancia RF

Si el material al que se desea medir el nivel es conductor, entonces se recubre el electrodo con un material aislante, tal como Teflón o Kynar. El electrodo sigue comportándose como una placa conductora, mientras que la otra placa es el material, que al estar en contacto con el tanque se conecta eléctricamente a la referencia del sistema. Al subir el nivel del material también se va a dar un cambio en la capacitancia, y al ser medida brinda un valor proporcional al nivel del material.

3.2.2 Conductancia o conductividad

Este método se fundamenta en la conductancia eléctrica del material, que por lo general se trata de un líquido capaz de conducir corrientes con una fuente de voltaje de baja tensión, de alrededor de veinte voltios o menos. Debido a esa característica, también se le conoce como método de conductividad. Este sistema de medición es de muy bajo costo y de implementación sencilla, pero tiene las limitaciones de que el tipo de material debe ser conductor y sólo se pueden hacer mediciones puntuales del nivel del mismo.

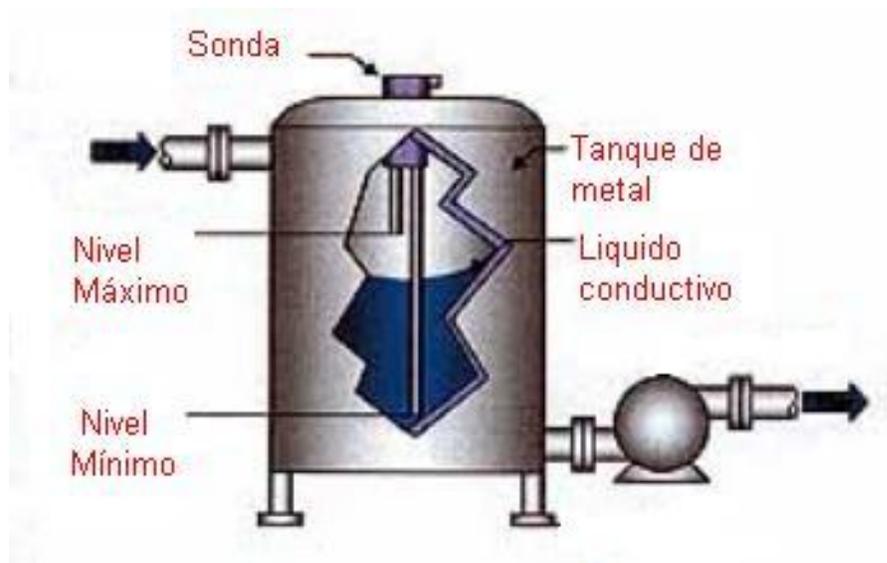


Figura 3.5 Sistema de medición de nivel por conductancia

En la figura 3.5 se muestra la forma usual en que se emplea este sistema. Se utilizan dos sondas duales, constituidas por dos tubos cilíndricos concéntricos. El líquido al llegar a tocar los tubos cierra el circuito eléctrico y las señales necesarias se generan. En la figura 3.5 se presenta un sistema que detecta el nivel máximo y el nivel mínimo del tanque. Como se observa el sistema es adecuado para mediciones puntuales de nivel, y para materiales relativamente buenos conductores.

3.2.3 Sistemas de radar o microondas

Este sistema utiliza ondas electromagnéticas en la banda de microondas (típicamente en la banda de microondas X, 10 GHz) como base para sus mediciones. Es una tecnología muy reciente, y realiza mediciones continuas del nivel del material.

Básicamente el sistema funciona transmitiendo las ondas desde la parte más alta del tanque hacia abajo, y un sensor ubicado en el transmisor captura la cantidad de energía reflejada por el material. El tiempo que tarda las ondas reflejadas en volver al transmisor se utiliza como base para determinar la altura del material dentro del tanque. Para mediciones de nivel continuas, existen dos tipos de sistemas: inalámbricos y guiados.

Los sistemas inalámbricos se subdividen en dos tipos. El primer tipo utiliza una tecnología llamada onda continua modulada en frecuencia (FMCW, FM continuous wave). Un sensor en lo alto del tanque transmite una onda generando un barrido de frecuencia lineal, con un ancho de banda y un tiempo de barrido establecido. La onda reflejada del radar se atrasa proporcionalmente a la distancia a la que se encuentra la superficie del material. La frecuencia de esta onda reflejada es diferente a la frecuencia de la onda del generador, y las dos se suman a una nueva frecuencia que es proporcional al nivel del material en el tanque. Esta frecuencia se convierte después a una señal que representa la altura alcanzada por el material en ese momento.

El segundo tipo de sistemas inalámbricos se llama radar pulsante. En éste, una onda pulsante se envía hacia la superficie del material. Luego se mide el tiempo que tarda el pulso reflejado en regresar a su origen. Este tipo de sistemas utilizan una potencia de transmisión mucho menor que el primer tipo, por lo que se puede ver afectado por obstáculos entre el transmisor y el material, o por materiales con constante dieléctrica muy baja (constantes dieléctricas menores a dos).

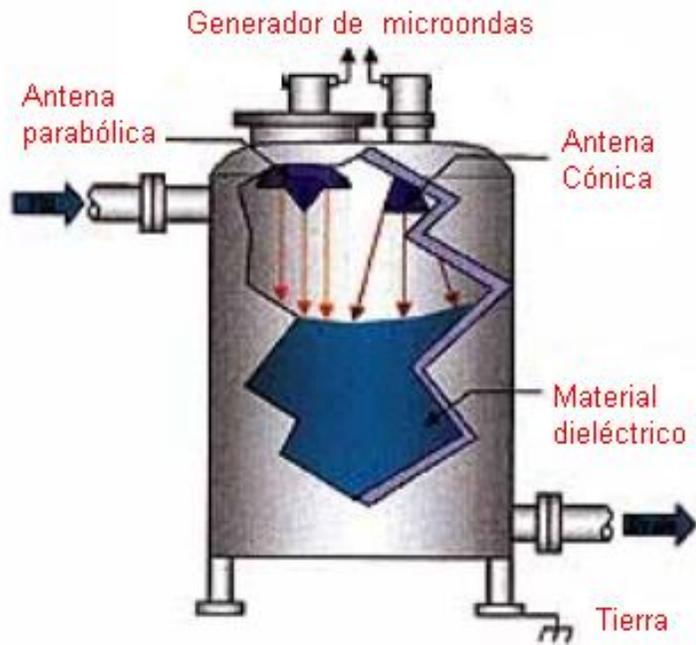


Figura 3.6 Sistema de medición de nivel por radar o microondas

Como se observa en la figura 3.6, los sistemas inalámbricos de radar utilizan dos tipos de antenas para irradiar la señal: cónicas y parabólicas. Las antenas parabólicas tienden a irradiar un área mayor, mientras que las cónicas tienden a confinar la señal irradiada a un área menor. La escogencia de la antena se debe fundamentar en los posibles obstáculos que deba enfrentar la señal en su viaje a la superficie del material y las características físicas del material cuyo nivel se va a medir.

El sistema de radar con ondas guiadas (GWR, guided wave radar) utiliza un medio físico tal como un cable o un tubo conductor para transmitir las ondas generadas a través del material hasta la parte baja del tanque. El método de medición de este sistema se basa en la reflectometría en el dominio del tiempo (TDR, time domain reflectometry). Un generador TDR envía hasta 200 000 pulsos por segundo de energía electromagnética por la línea de transmisión hacia la superficie del material, y se reflejan hacia el generador por la misma línea. La diferencia de medios dieléctricos entre la línea sin material (dieléctrico aire) y la línea con material como dieléctrico, hace que el pulso se refleje hacia su origen. El tiempo de viaje del pulso hacia la superficie del material y su regreso se utiliza para determinar el nivel alcanzado.

La línea de transmisión provee de un camino muy eficiente para que la señal viaje, por lo que la degradación de la señal es muy baja. Esto permite que materiales con constantes dieléctricas muy bajas (menores a 1.7) pueden ser monitoreados de una forma muy efectiva. Además, debido al tipo de construcción de estos sistemas, no se ven afectados por obstrucciones, y se pueden compensar posibles costras de material en la línea de transmisión.

3.2.4 Sistemas ultrasónicos

Estos sistemas utilizan como base ondas sonoras para realizar sus mediciones. Estas ondas abarcan frecuencias comprendidas entre 20 KHz y 200 KHz. Un transductor ubicado en lo alto del tanque transmite las ondas sonoras hacia la superficie del material, en forma de ráfagas. Ecos de éstas ráfagas se reflejan al transductor, que mide el tiempo entre la generación de las ráfagas y sus ecos. La figura 3.7 muestra como opera éste sistema dentro de un tanque.

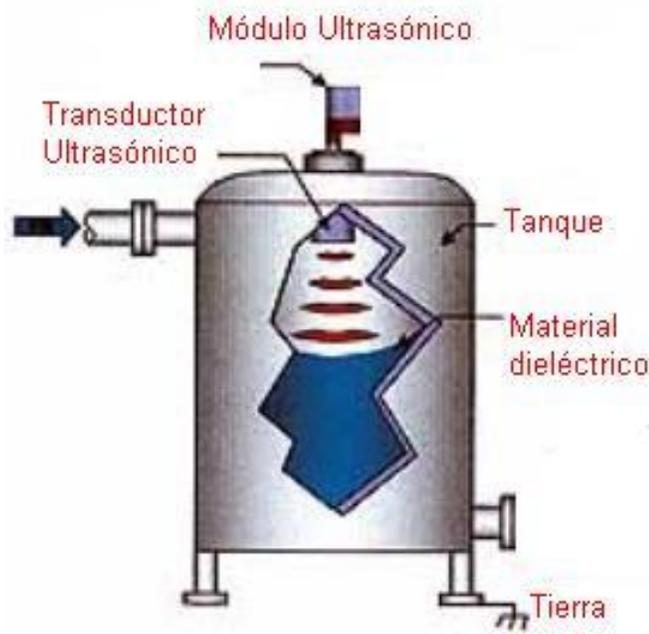


Figura 3.7 Sistema de medición de nivel ultrasónico

Generalmente, las ráfagas de ondas son producidas por un cristal piezo eléctrico que convierte los impulsos eléctricos en energía sonora que viaja en forma de onda a la frecuencia establecida y a una velocidad constante en un medio específico, que puede ser aire u otro gas. Las ondas sonoras son emitidas en ráfagas y sus ecos son recibidos de nuevo por el transductor, que calcula la distancia de acuerdo al tiempo transcurrido entre generación y recepción de ecos.

Sin embargo, el método tiene varios inconvenientes: primero, la velocidad del sonido en el medio depende de la temperatura del mismo, por lo que se deben compensar los cambios de temperatura. Segundo, la superficie del material puede actuar como absorbente del sonido, por lo que no se reflejaría ninguna onda. Tercero, irregularidades en la forma de la superficie del material pueden causar mediciones fluctuantes.

3.3 Descripción de los principales principios físicos y electrónicos relacionados con la solución del problema

Para el diseño de la solución planteada al problema, es necesario tener una base teórica bien fundamentada que sustente los principios físicos y electrónicos utilizados. En este caso, los conceptos teóricos utilizados se pueden dividir en tres secciones; la caracterización eléctrica del clinker, el modelado matemático y la obtención de los parámetros eléctricos de la línea de transmisión y finalmente, la teoría de onda reflejada y su comportamiento ante cambios en el dieléctrico del medio de transmisión.

3.3.1 Caracterización eléctrica del clinker

El clinker de cemento es un material aglomerado producido mediante el calentamiento a altas temperaturas (mayores a 1200 grados centígrados) de una mezcla de sustancias tales como piedra caliza y laja de la corteza terrestre. El material manufacturado está compuesto esencialmente de silicatos de calcio hidráulico contenidos en una masa cristalina, que no es separable en componentes individuales. Esta masa cristalina tiene una composición como la que se muestra en la figura 3.8.

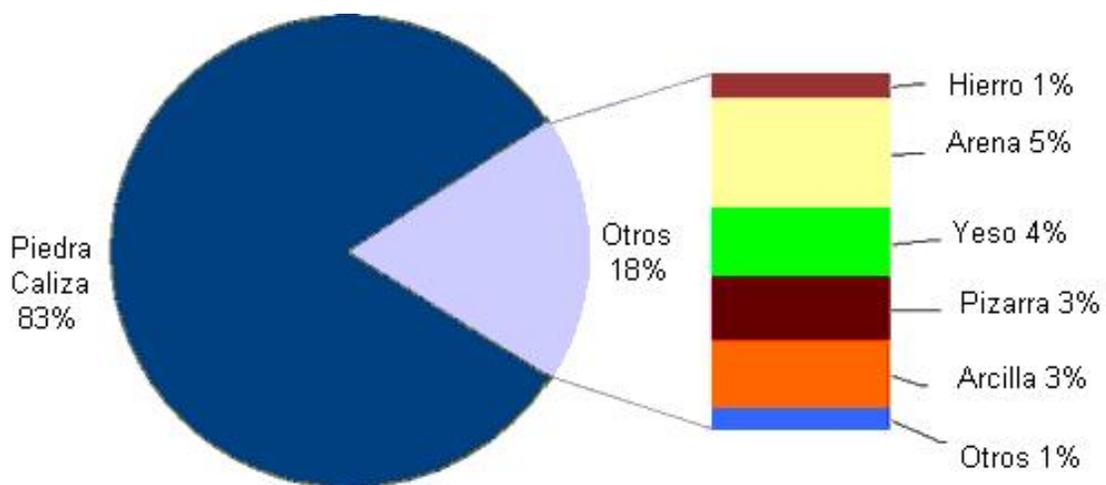


Figura 3.8 Composición física del clinker

La composición del clinker que se muestra en la figura 3.8 es la que determina el comportamiento eléctrico del material. En este caso, es importante establecer dos propiedades del clinker como material dieléctrico: la permitividad eléctrica ϵ_r y la permeabilidad magnética μ_r relativas.

La permitividad eléctrica ϵ_r se puede determinar utilizando las propiedades de un capacitor de placas paralelas, tal como el que se muestra en la figura 3.9 y 3.10.

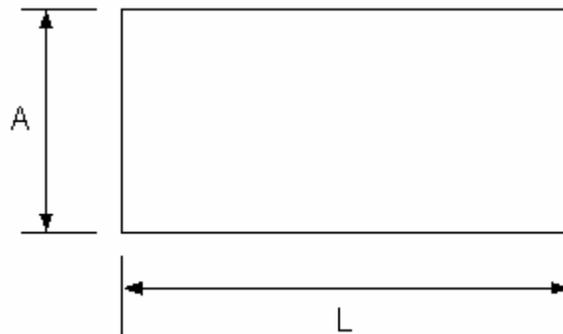


Figura 3.9 Capacitor de placas paralelas (vista superior)

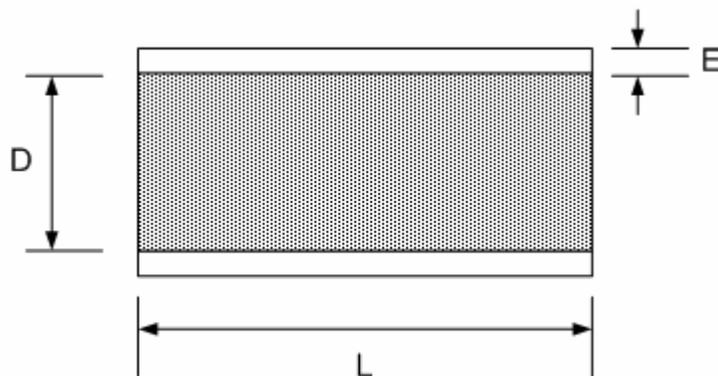


Figura 3.10 Capacitor de placas paralelas (vista frontal)

En la figura 3.9 se observa una placa del capacitor, con un área S normal a la otra placa que es igual a la multiplicación del largo L por la altura A . En la figura 3.10 se aprecian las dos placas paralelas con el material dieléctrico entre ellas. Estas placas están separadas por una distancia D , y tienen un espesor E .

Para dicho capacitor, se tiene que:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{D} \quad (3.2)$$

Donde

$S = A \times L$, A y L están en metros;

$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m;

D es mucho mayor que el grosor de la lámina E.

De la ecuación 3.2 se puede deducir una fórmula para encontrar la permitividad ϵ_r del material entre las dos placas, y dicha ecuación es:

$$\epsilon_r = \frac{C \cdot D}{\epsilon_0 \cdot S} \quad (3.3)$$

La ecuación 3.3 no toma en cuenta el efecto de los bordes de las placas en la capacitancia, ya que esa fórmula se calculó para un capacitor de placas paralelas de superficie infinita. Para obtener valores de la constante de permitividad ϵ_r más cercanos al real, se puede utilizar una capacitancia de corrección C_e tal que,

$$\epsilon_r = \frac{C_x - C_e}{C_o} \quad (3.4)$$

Donde

C_x es la capacitancia con el dieléctrico en prueba,

C_o es la capacitancia con dieléctrico aire,

C_e es la capacitancia de corrección.

Para el cálculo de la capacitancia de corrección C_e se utiliza la siguiente relación:

$$C_e = \pi \cdot L \cdot (0.029 - 0.058 \cdot \ln D) \quad (3.5)$$

Donde

C_e es la capacitancia de corrección en pF,

L y D están en centímetros.

El otro parámetro importante en la caracterización eléctrica del clinker es su constante de permeabilidad magnética μ_r . La relación de inductancia de un cable coaxial (o dos cilindros metálicos concéntricos como se muestra en la figura 3.11) es tal que:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot d}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (3.6)$$

Donde

μ_0 es igual a $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

a , b y d están en metros.

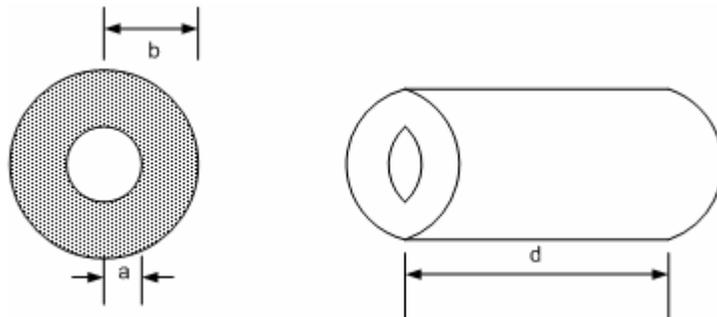


Figura 3. 11 Dos cilindros concéntricos con material dieléctrico entre ellos

Para conocer la permeabilidad magnética de un material desconocido basta con dividir las dos inductancias medidas de tal forma que:

$$\mu_r = \frac{L_x}{L_o} \quad (3.7)$$

Donde

L_x es la inductancia con el material dieléctrico desconocido,

L_o es la inductancia con dieléctrico aire.

3.3.2 Modelado matemático y parámetros eléctricos de la línea de transmisión

El modelado de una línea de transmisión se realiza calculando sus parámetros distribuidos por incremento de longitud. Los parámetros son la capacitancia, la inductancia y la resistencia por unidad de longitud, su conductividad y su impedancia característica. La figura 3.12 muestra el circuito equivalente de una línea de transmisión.

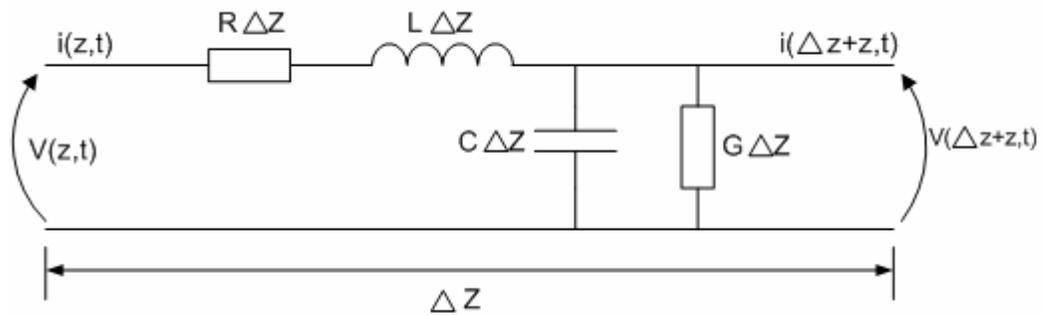


Figura 3.12 Modelo eléctrico de la línea de transmisión

Cada uno de los parámetros de la figura 3.12 depende de constantes eléctricas, de la geometría de la línea de transmisión y de la frecuencia de operación. En este proyecto se utiliza una línea de transmisión bifilar, con características geométricas como las que se muestran en la figura 3.13 y 3.14.

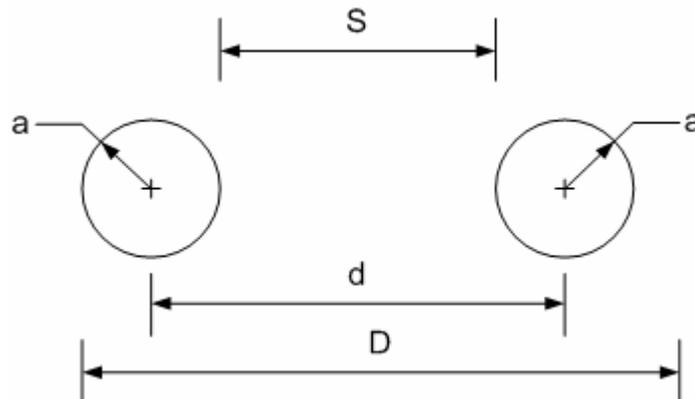


Figura 3.13 Geometría de la línea de transmisión (vista frontal)

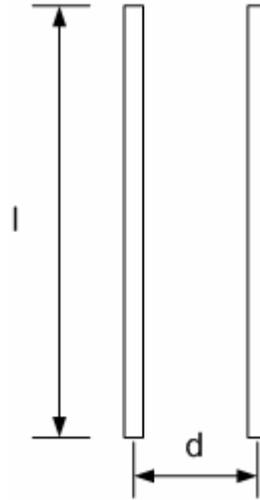


Figura 3.14 Geometría de la línea de transmisión (vista superior)

Para este tipo de línea de transmisión, con conductores de radio a y conductividad σ_c , separación entre centros igual a d , un medio de permeabilidad μ , permitividad ϵ y conductividad σ se tiene que la capacitancia por unidad de longitud es igual a

$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad [\text{F/m}] \quad (3.8)$$

en donde

ϵ_0 es la constante de permitividad del vacío (8.854×10^{-12} F/m)

ϵ_r es la constante de permitividad relativa del medio dieléctrico

La inductancia externa de la línea de transmisión se calcula utilizando la siguiente ecuación.

$$L_{ext} = \frac{\mu_r \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right) \quad [\text{H/m}] \quad (3.9)$$

en donde

μ_0 es la constante de permeabilidad del vacío ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)

μ_r es la constante de permeabilidad del medio dieléctrico

La conductancia por unidad de longitud de una línea de transmisión bifilar corresponde a la siguiente expresión.

$$G = \frac{\pi \cdot \sigma_{\text{dieléctrico}}}{\cosh^{-1}\left(\frac{d}{2a}\right)} \quad [\text{S/m}] \quad (3.10)$$

La resistencia por unidad de longitud depende de la frecuencia de operación de la línea de transmisión, tal como lo muestra la ecuación 3.11.

$$R = \frac{1}{\pi \cdot a} \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_{\text{conductor}}}{\sigma_{\text{conductor}}}} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (3.11)$$

Para el cálculo de dicho parámetro debe utilizarse la frecuencia f de la onda transmitida a través de la línea y las constantes de permeabilidad magnética y de conductividad del material utilizado como conductor.

Utilizando las relaciones de capacitancia y de inductancia de las ecuaciones 3.8 y 3.9 respectivamente, se obtiene otro parámetro de suma importancia para el modelado de las líneas de transmisión. Este parámetro es la impedancia característica Z_0 de la línea, y corresponde a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{ext}}{C}} \quad [\Omega] \quad (3.12)$$

Si se sustituyen las ecuaciones 3.8 y 3.9 en la ecuación 3.12 se obtiene la siguiente relación simplificada:

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{\mu_r \cdot \mu_0}{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{d}{a}\right) \quad [\Omega] \quad (3.13)$$

Finalmente se puede obtener la constante de propagación de la línea de transmisión, que corresponde a:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (3.14)$$

3.3.3 Onda reflejada y cambios en el medio dieléctrico de la línea de transmisión

Al aplicar una onda electromagnética a la línea de transmisión de la figura 3.14, esta debe estar acoplada a una carga que absorba la energía transmitida. Si esta carga tiene el mismo valor que la impedancia característica de la línea se dice que el sistema de transmisión es coincidente, y no se refleja potencia hacia el generador. Sin embargo esto es muy difícil de lograr en la práctica, por lo que siempre se refleja una porción de la energía transmitida hacia su fuente.

De la ecuación 3.14, se obtienen dos parámetros más, llamados la constante de atenuación α y la constante de fase β .

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.15)$$

Con la constante de fase es posible determinar la longitud de onda y la velocidad de propagación de la onda, como se muestra en las ecuaciones 3.16 y 3.17 respectivamente.

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\beta} \quad (3.16)$$

$$v = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{\beta} \quad (3.17)$$

Para modelar el sistema, se pueden considerar tres secciones en la línea de transmisión, tal como se muestra en la figura 3.15.

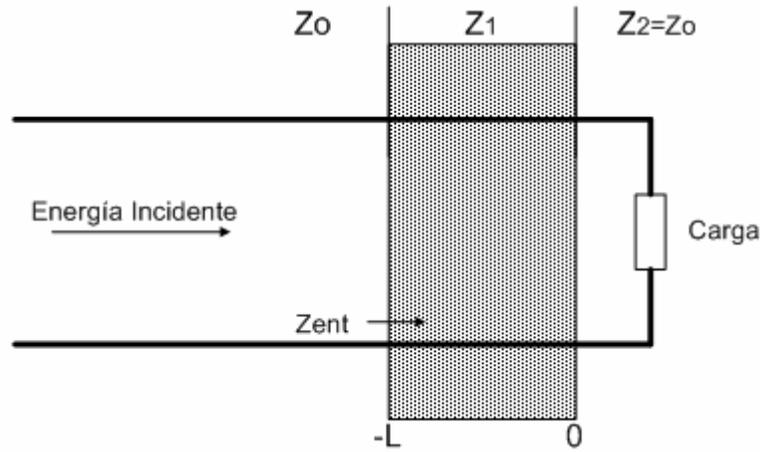


Figura 3. 15 Línea de transmisión con diferentes medios dieléctricos

En la primera sección, se presenta la impedancia característica de la línea de transmisión con dieléctrico aire Z_0 . En la segunda sección, la impedancia característica cambia al variar el medio dieléctrico, y es Z_1 . Finalmente, en la tercera sección está la carga, cuya impedancia es lo más cercana posible a la impedancia Z_0 .

Para el análisis de onda reflejada es necesario calcular una impedancia de entrada de la línea Z_{ent} tal como se muestra en la figura 3.15. Esta impedancia depende de la longitud L que tenga la segunda sección, tomando como referencia la posición de la carga, y de la impedancia de la carga misma. Esta relación se presenta en la ecuación 3.18.

$$Z_{ent} = Z_1 \cdot \frac{Z_2 + jZ_1 \tan(\beta \cdot L)}{Z_1 + jZ_2 \tan(\beta \cdot L)} \quad (3.18)$$

Como se observa en la ecuación 3.18, el valor de la impedancia de entrada Z_{ent} varía de acuerdo a la altura L que tenga el dieléctrico de la segunda sección de la línea de transmisión.

La reflexión de onda en la línea de transmisión se calcula de acuerdo a la razón de las amplitudes de los campos eléctricos reflejado e incidente, con una constante llamada coeficiente de reflexión. Esta constante, designada por gamma Γ depende en este caso de la impedancia característica de la línea de transmisión Z_0 y de la impedancia Z_{ent} de la forma:

$$\Gamma = \frac{Z_{ent} - Z_0}{Z_{ent} + Z_0} \quad (3.19)$$

Como Z_{ent} varía de acuerdo a la altura del medio dieléctrico de la sección dos de la línea de transmisión, el coeficiente de reflexión varía con dicha altura. Así, entre más larga sea la altura L mayor va a ser el coeficiente, reflejándose una potencia mayor de la onda.

Finalmente, se puede calcular una relación entre las amplitudes máximas y mínimas de voltaje o corriente presentes en la línea de transmisión, denominada relación de onda estacionaria ROE. Esta relación es

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.20)$$

Este coeficiente, al igual que el de reflexión, varía de acuerdo a la altura L del dieléctrico de la línea de transmisión.

CAPÍTULO 4 PROCEDIMIENTO METODOLÓGICO

4.1 Reconocimiento y definición del problema

Para identificar el problema, se efectuó una visita de campo a la planta de la empresa. Allí, el ingeniero asesor expuso el problema existente y como éste afectaba la línea de producción del cemento.

Se observaron las características físicas del material involucrado y su comportamiento al ser almacenado en las tolvas. El planteamiento formal del problema fue realizado por el ingeniero asesor, explicando cada uno de los detalles del mismo.

Al plantear el problema, el ingeniero asesor también indicó las metas que se debían cumplir con la solución desarrollada y sus restricciones y requerimientos para satisfacer las necesidades de la empresa.

4.2 Obtención y análisis de información

Para la obtención de la información preliminar del problema, se realizó una investigación bibliográfica en Internet. En ella se establecieron los métodos utilizados para la medición de nivel de material en tanques, así como el principio básico de funcionamiento de cada uno de ellos.

Utilizando esta información se analizó por separado cada una de las opciones investigadas. Se plantearon los beneficios de cada una de las opciones, así como los requerimientos tanto físicos como electrónicos para la implementación real de ellos.

Además se evaluó para cada opción su posible costo de implementación, así como los limitantes tecnológicos existentes que podrían complicar su desarrollo y funcionamiento esperado.

4.3 Evaluación de las alternativas y síntesis de una solución

Una vez que se plantearon las posibles soluciones al problema mediante la investigación bibliográfica, se realizó una consulta tanto al asesor de la empresa como al asesor de la escuela de Electrónica.

El asesor de la empresa debido a su experiencia previa utilizando medidores de nivel, recomendó una solución que utilizara reflexión de ondas, ya que era el método más eficiente y preciso.

El asesor de la escuela de Electrónica respaldó el uso de dicho principio de medición, pero también sugirió la forma en que se podría utilizar de una forma sencilla, relativamente fácil de implementar y de una eficiencia muy aceptable.

Para verificar la validez de la solución seleccionada, se recurrió a los principios teóricos que describen el funcionamiento de la solución. Se hizo un análisis teórico de la situación planteada y se establecieron las ecuaciones que representan matemáticamente el comportamiento del sistema.

Con este respaldo teórico y matemático, se confirmó que la solución planteada cumplía con los parámetros deseados. Además, se confirmó que los criterios de desempeño del sistema y la factibilidad de su fabricación se cumplían, ya que la solución planteada era sencilla y fácil de implementar.

También se establecieron las limitaciones de la solución planteada, y se evaluó si dichas limitaciones afectarían el desempeño del sistema desarrollado. Se concluyó que dichas limitaciones no afectaban el alcance de las metas propuestas al plantear el problema, y la implementación de la solución era factible y realizable.

4.4 Implementación de la solución

Para la implementación del sistema, se utilizó la técnica de diseño modular. Esta consiste en dividir en pequeños módulos funcionales al sistema completo. Cada uno de estos módulos funciona independientemente de los otros, relacionándose con ellos a través de sus salidas y entradas.

Así, se diseñó cada uno de ellos por separado. Luego, se implementaron uno a uno, y se les realizaron pruebas de laboratorio independientes para verificar su correcto comportamiento. Se tomaron mediciones a cada uno de ellos, y los resultados se compararon con los esperados.

Si algún módulo no presentaba la respuesta esperada, se rediseñó y se volvió a implementar. Luego se le volvían a realizar mediciones, y se confirmaba que su respuesta era ya la que se deseaba. De no ser así, se repetía el ciclo mencionado.

Finalmente se unieron todos los módulos del sistema y se le aplicaron pruebas de funcionamiento en conjunto. Se evaluó la respuesta obtenida en función de la respuesta teórica esperada. Se le aplicaron pruebas que evaluaran el comportamiento del sistema ante toda situación real posible, y se observó si la respuesta obtenida concordaba con la esperada.

4.5 Reevaluación y rediseño

Para mejoras a la solución implementada, se puede realizar un análisis del comportamiento del sistema ante ondas de frecuencias mayores. Para ello sería necesario un rediseño del sistema, ya que los elementos utilizados en él no responden de igual forma ante un aumento de la frecuencia del sistema.

También sería útil investigar acerca de la utilización de este principio sin utilizar una línea de transmisión rígida, sino implementado métodos que tomen en cuenta la posibilidad de utilizar el tanque de almacenamiento como un conductor de la señal.

CAPÍTULO 5

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA SOLUCIÓN

Para determinar la mejor solución al problema planteado, fue necesario hacer una investigación de la teoría y principios aplicables en la medición de nivel en tanques. Luego de considerar varios principios, se seleccionó el que se adaptaba mejor al problema y se desarrolló el hardware y el software necesarios para la implementación del sistema. Se utilizó la técnica de diseño modular. A continuación se expone la etapa de diseño realizada así como los criterios que se tomaron para ello.

5.1 Análisis de soluciones y selección final

En la solución del problema planteado, se investigaron principalmente dos técnicas: la reflectometría en el dominio del tiempo TDR y la medición del desacople de una línea de transmisión. Ambas soluciones presentan sus ventajas y desventajas, que a continuación se exponen.

La reflectometría en el dominio del tiempo consiste en enviar a través de un conductor o una línea de transmisión una serie de pulsos con tiempos de subida muy pequeños. Estos pulsos viajan en él y al encontrar perturbaciones o cambios de impedancia, se refleja una porción de ellos de nuevo al generador de la señal. Midiendo el tiempo que tardan en reflejarse los pulsos al origen, se puede determinar la distancia que han recorrido, y así establecer el nivel de material alcanzado en el tanque.

Este tipo de medición presenta una serie de ventajas. La sonda de medición puede ser un cable metálico suspendido en el tanque, evitando utilizar líneas de transmisión rígidas y difíciles de instalar en tanques muy grandes. El método detecta cualquier cambio de impedancia en el conductor, por lo que la constante dieléctrica del material que se está midiendo puede ser variable, ya que cambios en dicha

constante producen cambios de amplitud del pulso reflejado y no del tiempo de reflexión.

Otra ventaja que presenta el TDR es su inmunidad al polvo y a la composición y apariencia física del material que se desea medir. Este tipo de medición de nivel se puede aplicar en líquidos y sólidos granulados. La acumulación de polvo en el ambiente no afecta apreciablemente al sistema, ya que la onda viaja a través de un conductor eléctrico y no a través del aire.

La reflectometría en el dominio del tiempo presenta una serie de desventajas para su implementación electrónica. Se debe considerar la velocidad de propagación de las ondas en el conductor. Esta velocidad de propagación cuando el medio circundante a la línea de transmisión es aire es de alrededor de un sesenta por ciento de la velocidad de la luz, es decir que tarda unos pocos nanosegundos en recorrer un metro de distancia.

Esto implica dos problemas. Primero, el tiempo de subida del pulso debe ser mucho menor que el tiempo que tarda en reflejarse. Esto produce un punto muerto en donde el sistema es incapaz de medir el nivel, ya que éste se encuentra muy cerca del generador de pulsos. Además, la generación de pulsos con flancos muy pronunciados genera una serie de problemas en el ámbito electrónico, ya que la densidad espectral de dichos pulsos es muy grande, y consecuentemente el ancho de banda de los dispositivos utilizados debe ser bastante grande. También, la generación de los pulsos es problemática, ya que los tiempos de subida y bajada deben ser muy pequeños y muy constantes para el adecuado funcionamiento del sistema.

El segundo problema que se presenta utilizando el TDR es el muestreo de la señal de pulsos reflejados. Como se comentó anteriormente, el tiempo de viaje de los pulsos es de unos pocos nanosegundos. Esto implica que el muestreo debe ser bastante rápido, de al menos un muestreo por nanosegundo para detectar de una forma confiable el pulso reflejado. La frecuencia de muestreo debe ser entonces de

casi un gigahertz. Aunque existen convertidores analógicos a digitales capaces de alcanzar dicha velocidad, la implementación y el montaje de dichos circuitos es muy complicada y se sale del rango que se desea en el proyecto.

También se presenta otro inconveniente al utilizar este tipo de medición, y consiste en el procesamiento de los datos adquiridos. Si fuese posible implementar el sistema de adquisición de datos, este sería tan rápido que no podría ser procesado por un microcontrolador común, sino que debería ser guardado en memorias tipo RAM utilizando dispositivos FPGA, que son capaces de desarrollar la velocidad suficiente para guardar los datos. Esto complicaría aún más el desarrollo del sistema, ya que el montaje de estos circuitos de alta velocidad es difícil, debido a posibles atenuaciones y ruidos introducidos al sistema.

Debido a las limitaciones expuestas, se investigó otro método de medición de nivel de material. Aplicando la teoría de las líneas de transmisión y de onda reflejada, se encontró una aplicación al desacople producido por el cambio del dieléctrico de una línea de transmisión bifilar. Básicamente, se aprovecha la situación expuesta en la figura 3.15 y en las ecuaciones 3.18 y 3.19. En dicha figura, se aprecia una sonda bifilar con una impedancia característica Z_0 con dieléctrico aire, una carga acoplada a ella y una sección en donde se acumula el material entre las líneas conductoras y se comporta como el dieléctrico entre ellas. Como se aprecia en la ecuación 3.18, la impedancia de entrada producida por el material en conjunto con la carga varía de acuerdo a la altura L del mismo, es decir varía con el nivel del material en el tanque. Este cambio en la impedancia Z_{ent} , también se refleja como un cambio en el coeficiente de reflexión de la ecuación 3.19, es decir, un cambio en la altura del material entre las líneas produce un cambio proporcional en la onda reflejada. Entre más material se acumule entre los conductores, más grande va a ser la potencia de la onda reflejada.

Se aprovecha entonces este principio para desarrollar un sistema de medición de nivel en la tolva de almacenamiento de clinker. La solución es diseñar una línea de transmisión bifilar con una impedancia característica establecida, suficiente para poder acoplar una carga en uno de sus extremos y permitir la acumulación de material entre los conductores. Este arreglo se coloca de manera vertical en la tolva, de manera que al ir subiendo el nivel del material este vaya cubriendo la línea de transmisión, tal como se muestra en la figura 5.1.

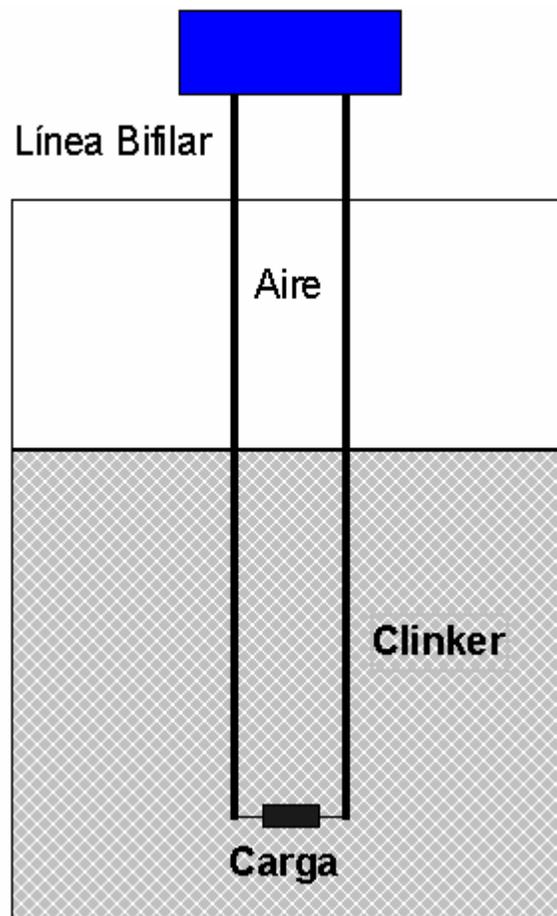


Figura 5. 1 Línea de transmisión bifilar acoplada a una carga dentro de una tolva de almacenamiento de clinker

El sistema electrónico debe ser capaz de generar una onda electromagnética a una frecuencia suficiente para que el arreglo se comporte como una línea de transmisión. También tiene que monitorear la potencia incidente y reflejada de dicha onda, y mediante operaciones matemáticas establecer el nivel que ha alcanzado el material en la tolva.

Este sistema tiene una serie de ventajas que lo hacen ser la solución final escogida para el problema. Su implementación electrónica y mecánica es relativamente sencilla, con pocos problemas de atenuación debido a altas frecuencias y una precisión muy aceptable. Su costo es mucho menor que el de los otros sistemas, y puede medir en tiempo real el nivel del material en la tolva.

Además el sistema permite medir el nivel de clinker sin ser afectado por el polvo desprendido del mismo, ya que dicho polvo tiene una constante dieléctrica muy baja y no causa un desacople perceptible por el sistema de medición. También cuenta con un sistema de calibración que permite que el usuario lo modifique a fin de compensar posibles suciedades y aglomeraciones de material en los conductores de la línea de transmisión.

Como se expuso anteriormente, la solución elegida tiene un sustento teórico muy bien establecido, que la respalda y permite implementarla sin tener falsos supuestos y comportamientos erráticos del sistema.

Como desventaja, el sistema utiliza una sonda de medición rígida. Esta sonda es bifilar, constituida de dos conductores de acero inoxidable separados utilizando espaciadores de porcelana u otro material aislante. Esta sonda debe instalarse dentro de la tolva a la que se desea medir el nivel, manteniendo la separación entre los conductores constante a lo largo de toda su extensión. Aun así, las múltiples ventajas que ofrece este sistema lo hacen el ideal para la solución final del problema.

5.2 Descripción del hardware

En el diseño del hardware del sistema, se utilizó la técnica llamada diseño modular. Se dividió el circuito completo en módulos independientes con sus respectivas entradas y salidas, esto con el fin de facilitar el diseño y las pruebas de cada uno de estos circuitos. La figura 5.2 muestra el diagrama de bloques del circuito desarrollado.

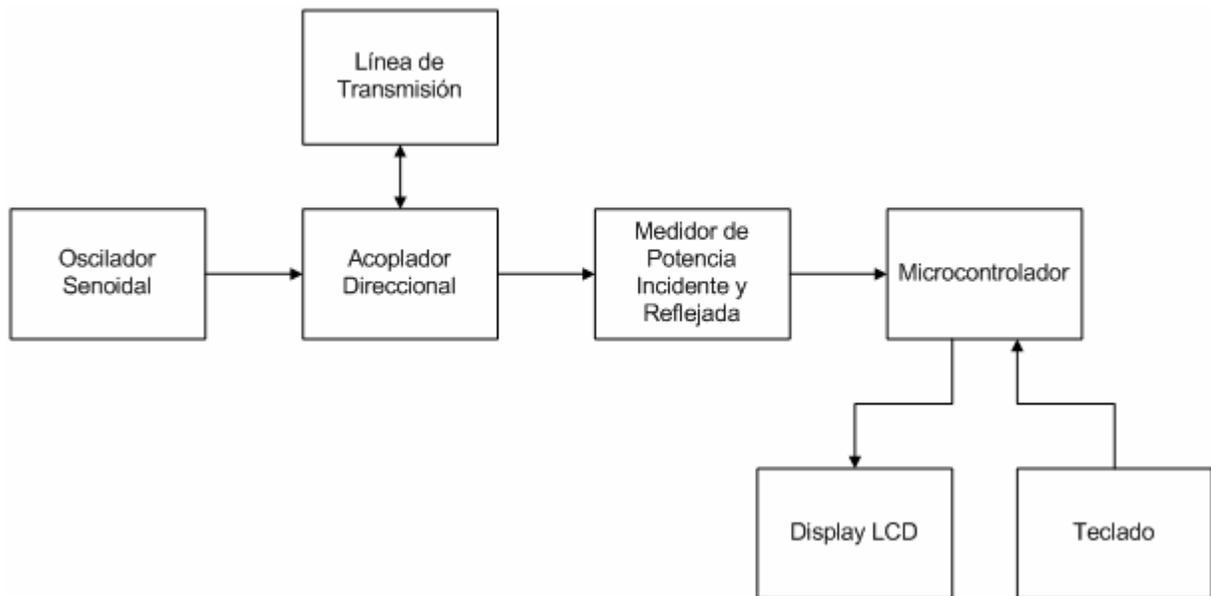


Figura 5. 2 Diagrama de bloques del hardware del sistema

Como se observa en la figura 5.2 el sistema consta de siete bloques de hardware. Cada uno se relaciona con los demás bloques a través de entradas o salidas, pero el funcionamiento de cada uno de ellos es independiente de los otros. Cabe destacar un aspecto que en el diagrama de la figura 5.2 no se menciona, y es el diseño del circuito impreso del medidor de nivel, que se expondrá en el apéndice A.2.

El diseño de cada uno de estos bloques se tratará por separado, indicando sus entradas, sus salidas y su relación con el resto del circuito.

5.2.1 Línea de transmisión

Este módulo corresponde a la línea de transmisión bifilar diseñada. Para este diseño se tomó en cuenta tanto las características físicas como las eléctricas que el sistema requiere.

La entrada de este módulo corresponde a la onda senoidal proveniente del acoplador direccional. Esta onda viaja a través de la línea hacia la carga, y si la línea se encuentra desacoplada por la presencia de clinker una porción de ella se refleja de nuevo hacia el acoplador direccional. Entonces, la salida de éste módulo corresponde a la onda reflejada de la línea de transmisión.

Para el diseño de la línea se utilizaron dos criterios básicos: la impedancia característica deseada y la separación entre los conductores necesaria para la acumulación de clinker entre ellos. En la figura 5.3 se muestra el diagrama de bloques de la línea de transmisión.

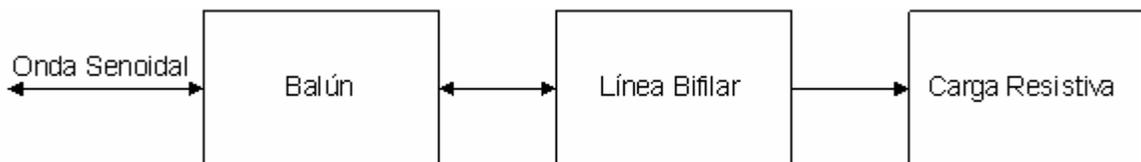


Figura 5. 3 Diagrama de bloques de la línea de transmisión

Un criterio importante en el diseño es la impedancia característica de la línea. En este caso, se debe acoplar una línea de transmisión coaxial de cincuenta ohms desbalanceada proveniente del acoplador direccional a la línea de transmisión bifilar balanceada. Para ello se utiliza un transformador de impedancias también llamado balun. El balún es un transformador toroidal con una relación de vueltas entre el primario y el secundario. El balun por su efecto de transformación de impedancias acopla la línea coaxial con la línea bifilar. La línea coaxial es desbalanceada, es decir tiene un conductor por el cual viaja la señal y un blindaje conectado a tierra. La línea bifilar es balanceada, es decir la señal viaja a través de los dos conductores en una

forma balanceada. La figura 5.4 ilustra un balún utilizado como acoplador de impedancias.

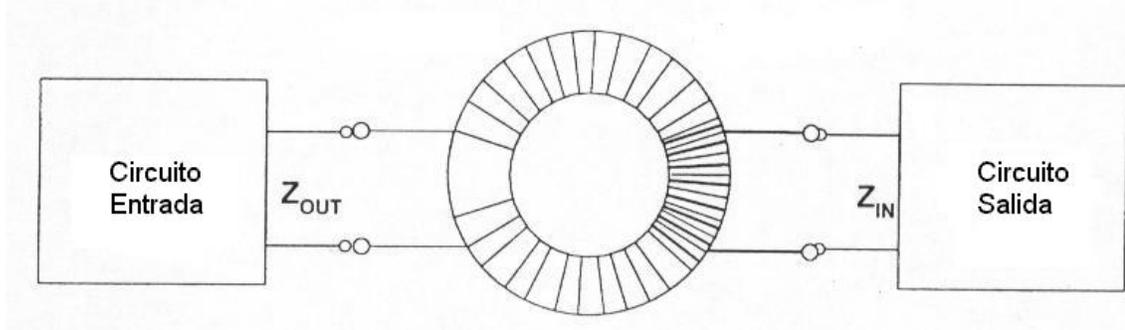


Figura 5. 4 Balún utilizado como acoplador de impedancias

La relación de vueltas del balún determina la transformación de impedancias de éste. La impedancia de salida del balún es igual a la impedancia de entrada multiplicada por la relación de vueltas del dispositivo al cuadrado. En este caso se utilizó un balún con una relación de 10-40, es decir, con una relación de vueltas de cuatro (cuarenta entre diez). Entonces la impedancia de salida del dispositivo es de 800 ohms. Sin embargo, al conectar la carga de 470 ohms, la respuesta que se obtiene es bastante aceptable.

En cuanto a la separación de los conductores, se tiene que el diámetro máximo del clinker es de aproximadamente una pulgada y tres cuartos. Esto indica que la separación entre los conductores debe ser mayor a este valor, para evitar atascamientos de material entre ellos.

Para la construcción de la línea de transmisión se utilizaron barras de acero inoxidable de un cuarto de pulgada de diámetro (6.35 mm). Estas barras de acero inoxidable # 304 presentan una resistencia a la tensión de 65 000 PSI y una dureza en la escala Rockwell de B-80. La separación entre los centros de ellas es de dos pulgadas y un cuarto que corresponde a 57.15 mm, tal como se muestra en la figura 5.5.

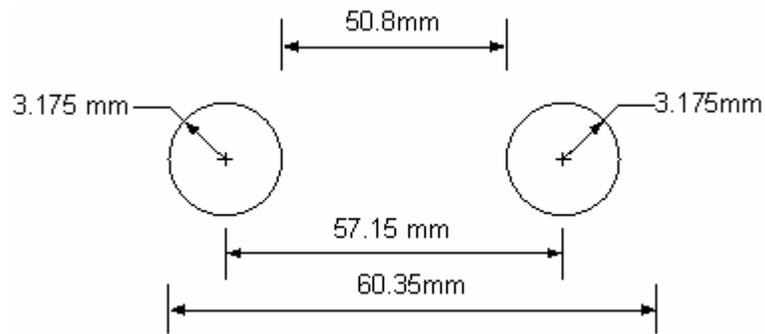


Figura 5. 5 Línea de transmisión diseñada

Sustituyendo los valores de la figura 5.5 en la ecuación 3.13 se tiene que la impedancia característica de la línea es de 430.02 ohms. Esta impedancia es suficiente para acoplarla a la línea coaxial con el balun anteriormente mencionado, sin ocasionar una onda reflejada de potencia muy grande. Así se cumple con los dos criterios de diseño; la separación entre los conductores es tal que permite la acumulación de clinker sin atascamientos y la impedancia característica de la línea de transmisión es tal que no se produce una onda reflejada por desacople importante.

El tercer bloque de éste módulo corresponde a la carga resistiva conectada en un extremo de la línea de transmisión. Esta carga debe ser lo más cercana a la impedancia característica de la línea, que en este caso es de 430 ohms. Utilizando resistencias poco inductivas de valor comercial, se escogió una resistencia de 470 ohms que es el valor más cercano al valor de la impedancia de la línea.

5.2.2 Oscilador Senoidal

Este módulo es el encargado de generar la onda senoidal que se aplica al acoplador direccional y posteriormente a la línea de transmisión y su carga. Consta de dos bloques, un oscilador de cristal de onda cuadrada y un filtro pasa bajas, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 5.6.

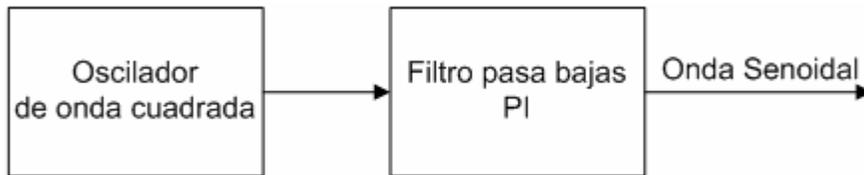


Figura 5. 6 Diagrama de bloques del oscilador senoidal

El oscilador de onda cuadrada está compuesto por un oscilador de cristal integrado, que brinda una onda tipo TTL a una frecuencia de 4 MHz. Esta frecuencia está dentro del espectro de frecuencias que producen el mejor acople de la línea de transmisión y la carga. Este oscilador tiene muy poca variación de frecuencia, con una estabilidad de aproximadamente 100 ppm. La figura 5.7 muestra las conexiones del oscilador.

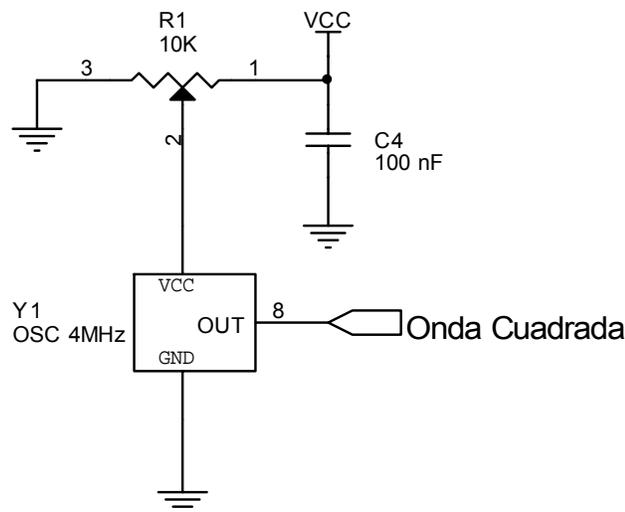


Figura 5. 7 Oscilador de onda cuadrada

El potenciómetro R1 de la figura 5.7 tiene la función de regular el voltaje de alimentación del oscilador de cristal. Esto se hace con el fin de poder variar la amplitud de la onda cuadrada, y por ende su potencia. El oscilador tiene la capacidad de entregar ondas con potencias comprendidas entre los 0 dBm a los 15 dBm a una carga de 50 ohms. Para el proyecto, se ajustó la salida del oscilador a una potencia de alrededor de 5 dBm.

Para generar la onda senoidal es necesario filtrar todas las armónicas de orden superior del oscilador de cristal de onda cuadrada. Con este fin se diseñó un filtro pasa bajas tipo π , compuesto por dos capacitores y un inductor en el arreglo que se muestra en la figura 5.8.

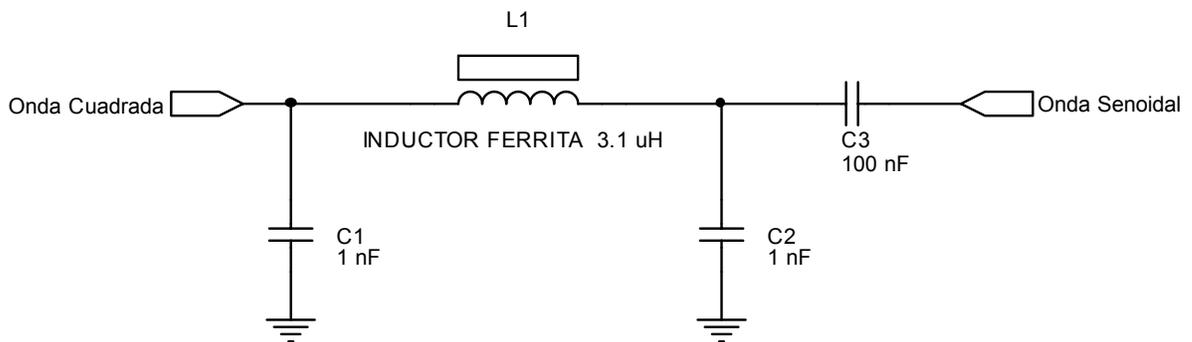


Figura 5. 8 Filtro pasa bajas π

Para el diseño del filtro π se utilizó una frecuencia de corte a -3 dB de 4 MHz, y de -20 dB a 8 MHz, es decir de -20 dB por armónica. Con este valor se calculó una constante de atenuación A_s , igual a:

$$A_s = \frac{f_2}{f_0} = \frac{8}{4} = 2 \quad (5.1)$$

Esta atenuación corresponde a un valor normalizado de 2 rad/s, por lo que el filtro debe ser un filtro Chebyshev de tercer orden, es decir de $n = 3$. Por medio de la tabla de valores normalizados para este tipo de filtros, se obtiene que el valor del

capacitor es de $C = 1.4328$ y el del inductor es de $L = 1.5937$. Como se observa, estos valores no tienen unidades, debido a que son valores normalizados.

Para el escalamiento de los valores de capacitancia e inductancia anteriormente mencionados es necesario establecer el valor de la impedancia de entrada y de la impedancia de salida del filtro. En este caso ambos valores son de cincuenta ohms, es decir $Z = 50\Omega$.

Antes de escalar los valores de capacitancia e inductancia es necesario obtener un último factor de conversión que depende de la frecuencia de corte f_o , llamado factor de escala de frecuencia (FSF por sus siglas en inglés). Este valor es igual a:

$$FSF = 2 \cdot \pi \cdot f_o = 8 \cdot \pi \cdot 10^6 \quad (5.2)$$

Con estos valores es posible obtener los valores finales de capacitancia e inductancia, tal como se muestran en las ecuaciones 5.3 y 5.4.

$$L^1 = \frac{L \cdot Z}{FSF} = \frac{1.5937 \cdot 50}{8 \cdot \pi \cdot 10^6} = 3.17 \quad [\mu H] \quad (5.3)$$

$$C^1 = \frac{C}{FSF \cdot Z} = \frac{1.4328}{400 \cdot \pi \cdot 10^6} = 1.14 \quad [nF] \quad (5.4)$$

El capacitor C3 de la figura 5.8 es un capacitor de desacople, para suprimir el nivel de cd de la señal generada. Este capacitor tiene un valor de 100 nF, y después de él se obtiene una señal senoidal con muy poca distorsión, como se verá posteriormente.

5.2.3 Acoplador direccional

Este módulo es uno de los más importantes del sistema desarrollado. Su entrada corresponde a la onda senoidal generada por el oscilador. Sus salidas son la onda senoidal hacia la línea de transmisión y una porción de la onda incidente y reflejada de la carga.

El acoplador direccional es un elemento que separa y detecta la señal incidente y la señal reflejada en una línea de transmisión. A él se le aplica una señal de entrada que la dirige hacia la carga, con una pequeña pérdida de inserción. Mediante acoples internos, es capaz de obtener una muestra de la señal incidente hacia la carga y de la señal reflejada de ésta. Esta porción de la señal está atenuada respecto a la señal verdadera en un valor llamado constante de acoplamiento.

En la figura 5.9 se observan las conexiones del acoplador direccional. Debido a la baja potencia de la señal que se utiliza en el sistema, se empleó un acoplador direccional integrado, de la compañía Mini-Circuits. Este acoplador maneja señales de hasta un watt de potencia, y brinda en sus terminales la señal de potencia incidente y reflejada con una constante de acoplamiento de alrededor de 11.5 dBm. Su pérdida de inserción es de 0.6 dBm, y su directividad de 62.78 dBm.

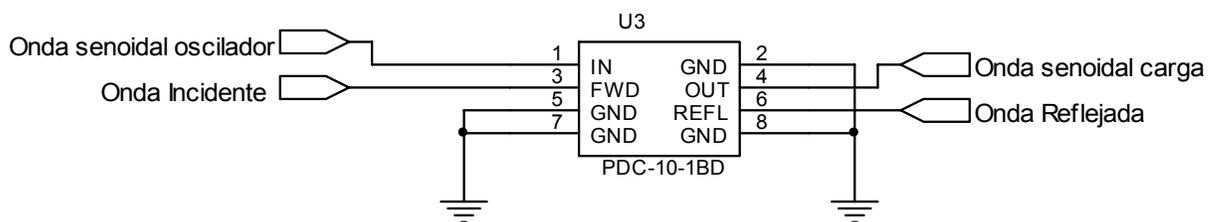


Figura 5. 9 Acoplador Direccional

Como se aprecia en la figura 5.9 su conexión es sencilla, con el único inconveniente de que las salidas de las ondas incidente y reflejada son ondas senoidales, cuya potencia debe ser medida en los otros módulos del sistema.

5.2.4 Medidor de potencia incidente y reflejada

Luego de obtener la onda incidente y reflejada de la carga mediante el acoplador direccional, es necesario medir su potencia. Este módulo es el encargado de ello. Las entradas del módulo corresponden a la onda incidente y la onda reflejada del acoplador direccional. La salida corresponde a dos señales cd proporcionales a la potencia de la onda reflejada y de la onda incidente. La figura 5.10 muestra el diagrama de bloques de éste módulo.

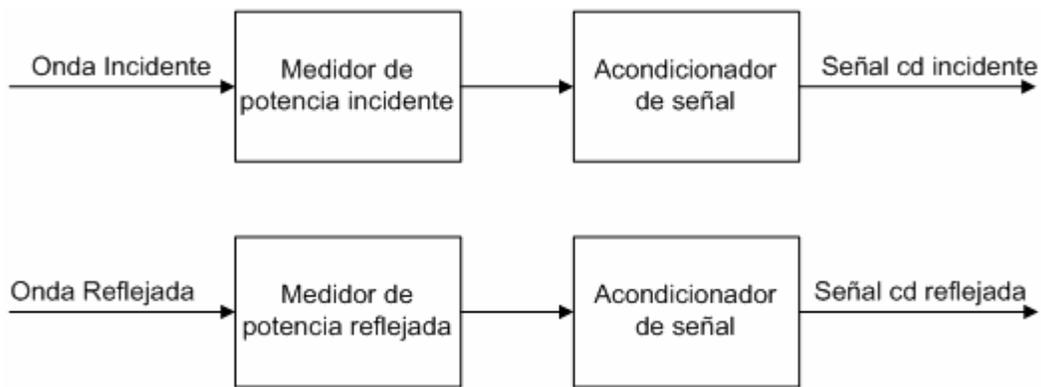


Figura 5. 10 Diagrama de bloques del medidor de potencia

Como se observa en la figura 5.10, hay dos bloques para la medición de la potencia incidente y otros dos para la medición de la potencia reflejada. Estos bloques son idénticos entre sí, por lo que se tratarán como uno solo.

El primer bloque es el medidor de potencia. A él llega la señal senoidal proveniente del acoplador direccional, que varía su potencia de acuerdo a la presencia de clinker en la línea de transmisión. Como esas ondas son de radio frecuencia, para medir su potencia se recurrió a un amplificador logarítmico de la compañía Analog Devices, específicamente el AD8307. Este amplificador puede detectar potencias comprendidas entre los -75 dBm y los 17 dBm en cincuenta ohms. Brinda en su salida una señal cd equivalente al logaritmo de la señal entrante, de 25 milivoltios por decibel. Puede trabajar en frecuencias comprendidas entre los 20 Hz y los 500 MHz.

La salida del amplificador logarítmico depende de los parámetros ajustables en sus patillas de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$V_o = V_y \cdot \log\left(\frac{V_{in}}{V_x}\right) \quad [V] \quad (5.5)$$

en donde

V_o es el voltaje de salida

V_y es el escalamiento de voltaje por decibel

V_{in} es el voltaje de entrada

V_x es el voltaje de intercepción de cero

Para obtener en la salida voltajes que representen decibeles (dBm), V_x debe ser el voltaje necesario para producir una potencia de un miliwatt en una carga de cincuenta ohms, y V_y debe representar la cantidad de voltios por dBm, en este caso de 25 mV/dBm. Sin embargo, el chip en su fabricación tiene estos parámetros establecidos, por lo que no es necesario ningún ajuste externo para obtener la salida tal como se necesita.

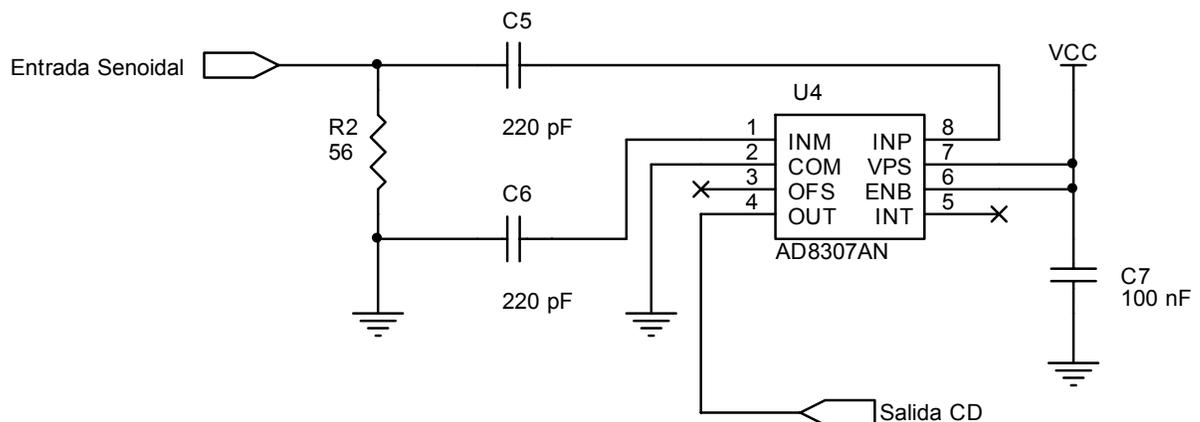


Figura 5. 11 Amplificador logarítmico

En la figura 5.11 se observa la configuración del chip. Como se aprecia, las patillas de offset y de intercepción no están conectadas, esto para lograr la configuración anteriormente descrita. El amplificador tiene una entrada diferencial, constituida por las patillas INP e INM. Su impedancia de entrada es de 1.1 kΩ por lo que si se conectan a una línea con impedancia de cincuenta ohms, como es la que proviene del acoplador direccional, se daría un gran desacople y la consecuente pérdida de la señal a medir. Para ello se diseñó la red conformada por la resistencia R2 y los capacitores C5 y C6 de la figura 5.11. La resistencia R3 de 56 Ω en paralelo con la impedancia de entrada de 1.1 kΩ dan una impedancia de entrada total de alrededor de 53 Ω, que mejora el acople con la línea proveniente del acoplador direccional. Los capacitores forman un filtro pasa altas en conjunto con la impedancia de entrada del chip. En este caso, la frecuencia de corte es

$$F_{HP} = \frac{1}{\pi \cdot Z_{in} \cdot C} \quad [\text{Hz}] \quad (5.6)$$

Sustituyendo los valores de la figura 5.11 en la ecuación 5.6 se obtiene que dicha frecuencia es de 1.32 MHz. Con esto se evita que ingrese al amplificador ruidos de frecuencias bajas, tales como los de la línea eléctrica de alimentación.

Se implementaron dos de estos circuitos, uno para la potencia incidente y otro para la potencia reflejada. Estos circuitos miden un rango de potencias entre los -40 dBm a los 0 dBm. Sin embargo los voltajes de salida de los amplificadores logarítmicos varían entre 1 y 2 voltios, por lo que la digitalización de éstos valores se complica, y se diseñó entonces un acondicionador de señal para que el rango de variación del voltaje de salida fuese entre 0 y 5 voltios dc.

Para el acondicionador de señal se utilizó un amplificador de instrumentación de Analog Devices, el AD627. Este presenta en su salida la resta de la entrada no inversora menos la entrada inversora por una ganancia G , tal como se muestra en la figura 5.12.

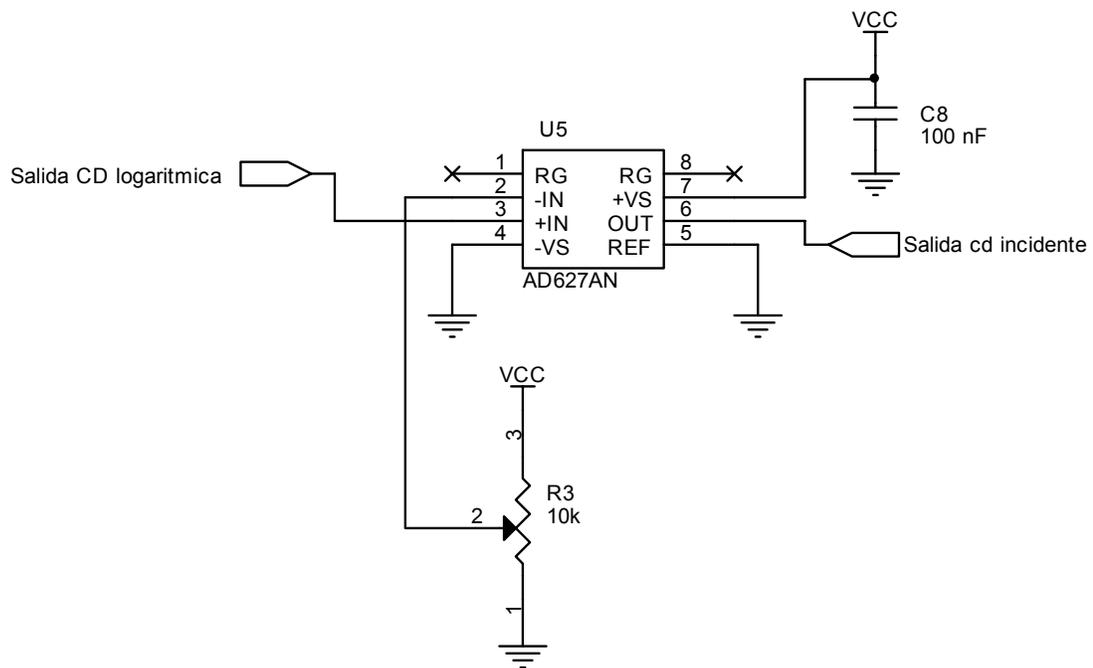


Figura 5. 12 Circuito acondicionador de señal

En la figura 5.12 se aprecia el circuito diseñado. El AD627 presenta una ganancia de cinco cuando no hay una resistencia conectada entre sus patillas de ganancia. Con el potenciómetro R3 se le resta a la señal el nivel de un voltio producido en el amplificador logarítmico cuando la potencia medida es de -40 dBm. De ahí en adelante conforme sube la potencia el cambio de 25 mV por dBm se amplifica por cinco y se obtiene un cambio de 125 mV por dBm, es decir, al llegar a 0 dBm el voltaje de salida es de 5 V (125 mV por 40 es igual a 5 V).

Se implementaron dos circuitos de este tipo, uno para la potencia incidente y otro para la reflejada. La señal de salida de estos bloques se convertirá a una señal digital en el siguiente bloque, para su procesamiento y despliegue.

5.2.5 Microcontrolador

El hardware de este bloque es sencillo, ya que su tarea principal se efectúa mediante el software programado en él. Se utilizó un microcontrolador de la compañía Microchip, el PIC16F876, que tiene las características necesarias para el manejo del resto del circuito. Este dispositivo tiene cinco entradas analógicas y tres puertos de propósito general.

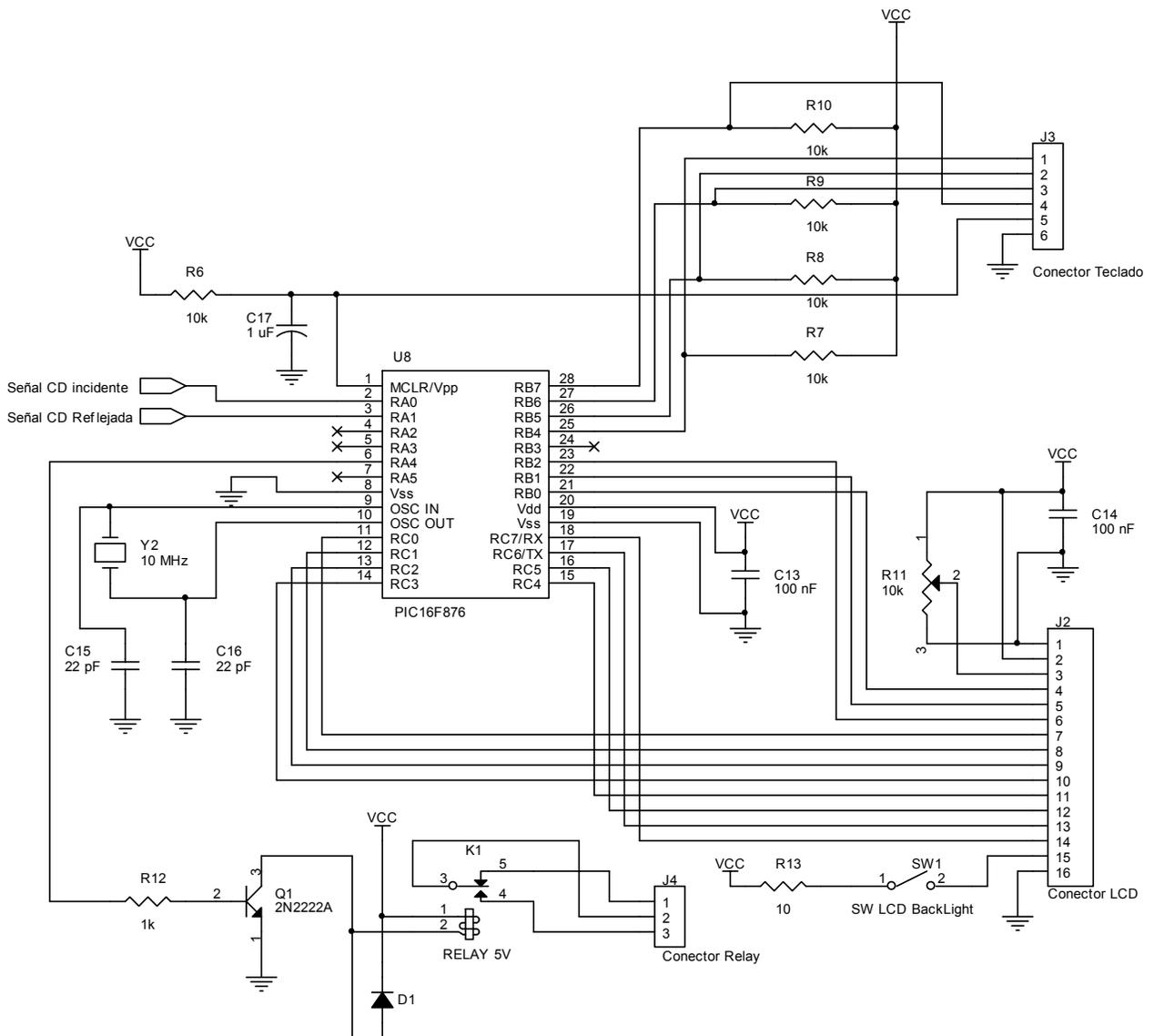


Figura 5. 13 Diagrama de conexión del microcontrolador PIC16F876

Como se aprecia en la figura 5.13 el microcontrolador tiene como entradas las dos señales cd generadas en el bloque de medición de potencia, y cinco señales provenientes del teclado. Como salidas tiene las once señales para el control de LCD y una señal para el control de un relay de alarma. Además tiene en su patilla uno un circuito de reset automático que se activa cuando se apaga el sistema o hay un fallo en la alimentación de energía del mismo.

El microcontrolador utiliza como oscilador un cristal de cuarzo de 10 MHz, que brinda una velocidad de procesamiento de 400 nanosegundos por instrucción. Esta velocidad es suficiente para el circuito desarrollado.

5.2.6 Display LCD y teclado

Estos dos módulos proveen la interfaz con el usuario del sistema. El teclado consta de cinco teclas, cuatro de navegación y selección de opciones y una de un reset manual del sistema. Las salidas del teclado ingresan directamente al microcontrolador.

El display LCD es el encargado de mostrar al usuario las opciones del sistema y los menús de navegación del mismo. Tiene 16 entradas de las cuales once son de datos provenientes del microcontrolador, y las otras cinco son de alimentación y control del contraste. El LCD tiene luz posterior, que consume alrededor de 70 mA y se puede desactivar mediante un switch de apagado.

5.3 Descripción del software

El software del sistema corresponde a la programación del microcontrolador para realizar las diferentes opciones que se brindan al usuario. Consiste de una rutina principal y cuatro menús que despliegan la información pedida a través del teclado. El diagrama de flujo principal del software se presenta en la figura 5.14.

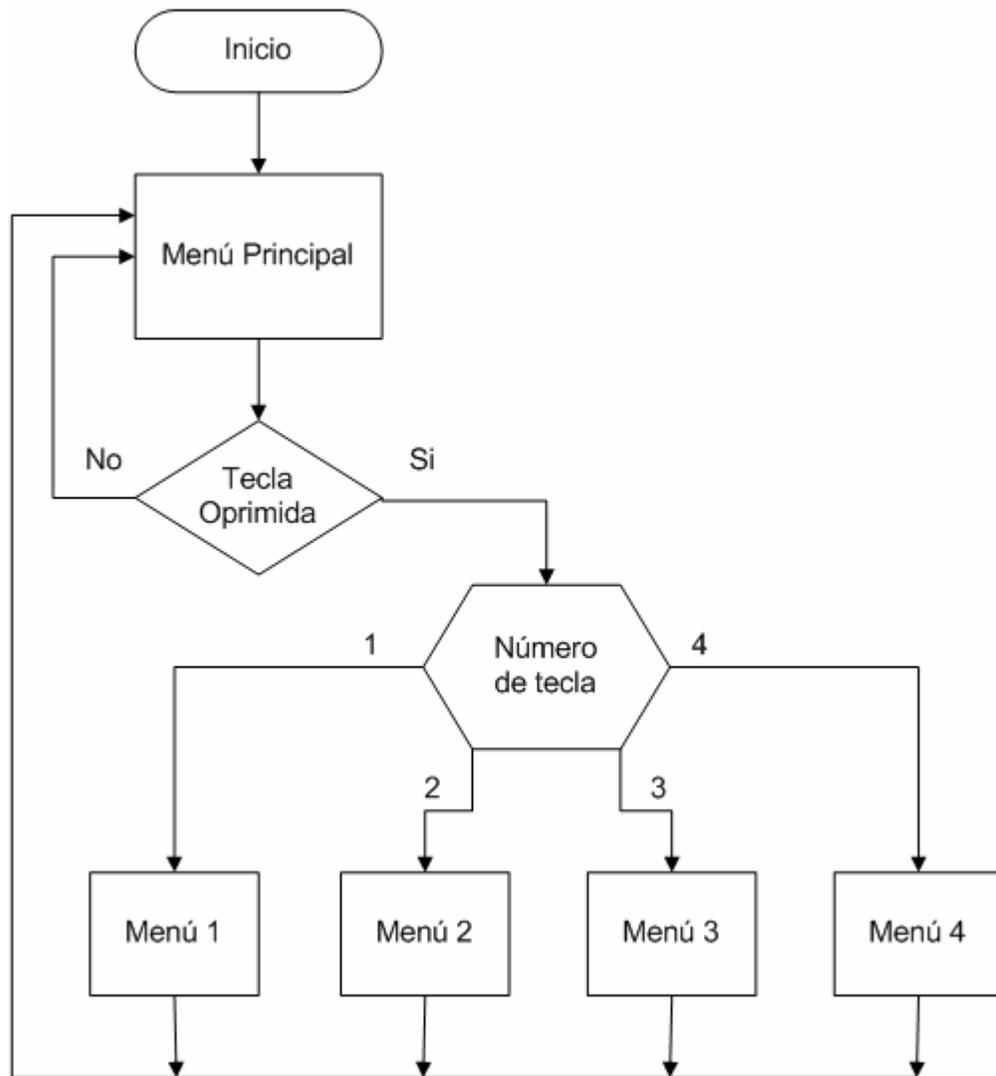


Figura 5. 14 Diagrama de flujo principal del software del sistema

5.3.1 Menú Principal

Esta rutina es la principal del sistema. Se divide en varias acciones, como se describe en el diagrama de flujo de la figura 5.15.

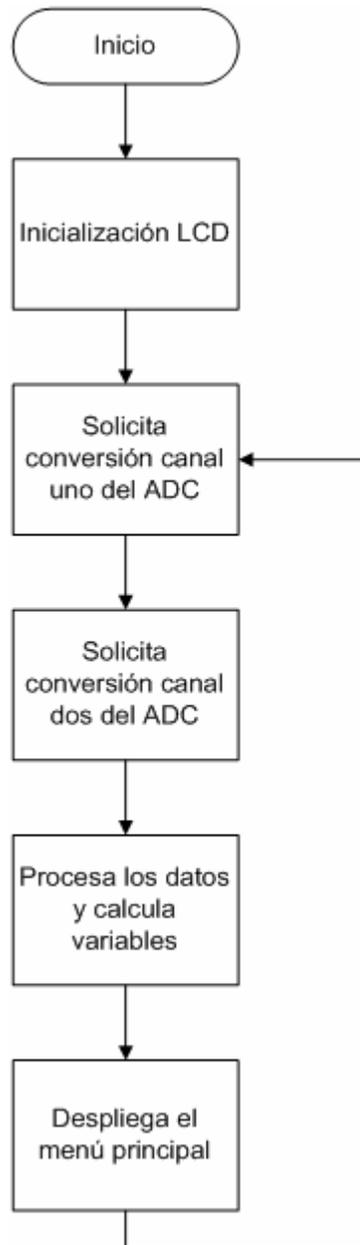


Figura 5. 15 Diagrama de flujo del menú principal

Como se observa en la figura 5.15, la primera acción que realiza la rutina es la inicialización del LCD. Esto consiste en enviar a través del bus de datos del LCD los códigos necesarios para su configuración, tal como el número de líneas a utilizar, el número de bits de datos y el código para encender la pantalla del display.

Luego se solicita una conversión del canal uno del convertidor analógico a digital ADC. En este canal se encuentra conectada la señal cd equivalente a la potencia incidente de la onda en la línea de transmisión. Para la conversión, es necesario indicarle al microcontrolador que canal se desea utilizar, y luego enviarle un código de inicio de conversión. Cuando dicha conversión finaliza, en la interrupción de conversión finalizada se adquiere el dato, y se guarda en una variable para su posterior procesamiento. En la tercera etapa del diagrama de flujo se realizan las mismas acciones de conversión, sólo que se cambia el canal del ADC al canal 2, en donde se encuentra la señal equivalente de la potencia reflejada de la línea de transmisión.

Una vez que se tienen los dos datos digitalizados de la potencias, se procede a procesarlos y a convertirlos en un valor que se pueda desplegar al usuario. Esto se realiza mediante una ecuación que convierte el valor binario de la señal digitalizada en un valor igual a la potencia de las ondas en ese momento.

Finalmente la rutina despliega el menú principal del sistema en el LCD, y se vuelve a iniciar una nueva conversión. La figura 5.16 muestra el menú principal que se despliega en el LCD.



Figura 5. 16 Menú principal desplegado en el LCD

5.3.2 Menú 1

Este menú corresponde al ajuste de cero del sistema. El objetivo de este ajuste es el de tener una referencia de desacople, ya que cuando la línea de transmisión no tiene clinker presenta una pequeña onda reflejada. La potencia de esta onda se toma como base para las mediciones.

También, el ajuste de cero le brinda al usuario la posibilidad de compensar adherencias de material en los conductores de la línea de transmisión. Estas adherencias aumentarían el nivel de desacople de la referencia, pero al ajustarlo se compensan y el sistema vuelve a funcionar como si no existieran.

Para el ajuste de cero, se programó una rutina que muestra al usuario el nivel de referencia actual (Ac) y el nivel nuevo (Nue). Para un correcto ajuste, el usuario debe cerciorarse de que el nivel de material no cubre ninguna sección de la línea de transmisión. La figura 5.17 muestra el menú de ajuste de cero.

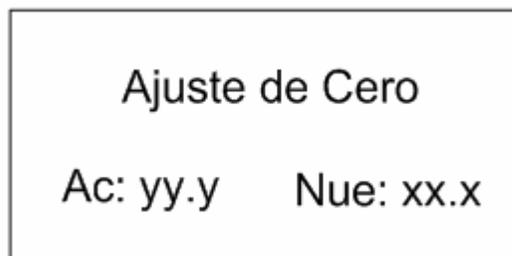


Figura 5. 17 Menú de ajuste de cero

El nivel de referencia nuevo se presenta en tiempo real, y corresponde a la resta de la potencia incidente menos la potencia reflejada. La rutina utiliza las dos primeras teclas del sistema, la primera para volver al menú principal y la segunda para grabar en la EEPROM del microcontrolador el nivel nuevo de referencia. Este valor se almacena, y no se pierde por desconexiones de la energía eléctrica o resets del microcontrolador.

5.3.3 Menú 2

En este menú se despliega el nivel de clinker en tiempo real. Este nivel se calcula multiplicando la diferencia entre la potencia incidente y la reflejada por una constante de escalamiento obtenida mediante pruebas experimentales. El usuario puede chequear en cualquier momento este nivel, que se despliega en un menú como el que se presenta en la figura 5.18.

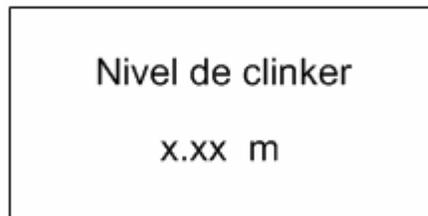


Figura 5. 18 Menú de despliegue del nivel de clinker

En este menú solo se utiliza la primera tecla, para volver al menú principal.

5.3.4 Menú 3

Este menú corresponde al nivel máximo de clinker permitido en la tolva de almacenamiento. El usuario indica cual es la altura máxima deseada (N) y la graba en el sistema (A). El menú de ajuste de nivel máximo se muestra en la figura 5.19.

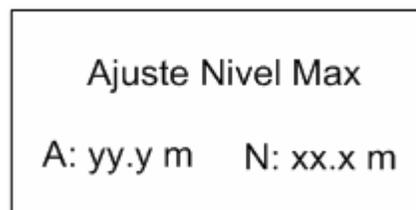


Figura 5. 19 Menú de ajuste de nivel máximo de clinker

Cuando el nivel actual del clinker es mayor que el nivel máximo especificado por el usuario, se activa un relay para detener el llenado de la tolva.

En este menú se utilizan todas las teclas de navegación del sistema. Al oprimir la primer tecla, el sistema vuelve al menú principal. La segunda tecla aumenta el nivel máximo nuevo en cinco centímetros. La tercera tecla disminuye el nivel máximo nuevo en cinco centímetros. La cuarta tecla graba el nivel máximo introducido por el usuario en la EEPROM del microcontrolador para utilizarla como la nueva referencia de altura máxima permitida en la tolva de almacenamiento.

5.3.5 Menú 4

En este menú se despliegan los valores instantáneos de potencia reflejada e incidente en dBm. El menú desplegado en el LCD se muestra en la figura 5.20.

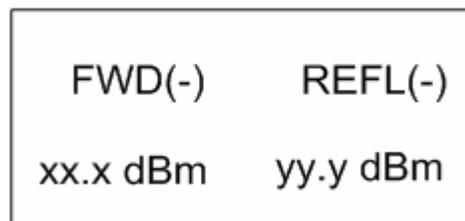


Figura 5. 20 Menú de despliegue de potencia incidente y reflejada

Como se aprecia en la figura 5.20 se despliegan los valores digitalizados de las señales cd proporcionales a la potencia incidente y reflejada de la línea de transmisión. En el menú sólo se utiliza la primera tecla, que devuelve el sistema al menú principal.

CAPÍTULO 6 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos en el diseño y pruebas finales del sistema. Para una mejor comprensión de los mismos, se han subdividido de acuerdo a cada una de las etapas en las que se desarrolló el proyecto, tal como se describió la solución en el capítulo cinco. Además, conforme se presentan los resultados de cada bloque, se hace un análisis de ellos, así como de sus repercusiones en los restantes módulos del sistema.

6.1 Caracterización eléctrica del clinker

Para la caracterización eléctrica del clinker se construyó un capacitor de placas paralelas unidas en sus bordes por un material plástico aislante, tal como se muestra en la figura 6.1.

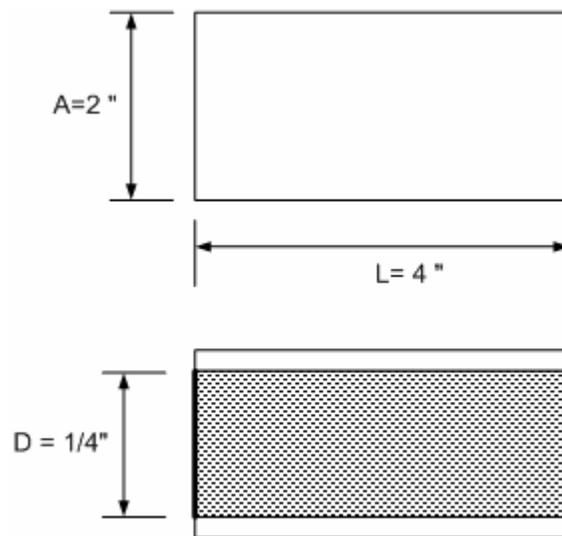


Figura 6. 1 Capacitor de placas paralelas construido

Sustituyendo los valores mostrados en la figura 6.1 en la ecuación 3.2, se obtuvo que la capacitancia teórica con dieléctrico aire es de:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S}{D} = \frac{8.854 \times 10^{-12} \cdot 0.0051612}{0.00635} = 7.2 \quad [\text{pF}] \quad (6.1)$$

Luego, se le realizaron mediciones al capacitor utilizando un puente medidor de capacitancia LCR. Estas pruebas consistieron en medir la capacitancia cuando se tenía como dieléctrico aire o clinker de acuerdo a su diámetro.

Al realizar la medición de capacitancia con dieléctrico aire, se obtuvo un valor de 4.85 pF. Como se observa, este valor es ligeramente inferior al calculado teóricamente en la ecuación 6.1, y dicha diferencia se debe a las características no ideales del capacitor construido y a la inserción del material aislante que se utilizó como separador de las dos placas metálicas.

Luego, se procedió a llenar el dieléctrico del capacitor con clinker de diferentes diámetros. Los resultados de la capacitancia medida se muestran en la tabla 6.1.

Tabla 6. 1 Mediciones de capacitancia y constante dieléctrica del clinker en función de su diámetro

| Diámetro del clinker | Capacitancia medida (pF) | Constante dieléctrica ε_r |
|-----------------------------|---------------------------------|---|
| Menor de 0.745 cm | 26.73 | 5.5 |
| Entre 1 y 2 cm | 19.30 | 3.98 |
| Entre 2 y 2.5 cm | 17.3 | 3.56 |
| Mayor a 2.5 cm | 13.6 | 2.8 |

Para obtener los valores de la constante dieléctrica de la tabla 6.1, se utilizó la ecuación 3.4 y el valor de capacitancia con dieléctrico aire experimental anteriormente presentado.

Como se observa en la tabla 6.1, al aumentar el diámetro del clinker disminuye la constante dieléctrica. Esto se debe a que entre mas grande sea dicho diámetro, hay mas espacio de aire entre las placas del capacitor. Para una mejor visualización del comportamiento de la constante dieléctrica, se graficó el valor de dicha constante en función del diámetro.

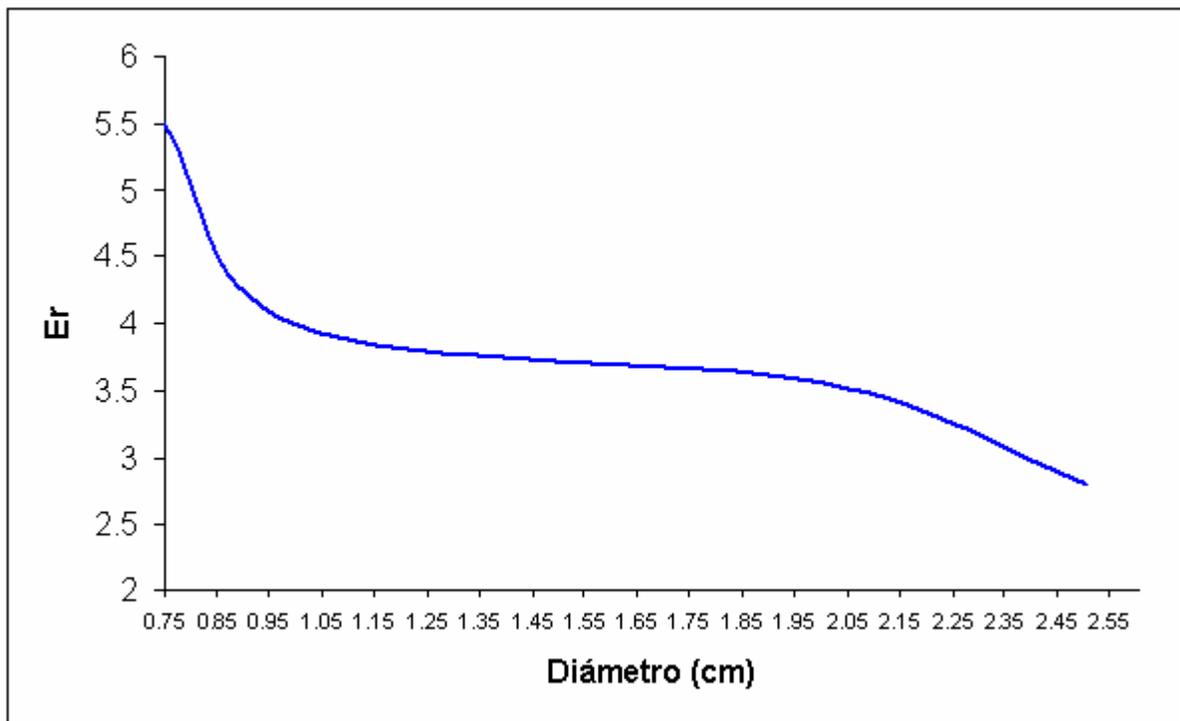


Figura 6. 2 Constante dieléctrica del clinker en función de su diámetro

Como se observa en la figura 6.2, el clinker presenta una constante dieléctrica que se mantiene estable en un gran rango de diámetros. Debido a que en el sistema el clinker que se va a utilizar presenta una gran variación de diámetros, se tomó este valor estable como el valor aproximado de la constante dieléctrica, es decir, un valor de $\epsilon_r = 4$.

6.2 Modelado de la línea de transmisión

El modelado de la línea de transmisión se efectuó utilizando las ecuaciones de la 3.8 a la 3.14 y la geometría de la línea diseñada que se observa en la figura 5.5. Se realizaron dos modelados de la línea: uno con dieléctrico aire y otro con dieléctrico clinker. Sustituyendo los valores de la figura 5.5 en las ecuaciones mencionadas y utilizando la constante dieléctrica del clinker encontrada experimentalmente en la sección 6.1 se completó la tabla 6.2.

Tabla 6. 2 Parámetros eléctricos de la línea de transmisión con dieléctrico aire y dieléctrico clinker a una frecuencia de 4 MHz.

| Parámetro | Dieléctrico Aire | Dieléctrico Clinker |
|---------------------------------------|---|-------------------------------|
| Capacitancia | 9.63 pF/m | 38.54 pF/m |
| Inductancia Externa | 1.155 μ H/m | 1.155 μ H/m |
| Resistencia | 6.579 Ω /m | 6.579 Ω /m |
| Conductividad | 0 S/m | 10.881 mS/m |
| Impedancia Característica | 430.02 Ω | 214.816 Ω |
| Longitud de onda (λ) | 74.95 m | 16.74 m |
| Constante de propagación (γ) | $9.438 \times 10^{-3} + j 84.34 \times 10^{-3}$ | $0.42931 + j 0.37528$ |
| Beta (β) | 84.34×10^{-3} rad-m | 375.28×10^{-3} rad/m |
| Coefficiente de reflexión | -1/3 | |
| Relación de onda estacionaria (SWR) | 2 | |

Como se observa en la tabla 6.2, al cambiar el dieléctrico algunos parámetros cambian y otros no. La inductancia externa no cambia debido a que el clinker es un material no magnético, por lo que su constante de permeabilidad magnética se puede asumir igual a la del vacío. La resistencia por unidad de longitud no cambia debido a que depende únicamente del conductor del que está formada la línea de transmisión.

En cuanto a la capacitancia distribuida se observa como aumenta considerablemente al cambiar el medio dieléctrico en la línea de transmisión, pasando de alrededor de 9.6 pF/m a 38.5 pF/m. Esto acarrea otro cambio muy importante que es el cambio en la impedancia característica de la línea. Esta impedancia varía de 430 ohms a 214.8 ohms. Esta variación en la impedancia característica de la línea implica una onda reflejada, como se verá posteriormente.

El otro parámetro que cambia con el dieléctrico es la conductividad de la línea. Con un dieléctrico de aire esta conductividad tiende a cero, mientras que al utilizar clinker como dieléctrico la conductividad es de 10.8 mS/m. Esto se presenta debido a la pequeña constante de conductividad que exhibe el clinker.

Otro parámetro importante es la constante de propagación de la línea. De este valor se puede obtener la constante de atenuación y la constante de fase β . Con la constante de fase se puede determinar la longitud de onda λ . En la tabla 6.2 se observa como al cambiar el dieléctrico de la línea, también cambia la constante de propagación. Con dieléctrico aire la longitud de onda es de alrededor de 75 metros mientras que con clinker se reduce significativamente a 16.7 metros, debido al cambio en la constante de fase, que se origina al variar la capacitancia distribuida. El valor de la longitud de onda es útil debido a que cada mitad de longitud de onda se da un máximo y un mínimo en el voltaje y la corriente de la onda estacionaria.

6.3 Respuesta en frecuencia de la línea de transmisión

Un aspecto muy importante para el diseño de la solución, fue hacer una medición de la respuesta en frecuencia de la línea de transmisión construida, con dieléctrico aire. A partir de estas mediciones se logró establecer un rango de frecuencias de operación en las cuales el sistema se comportaba lo mejor posible.

Para realizar estas mediciones se utilizó un generador de tracking y su analizador de espectros. Este generador hace un barrido de frecuencias en el rango establecido por el usuario, y presenta en el analizador de espectros la respuesta de la carga conectada a él. Se realizaron dos mediciones, una de la respuesta de la onda incidente y otra de la respuesta de la onda reflejada.

Para las mediciones se utilizó el arreglo que muestra en la figura 5.3. Para otros arreglos de balún e impedancias vea el apéndice A.3. En este caso el balún tenía una relación 10-40, la línea de transmisión una impedancia característica de 430 ohms y una carga de 470 ohms. La potencia aplicada a la línea fue de 0 dBm y el acoplador direccional utilizado una constante de acoplamiento de 20 dBm. Sin embargo, en las tablas se corrige este factor de acoplamiento sumando 20 dBm a las potencias medidas, esto con el fin de obtener la potencia real incidente y reflejada.

La tablas 6.3 y 6.4 muestran los resultados obtenidos.

Tabla 6. 3 Respuesta en frecuencia de la potencia incidente en la línea de transmisión con dieléctrico aire.

| Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) | Potencia (mW) |
|------------------|----------------|---------------|
| 0.48 | -4.5 | 0.355 |
| 1.04 | -5.5 | 0.282 |
| 1.52 | -7 | 0.200 |
| 2 | -7 | 0.200 |
| 2.48 | -7 | 0.200 |
| 2.8 | -5.5 | 0.282 |
| 3.04 | -3.5 | 0.447 |
| 3.2 | -2.5 | 0.562 |
| 3.52 | -2 | 0.631 |
| 4 | -1.5 | 0.708 |
| 4.48 | -1.5 | 0.708 |
| 5.04 | -1.5 | 0.708 |
| 5.52 | -1.5 | 0.708 |
| 6 | -1.5 | 0.708 |
| 7.04 | -1.5 | 0.708 |
| 10.08 | -1.5 | 0.708 |
| 15.04 | -1.5 | 0.708 |
| 20 | -1.5 | 0.708 |

Tabla 6. 4 Respuesta en frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión con dieléctrico aire.

| Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) | Potencia (mW) |
|------------------|----------------|---------------|
| 0.48 | -15 | 0.032 |
| 1.04 | -17.5 | 0.018 |
| 1.52 | -19.5 | 0.011 |
| 2 | -20.5 | 0.009 |
| 2.48 | -20.5 | 0.009 |
| 3.04 | -18 | 0.016 |
| 3.28 | -16.5 | 0.022 |
| 3.6 | -16 | 0.025 |
| 3.84 | -16 | 0.025 |
| 4 | -16 | 0.025 |
| 4.24 | -16.5 | 0.022 |
| 4.48 | -16.5 | 0.022 |
| 4.88 | -16.5 | 0.022 |
| 5.04 | -16.5 | 0.022 |
| 5.2 | -16.5 | 0.022 |
| 5.52 | -16.5 | 0.022 |
| 5.76 | -16.5 | 0.022 |
| 5.84 | -16 | 0.025 |
| 6 | -16 | 0.025 |
| 6.24 | -15.5 | 0.028 |
| 6.56 | -15 | 0.032 |

Tabla 6. 4 Respuesta en frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión con dieléctrico aire (continuación).

| Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) | Potencia (mW) |
|------------------|----------------|---------------|
| 7.04 | -14 | 0.040 |
| 7.52 | -13 | 0.050 |
| 8 | -12 | 0.063 |
| 8.56 | -11 | 0.079 |
| 9.04 | -9.5 | 0.112 |
| 9.52 | -9 | 0.126 |
| 10.08 | -8 | 0.158 |
| 10.56 | -7.5 | 0.178 |
| 11.04 | -7 | 0.200 |
| 11.52 | -6 | 0.251 |
| 12 | -5.5 | 0.282 |
| 12.56 | -5.5 | 0.282 |
| 13.04 | -4.5 | 0.355 |
| 13.52 | -4.5 | 0.355 |
| 14 | -4.5 | 0.355 |
| 14.5 | -4 | 0.398 |
| 15.04 | -3.5 | 0.447 |
| 15.52 | -3.5 | 0.447 |
| 17.04 | -3 | 0.501 |
| 18.16 | -3 | 0.501 |
| 20 | -3 | 0.501 |

Para una mejor visualización de los datos obtenidos, se graficó la potencia incidente en función de la frecuencia, tal como se muestra en la figura 6.3.

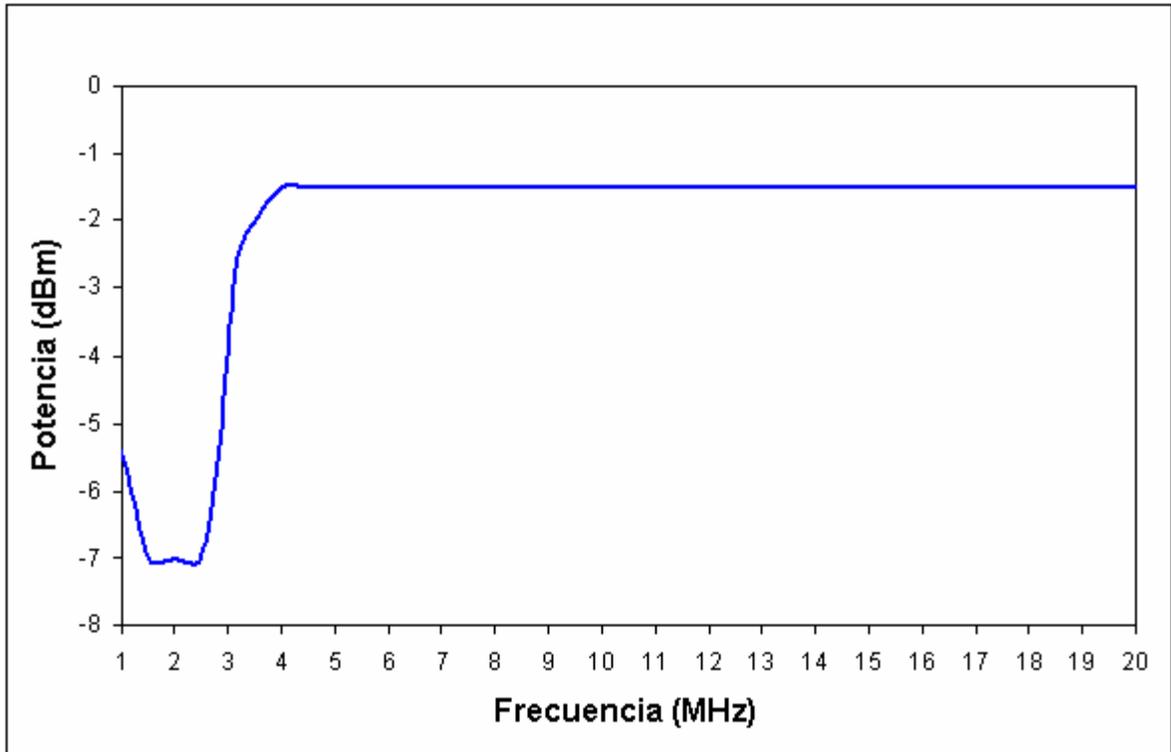


Figura 6. 3 Potencia incidente en función de la frecuencia en la línea de transmisión

Como se observa en la figura 6.3 la respuesta de la potencia incidente es casi constante a lo largo de las frecuencias medidas, es decir entre un mega Hertz y veinte mega Hertz. En las frecuencias bajas, la atenuación observada se debe a que la respuesta en frecuencia del instrumento de medición en esos espectros no es buena, ya que está construido para pruebas en frecuencias mucho más altas. Ante una potencia aplicada de 0 dBm, la línea lleva una potencia incidente de alrededor de -1.5 dBm, lo que indica que la línea de transmisión se comporta según lo esperado.

La respuesta de la potencia reflejada que se tabuló en la tabla 6.4 tiene un comportamiento tal como el que se muestra en la figura 6.4.

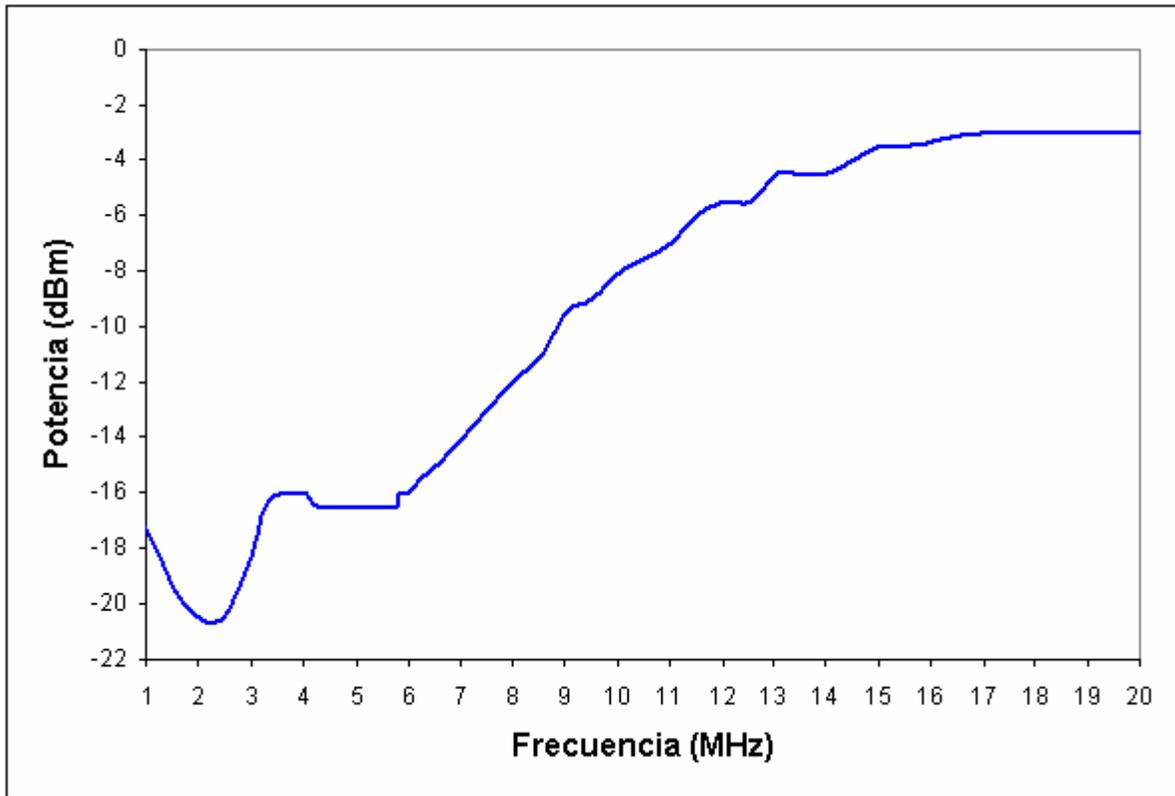


Figura 6. 4 Potencia reflejada en función de la frecuencia en la línea de transmisión

De la figura 6.4 se observa que la línea de transmisión tiene un rango de frecuencias en el cual la potencia reflejada es constante y mínima. Este rango corresponde a las frecuencias entre los 3.5 MHz y los 6 MHz. A partir de los 6 MHz, la línea se empieza a desacoplar linealmente debido a que la respuesta de frecuencia del balún empieza a decaer. Esto se debe a que la ferrita de la que está compuesto su núcleo tiene un comportamiento aceptable para frecuencias dentro del espectro AM y ligeramente superior a él. A una frecuencia de aproximadamente 17 MHz, la potencia reflejada es prácticamente igual a la potencia incidente de la figura 6.3, es decir se da un desacople total de la línea de transmisión.

Con los datos de las tablas 6.3 y 6.4 se determinó el porcentaje de potencia reflejada en función de la frecuencia. La figura 6.5 muestra los resultados obtenidos.

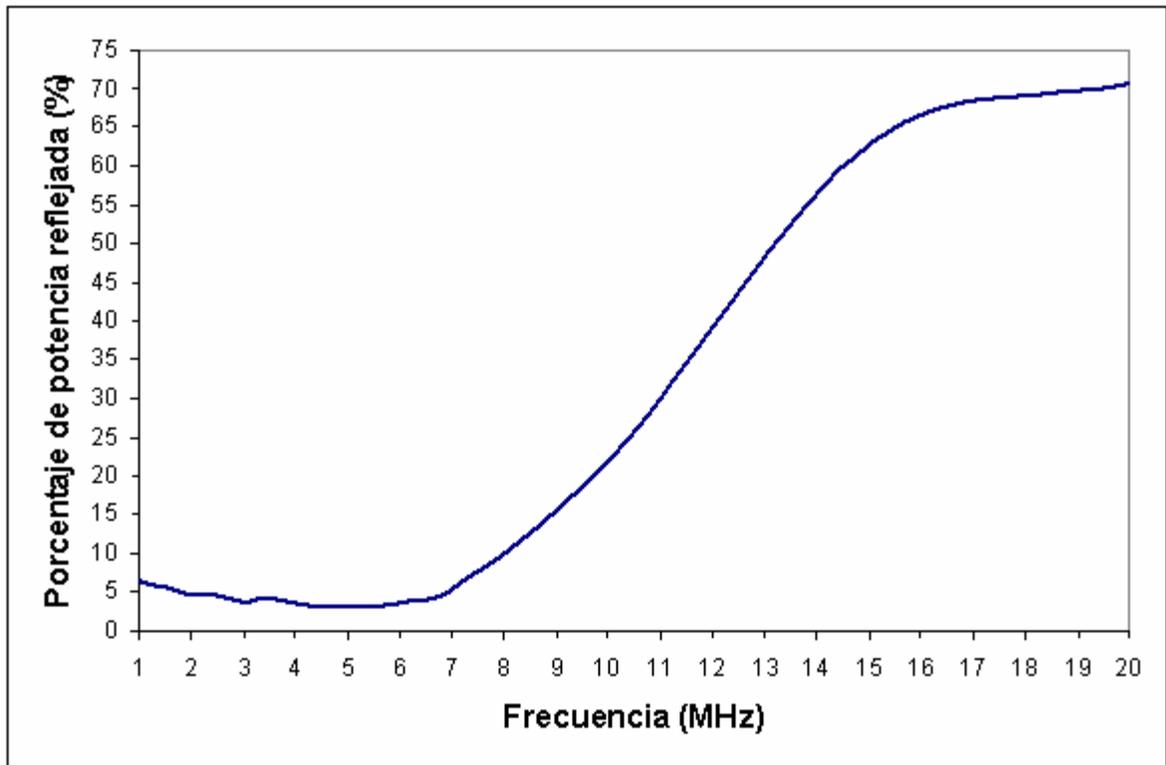


Figura 6. 5 Porcentaje de onda reflejada en función de la frecuencia

En la figura 6.5 se aprecia como entre las frecuencias de 4 MHz y 6 MHz el porcentaje de potencia de la onda reflejada es mínimo, de alrededor de un tres por ciento. Sin embargo después de los 6 MHz este porcentaje se incrementa linealmente, debido a las razones anteriormente mencionadas.

La región estable de la potencia reflejada de la figura 6.4 es el espectro en el cual el sistema puede operar de una manera eficaz. Por ello, se redujo el espectro del tracking del instrumento de medición para abarcar sólo estas frecuencias y verificar el comportamiento de la línea. La tabla 6.5 muestra los resultados obtenidos.

Tabla 6. 5 Respuesta de frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión entre 1 MHz y 10 MHz

| Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) |
|------------------|----------------|
| 1 | -18 |
| 2 | -21 |
| 2.52 | -20.5 |
| 3 | -19 |
| 3.2 | -17 |
| 3.32 | -16.5 |
| 3.52 | -16 |
| 3.72 | -16 |
| 3.96 | -16 |
| 4.2 | -16 |
| 4.52 | -16.5 |
| 4.72 | -16.5 |
| 4.96 | -16.5 |
| 5.44 | -16.5 |
| 5.72 | -16.5 |
| 6.12 | -16.5 |
| 6.36 | -16.5 |
| 6.6 | -16 |
| 6.84 | -15.5 |
| 7.52 | -14.5 |
| 8 | -13 |
| 8.56 | -12 |
| 9 | -12 |
| 9.52 | -11 |
| 10 | -10 |

Al graficar los datos de la tabla 6.5 se obtiene la siguiente figura.

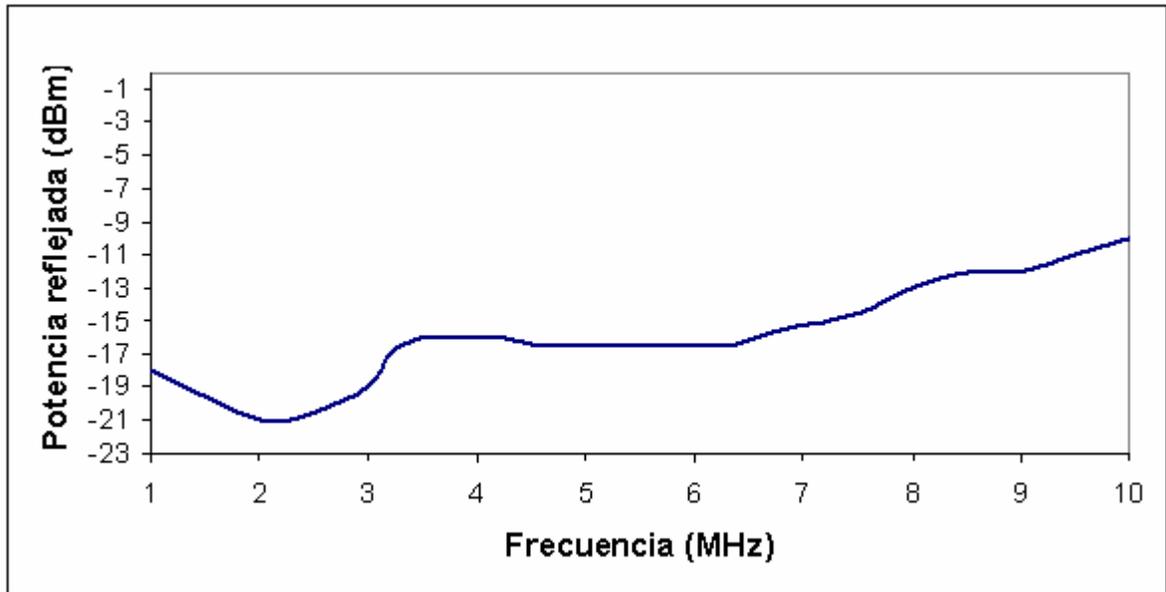


Figura 6. 6 Detalle de la respuesta en frecuencia de la potencia reflejada en la línea de transmisión

En la figura 6.6 se observa como entre los 4 MHz y los 6 MHz se produce una onda reflejada de -16 dBm. Esta onda reflejada es lo suficientemente pequeña y estable como para tomarla como referencia para las mediciones de desacople debido al clinker, y es por ello que se decide utilizar una frecuencia dentro de este rango para el oscilador que genera las ondas senoidales usadas en el sistema.

6.4 Generador de ondas senoidales

Se le realizaron mediciones al oscilador senoidal implementado para determinar la calidad de la señal generada y poder obtener parámetros tales como la distorsión armónica total de la onda y la respuesta en frecuencia del filtro π diseñado.

Para medir la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas π , se utilizó el generador de tracking y su analizador de espectros. Los datos obtenidos se tabularon en la tabla 6.6.

Tabla 6. 6 Respuesta en frecuencia del filtro π pasa bajas implementado

| Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) |
|------------------|----------------|
| 3.52 | -3.5 |
| 4 | -3.5 |
| 4.51 | -3.5 |
| 5.02 | -4 |
| 5.54 | -4 |
| 6.02 | -4.5 |
| 6.5 | -5 |
| 7.01 | -6.5 |
| 7.52 | -8.5 |
| 8 | -10 |
| 8.51 | -12.5 |
| 9.02 | -14.5 |
| 9.57 | -16 |
| 10.05 | -17.5 |
| 10.53 | -19 |
| 11.01 | -20.5 |
| 11.55 | -22 |
| 12 | -23 |

Se graficaron los datos de la tabla 6.6 para observar mejor el comportamiento del filtro, y se obtuvieron los resultados que se muestran en la figura 6.7.

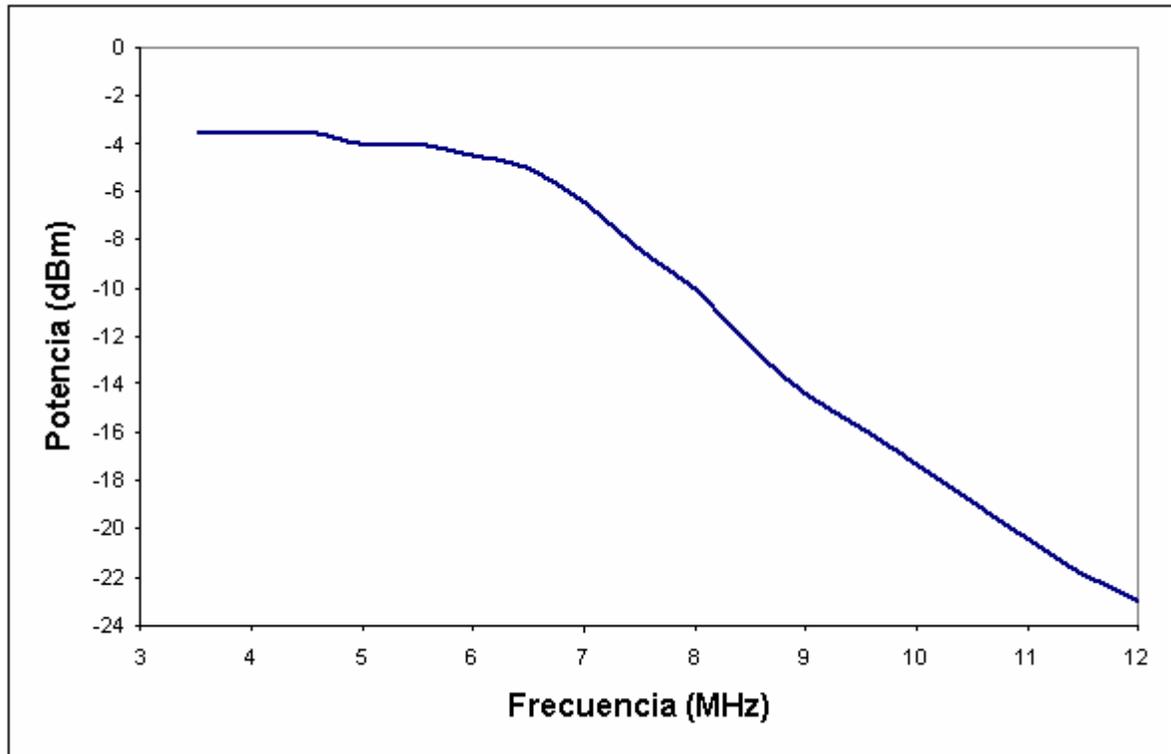


Figura 6.7 Respuesta en frecuencia del filtro Π implementado

Como se aprecia en la figura 6.7, el filtro mantiene una atenuación constante de alrededor de -4 dBm hasta una frecuencia de 6 MHz. De allí en adelante, cae linealmente, a una razón de 10 dBm por armónica para una onda de 4 MHz. Esta atenuación es importante, ya que la onda cuadrada generada por el oscilador de cristal es de 4 MHz, y su tercer armónica es de 12 MHz. Como se aprecia en la figura, esta armónica tendría una atenuación de -22 dBm.

Sin embargo, para verificar la validez de los datos de la figura 6.7, se realizó una medición del espectro de la onda generada por todo el oscilador en conjunto. Para ello se utilizó un analizador de espectros, al que se le conectó la salida del oscilador senoidal, y se obtuvieron los datos que se exponen en la tabla 6.7.

Tabla 6. 7 Potencia de las armónicas del oscilador senoidal implementado

| Armónica | Frecuencia (MHz) | Potencia (dBm) |
|-------------|------------------|----------------|
| Fundamental | 4 | 5 |
| Segunda | 8 | -40 |
| Tercera | 12 | -31 |
| Cuarta | 16 | -50 |
| Quinta | 20 | -59.5 |
| Sexta | 24 | -64 |

Al graficar los datos de la tabla 6.7 se obtiene el espectro de la figura 6.8.

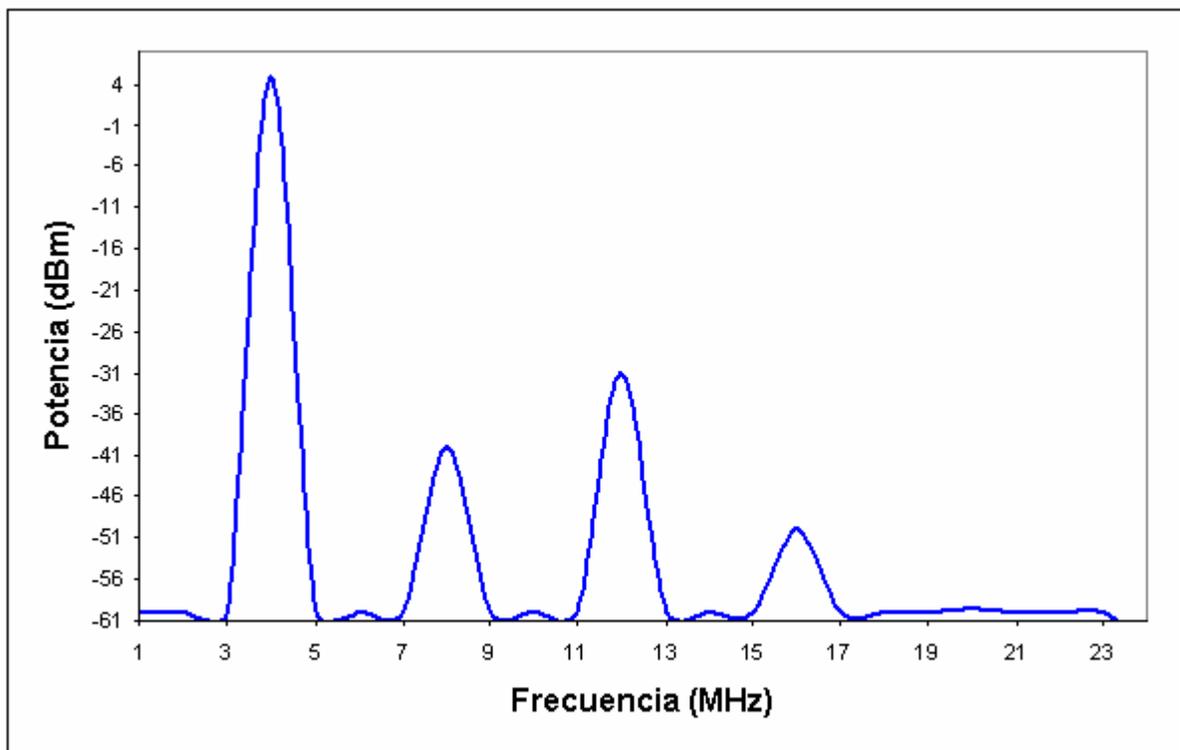


Figura 6. 8 Espectro de frecuencias de la onda senoidal generada

El espectro de la figura 6.8 demuestra como la potencia de la tercera armónica de la señal es 36 dBm menor que la potencia de la armónica fundamental.

Para determinar la distorsión armónica total (THD) de la señal, se debe utilizar el valor de potencia de la armónica fundamental y de los armónicos de orden superior. La ecuación que describe dicho valor se presenta en la ecuación 6.2.

$$THD = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + A_6^2}} \times 100 \quad (6.2)$$

donde cada uno de los términos corresponde a la potencia de cada armónica en watts rms. Sustituyendo los valores de potencia (en watts) de la tabla 6.7 en la ecuación 6.2, se obtuvo que el porcentaje de distorsión armónica total de la onda generada es de 0.02 por ciento.

Este valor de distorsión indica que la onda senoidal generada es casi perfecta, y el ruido debido a componentes de alta frecuencia en la señal es mínimo. Como se observa en la figura 6.8, la potencia de la armónica fundamental es de 5 dBm. Esta potencia es suficiente para enviar la señal a través de la línea de transmisión, ya que la atenuación de la misma no es tan grande como para desvanecer la onda generada.

6.5 Medidor de potencia incidente y reflejada (AD8307)

A este módulo se le hicieron mediciones para verificar la respuesta del voltaje de salida ante cambios en la potencia de la señal RF en la entrada. Se le aplicaron diferentes valores de potencia de entrada utilizando un generador de ondas, y se midió el voltaje de salida para cada uno de ellos. La tabla 6.8 resume los resultados de estas mediciones.

Tabla 6. 8 Voltaje de salida del AD8307 ante diferentes valores de potencia de entrada

| Potencia de entrada Pin (dBm) | Voltaje salida Vsal (V) |
|-------------------------------|-------------------------|
| -40 | 1.154 |
| -39 | 1.179 |
| -38 | 1.204 |
| -37 | 1.23 |
| -36 | 1.256 |
| -35 | 1.283 |
| -34 | 1.301 |
| -33 | 1.327 |
| -32 | 1.352 |
| -31 | 1.378 |
| -30 | 1.402 |
| -29 | 1.427 |
| -28 | 1.451 |
| -27 | 1.475 |
| -26 | 1.499 |
| -25 | 1.524 |
| -24 | 1.549 |

Tabla 6. 8 Voltaje de salida del AD8307 ante diferentes valores de potencia de entrada (continuación)

| Potencia de entrada Pin (dBm) | Voltaje salida Vsal (V) |
|-------------------------------|-------------------------|
| -23 | 1.575 |
| -22 | 1.6 |
| -21 | 1.626 |
| -20 | 1.654 |
| -19 | 1.68 |
| -18 | 1.705 |
| -17 | 1.731 |
| -16 | 1.755 |
| -15 | 1.78 |
| -14 | 1.803 |
| -13 | 1.826 |
| -12 | 1.85 |
| -11 | 1.874 |
| -10 | 1.9 |
| -9 | 1.926 |
| -8 | 1.953 |
| -7 | 1.98 |
| -6 | 2.008 |
| -5 | 2.034 |
| -4 | 2.062 |
| -3 | 2.087 |
| -2 | 2.111 |
| -1 | 2.136 |
| 0 | 2.161 |

De la tabla 6.8 se observa que se produce un cambio de alrededor de 25 mV por cada cambio de un decibel en la potencia de la señal de entrada. Este cambio es constante y lineal tal como se muestra en la figura 6.9.

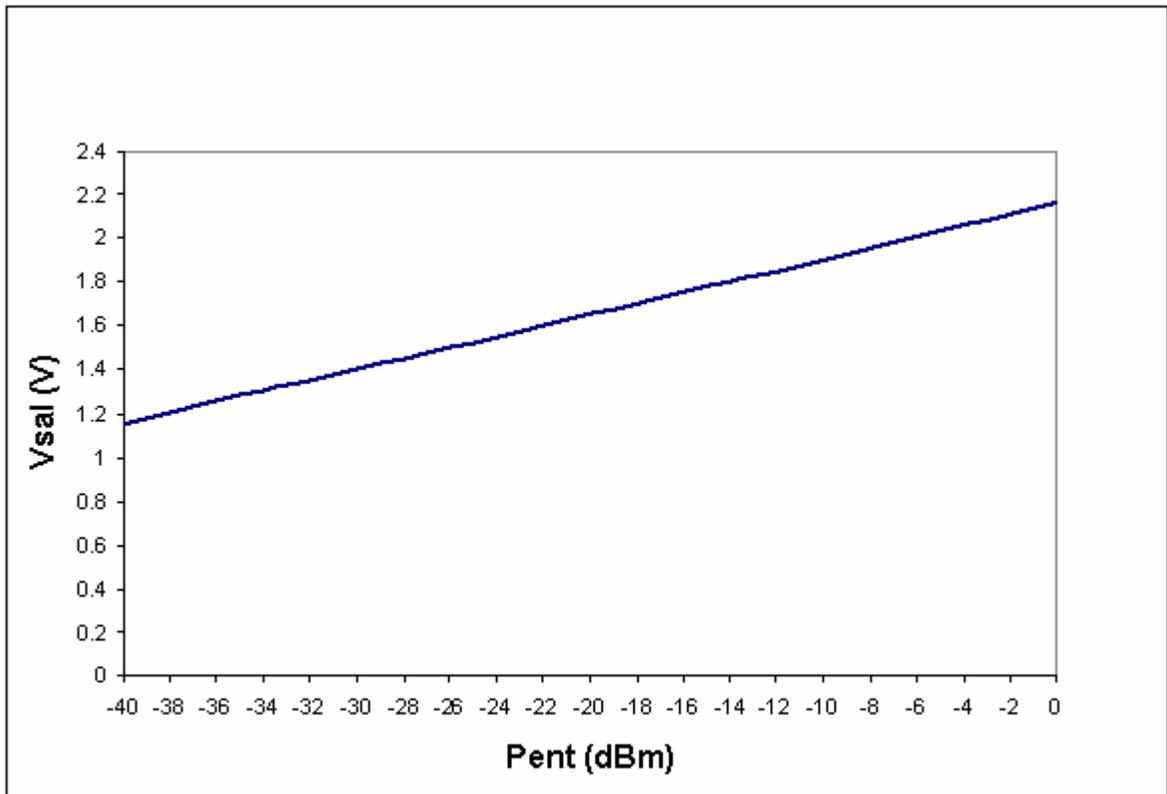


Figura 6.9 Voltaje de salida del AD8307 en función de la potencia de entrada

Como se observa en la figura 6.9 y en la tabla 6.8, el voltaje inicial cuando la potencia es de -40 dBm es de alrededor de 1.15 voltios. Conforme la potencia aumenta hasta llegar a 0 dBm, el voltaje se incrementa a 2.16 V.

La importancia de estas mediciones radica en que los voltajes de salida de este bloque posteriormente van a ser acondicionados para su digitalización, por lo que se debe tener claro los rangos que estos comprenden y su tasa de cambio.

6.6 Circuito acondicionador de señal (AD627)

Como se expuso en el capítulo cinco, este módulo es el encargado de acondicionar la señal del medidor de potencia para su digitalización. Para su diseño se utilizaron los resultados expuestos en la sección 6.5. Para un adecuado aprovechamiento de la señal del medidor de potencia, es necesario restar 1.15 voltios a dicha señal y amplificarla cinco veces. Así, se obtendría una señal que varía 125 milivoltios por decibel y tiene un valor de cero voltios a -40 dBm y de cinco voltios a 0 dBm. Los resultados obtenidos experimentalmente se observan en la tabla 6.9.

Tabla 6. 9 Voltaje de salida del AD627 ante diferentes valores de potencia de entrada

| Potencia de entrada P_{in} (dBm) | Voltaje salida V_{sal} (V) |
|------------------------------------|------------------------------|
| -40 | 0 |
| -39 | 0.0012 |
| -38 | 0.1201 |
| -37 | 0.2504 |
| -36 | 0.376 |
| -35 | 0.505 |
| -34 | 0.591 |
| -33 | 0.722 |
| -32 | 0.854 |
| -31 | 0.984 |
| -30 | 1.115 |
| -29 | 1.244 |
| -28 | 1.368 |
| -27 | 1.495 |
| -26 | 1.618 |
| -25 | 1.745 |
| -24 | 1.867 |

Tabla 6. 9 Voltaje de salida del AD627 ante diferentes valores de potencia de entrada
(continuación)

| Potencia de entrada Pin (dBm) | Voltaje salida Vsal (V) |
|-------------------------------|-------------------------|
| -23 | 1.993 |
| -22 | 2.123 |
| -21 | 2.253 |
| -20 | 2.392 |
| -19 | 2.527 |
| -18 | 2.66 |
| -17 | 2.791 |
| -16 | 2.918 |
| -15 | 3.045 |
| -14 | 3.158 |
| -13 | 3.27 |
| -12 | 3.39 |
| -11 | 3.52 |
| -10 | 3.64 |
| -9 | 3.78 |
| -8 | 3.91 |
| -7 | 4.05 |
| -6 | 4.19 |
| -5 | 4.32 |
| -4 | 4.45 |
| -3 | 4.58 |
| -2 | 4.71 |
| -1 | 4.83 |
| 0 | 4.95 |
| 1 | 5 |

En la tabla 6.9 se aprecia como cuando la potencia de entrada es de -40 dBm el voltaje de salida es 0 V y cuando la potencia es de 0 dBm el voltaje de salida es de casi 5 V. Para verificar la linealidad del dispositivo se graficaron los resultados de la tabla 6.9. Dicho gráfico se presenta en la figura 6.10.

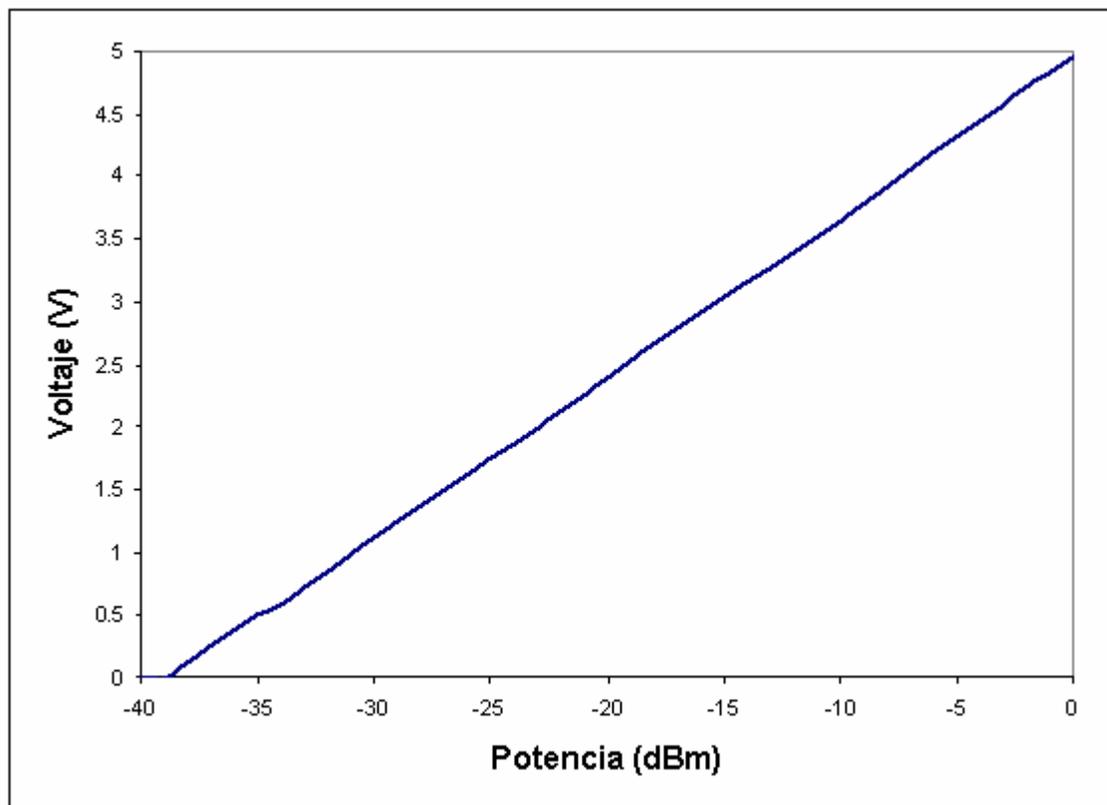


Figura 6. 10 Voltaje de salida del acondicionar de señal en función de la potencia de entrada

En la figura 6.10 se verifica la linealidad del dispositivo utilizado. Se puede ver como la pendiente de la curva es de alrededor de 125 mV / dBm. Esto satisface los criterios de diseño que se establecieron anteriormente, y la señal puede ser digitalizada ahora en una forma eficaz y precisa.

6.7 Desacople de la línea de transmisión en presencia de clinker

Estas mediciones consistieron en colocar clinker a una altura específica entre los dos conductores de la línea de transmisión, y medir el desacople que se producía. Para ello se utilizó el prototipo que se construyó del sistema y el circuito impreso implementado, es decir, las mediciones se tomaron con el circuito desarrollado y no con un instrumento de medición. Se obtuvieron los resultados que se muestran en la tabla 6.10.

Tabla 6. 10 Mediciones de desacople de la línea en función de la altura del clinker

| Altura del clinker (cm) | Potencia incidente (dBm) | Potencia reflejada (dBm) | Desacople (dBm) |
|-------------------------|--------------------------|--------------------------|-----------------|
| 0 | -2.2 | -14.9 | -12.8 |
| 5 | -2.2 | -14.5 | -12.4 |
| 10 | -2.1 | -14.3 | -12.2 |
| 15 | -2.1 | -14.1 | -12.0 |
| 20 | -2.0 | -13.9 | -11.8 |
| 25 | -2.0 | -13.3 | -11.3 |
| 30 | -2.0 | -13.1 | -11.1 |
| 35 | -1.9 | -12.9 | -11.0 |
| 40 | -1.8 | -12.6 | -10.9 |
| 45 | -1.7 | -12.4 | -10.7 |
| 50 | -1.7 | -12.3 | -10.6 |
| 55 | -1.6 | -12.0 | -10.4 |
| 60 | -1.6 | -11.8 | -10.2 |
| 65 | -1.6 | -11.7 | -10.1 |
| 70 | -1.6 | -11.5 | -9.9 |
| 75 | -1.6 | -11.3 | -9.7 |
| 80 | -1.6 | -11.1 | -9.5 |

Como se observa en la tabla 6.10, un cambio de cinco centímetros en la altura del clinker genera un cambio de alrededor de 0.2 dBm en el desacople de la línea de transmisión. Este valor es de suma importancia, ya que representa la constante de escalamiento para convertir el desacople de la línea de transmisión en el nivel de clinker presente en ella.

El desacople varía de una forma lineal con el nivel de clinker. Entre más alto sea el nivel, más se desacopla la línea de transmisión. Para observar la linealidad del sistema se graficaron los datos de la tabla 6.10 tal como se muestra en la figura 6.11.

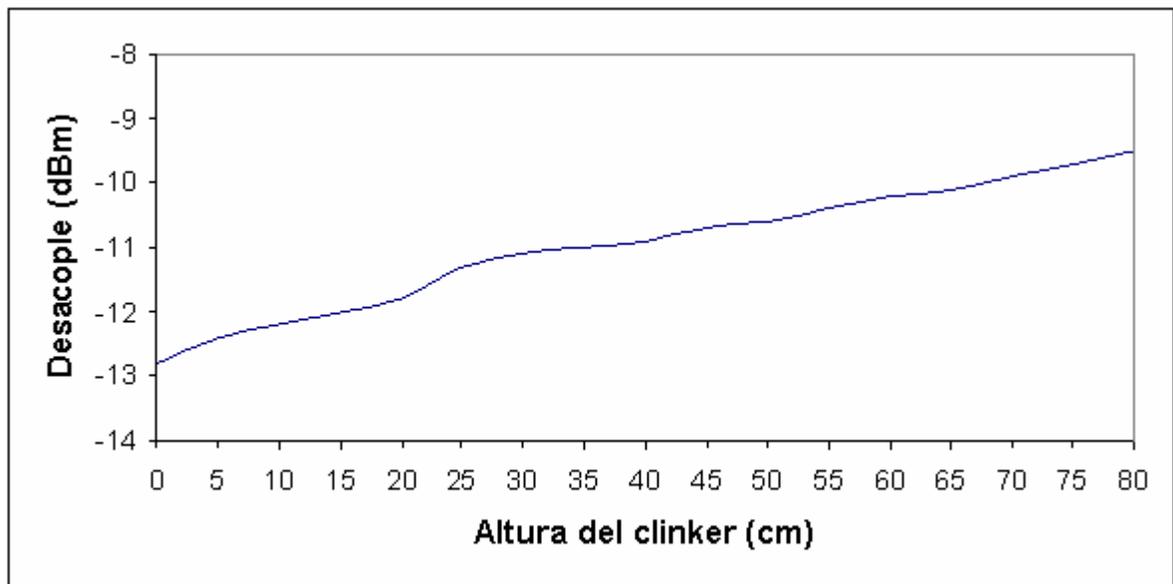


Figura 6. 11 Desacople de la línea de transmisión en función del nivel de clinker

En la figura 6.11 se observa como la respuesta del sistema tiende a ser lineal, pero presenta algunos picos en los cuales se desacopla un poco más. Sin embargo estos picos pueden ser compensados mediante la programación del software, para que el sistema mida correctamente el nivel de clinker.

Con esta última medición culmina el desarrollo del sistema, ya que respalda los supuestos teóricos planteados y brinda una forma precisa y estable de medir el nivel de clinker en la tolva de almacenamiento.

CAPÍTULO 7 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1 Conclusiones

- La constante dieléctrica ϵ_r promedio del clinker es igual a 4.
- La impedancia característica de la línea de transmisión bifilar, con conductores de radio igual a 3.175 mm y separación igual a 57.15 mm es de 430 Ω con dieléctrico aire y de 214 Ω con dieléctrico clinker.
- La presencia de clinker en la línea de transmisión produce una relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR) igual a 2.
- La línea de transmisión construida presenta un acople máximo para ondas senoidales en el espectro de frecuencias comprendido entre 4 MHz y 6 MHz.
- La tasa de cambio de la potencia reflejada respecto al nivel del clinker es de 0.2 dBm por cada cinco centímetros de clinker.
- Las rutinas de software escritas permiten al usuario calibrar y observar el comportamiento del sistema.
- Se logró implementar un prototipo del medidor nivel de clinker.
- Se logró diseñar y construir el circuito impreso del medidor de nivel de clinker.
- El sistema desarrollado cumple con los parámetros requeridos por la empresa, ya que monitorea el nivel de clinker en tiempo real, brinda una señal de alarma ante un nivel máximo programado por el usuario y tiene una precisión de más menos dos centímetros.

7.2 Recomendaciones

1. Hacer una investigación del comportamiento del clinker ante cambios en el porcentaje de humedad en el ambiente.
2. Optimizar las rutinas del microcontrolador para utilizar menos líneas en los buses de comunicación con el LCD.
3. Desarrollar una salida de 4 a 20 mA para el monitoreo remoto en tiempo real del nivel de clinker en la tolva.
4. Hacer un análisis de la posible utilización del tanque como medio conductor para utilizar sólo un conductor como sonda de medición.

BIBLIOGRAFÍA

1. Analog Devices. *AD627 Instrumentation Amplifier Data sheet* [en línea] 2001 <<http://www.analog.com/en/prod/0%2C2877%2CAD627%2C00.html>> [Consulta: Noviembre 2004] Hoja de datos del AD627.
2. Analog Devices. *AD8307 Logarithmic Amplifier Data sheet* [en línea] 2003 <<http://www.analog.com/en/prod/0%2C2877%2CAD8307%2C00.html>> [Consulta: Noviembre 2004] Hoja de datos del AD8307.
3. Ellis, Michael G. *RF Directional Couplers* [en línea] <<http://members.tripod.com/michaelgellis/direct.html>> [Consulta: Setiembre 2004] Teoría sobre acopladores direccionales.
4. Hayt, William H. *Teoría Electromagnética* Quinta edición, McGraw Hill, México 1991.
5. Holcim (Costa Rica). *Información de la empresa* [en línea] <<http://www.holcim.com/cr>> [Consulta: Agosto 2004] Página de Holcim Costa Rica.
6. Holcim Group. *How we make cement* [en línea] <http://www.holcim.com/CORP/EN/b/IEW/module/gnm20/jsp/templates/make_how/cement.html> [Consulta: Agosto 2004] Proceso de producción de cemento.
7. Johansson Joachim, *Lossy Transmission Line Model* [en línea] 1997 <<http://www.sm.luth.se/~urban/master/>> [Consulta: Setiembre 2004] Información sobre el modelado matemático de líneas de transmisión.

8. Losonc, Zoltan. *Measuring the relative dielectric constant*. [en línea] 6 de setiembre del 2003 < <http://www.gyogyitokezek.hu/fe/dielconst.htm> > [Consulta: agosto 2004] Información sobre la medición de la constante dieléctrica de materiales.
9. Microchip. *PIC16F876 Microcontroller Data Sheet* [en línea] <<http://www.microchip.com/> > [Consulta: Noviembre 2004] Hoja de datos del microcontrolador.
10. Mini-Circuits. *Specifications for Directional Coupler PDC-10-1BD* [en línea] <<http://www.minicircuits.com/> > [Consulta: Noviembre 2004] Hoja de datos del acoplador direccional.
11. Sayre, Cotter W. *Complete Wireless Design* Primera edición, McGraw Hill, USA 2001.
12. Tomasi, Wayne. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas* Segunda edición, Prentice Hall, México 1996
13. Vass, Gabor. *The Principles of Level Measurement* [en línea] Octubre 2000 <<http://www.sensormag.com/articles/1000/55/main.shtml>> [Consulta: Setiembre 2004] Principios de medición de nivel en tanques.
14. Williams, A ; Taylor F. *Electronic Filter Design Hand Book* Segunda edición, McGraw Hill, USA, 1988

APÉNDICES

A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

Acoplador Direccional. Es un dispositivo electrónico que separa y detecta la onda incidente y la onda reflejada en una línea de transmisión. Se conecta en serie entre un generador de ondas (puede ser una antena) y la carga del circuito, y brinda en sus salidas la onda incidente y la reflejada de la carga.

Amplificador Logarítmico. Es un dispositivo electrónico que brinda en su salida el logaritmo base diez de la señal de entrada. De acuerdo a su configuración el valor de la señal puede dividirse entre una constante antes de calcular su logaritmo, y el resultado multiplicarlo por otra constante. Se utiliza para obtener señales proporcionales a la potencia de la onda de entrada en decibeles.

Balún. Este dispositivo se utiliza para acoplar impedancias y líneas de transmisión balaceadas y desbalanceadas (Balun proviene del inglés **B**alanced to **U**nbalanced). Existen varios tipos, y sus características las determina su relación de transformación del primario al secundario.

Clinker. Es la materia prima de la fabricación del cemento, se forma al fundir a altas temperaturas piedra caliza. Es un material compuesto de rocas y arena, con un alto contenido de polvo.

Decibel (dBm). Es una medida de potencia de una señal eléctrica. Se calcula de acuerdo a un referencia de potencia en Watts. Un decibel dB corresponde a diez veces el logaritmo base diez de un watt. Un dBm corresponde a diez veces el logaritmo base diez de un miliwatt. El dBm se utiliza regularmente para cargas de cincuenta ohms.

Dieléctrico. Es el material aislante que se encuentra entre los dos conductores en una línea de transmisión. Su característica más importante es su constante de conductividad, que indica su capacidad aislante en relación al vacío.

Distorsión armónica total. Es una medición de la relación de potencia entre la armónica fundamental de una señal y la potencia de sus armónicas superiores. Se calcula como un porcentaje, y si este valor es bajo indica que la mayoría de la potencia se encuentra en la armónica fundamental.

EEPROM. Es un tipo de memoria que puede ser programada, borrada y leída de forma electrónica, sin que los datos se borren debido a la desconexión de la alimentación eléctrica del circuito.

Impedancia Característica. Es la raíz cuadrada de la constante de permeabilidad magnética entre la constante de permitividad eléctrica del dieléctrico en una línea de transmisión. Depende también de las características geométricas de la línea, y su valor es importante para el acople de la línea.

Permitividad de un dieléctrico. Es el producto entre la constante dieléctrica relativa de un dieléctrico, ϵ_r , y la permitividad eléctrica del vacío, ϵ_0 . $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$, donde $\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2/\text{Nm}^2$

Permeabilidad magnética de un dieléctrico. Es el producto entre la constante de permeabilidad relativa de un dieléctrico, μ_r , y la permeabilidad magnética del vacío, μ_0 . $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$, donde $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

Tolva. Es un tanque de almacenamiento de forma rectangular. Se diferencia de un silo en su forma, y se utiliza para guardar material sólido.

A.2 Circuito Impreso del Sistema

El circuito impreso del sistema se desarrolló en Orcad y se diseñó a doble cara, tal como lo muestran las figuras A.2.1 y A.2.2. Nótese que las imágenes no están a escala

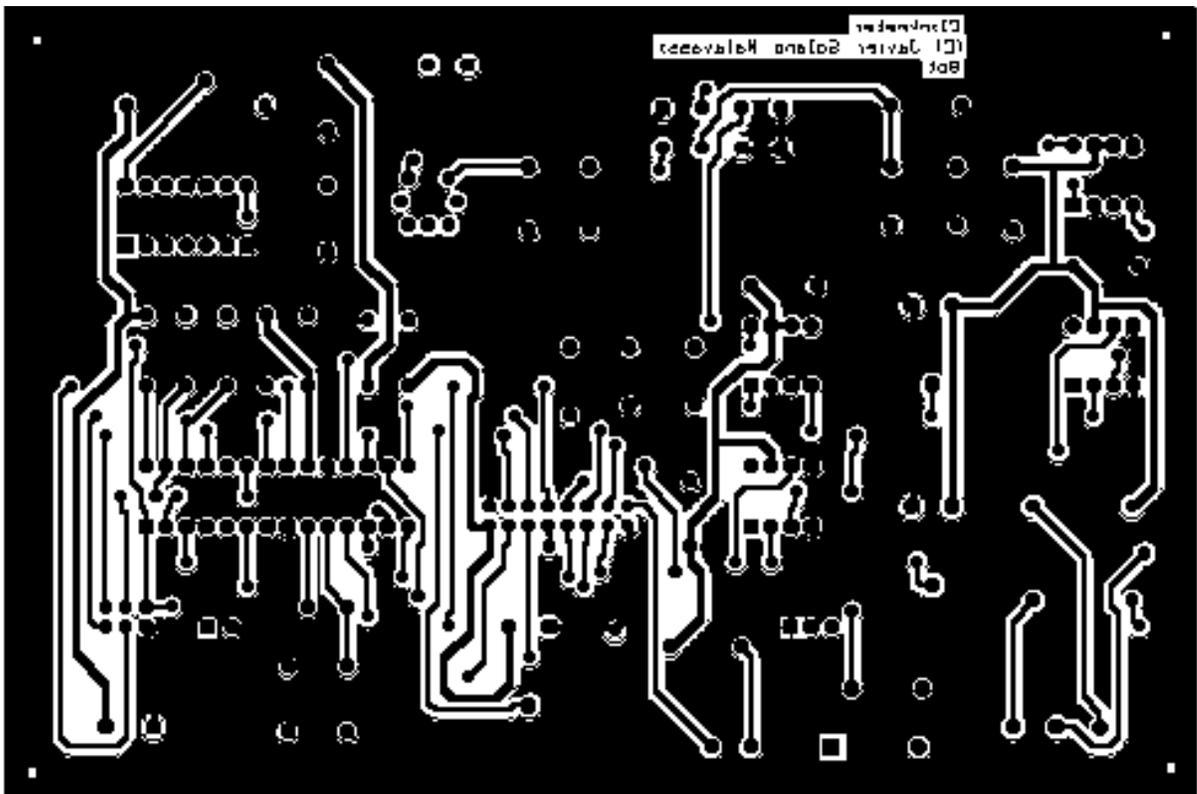


Figura A.2. 1 Cara inferior del circuito impreso

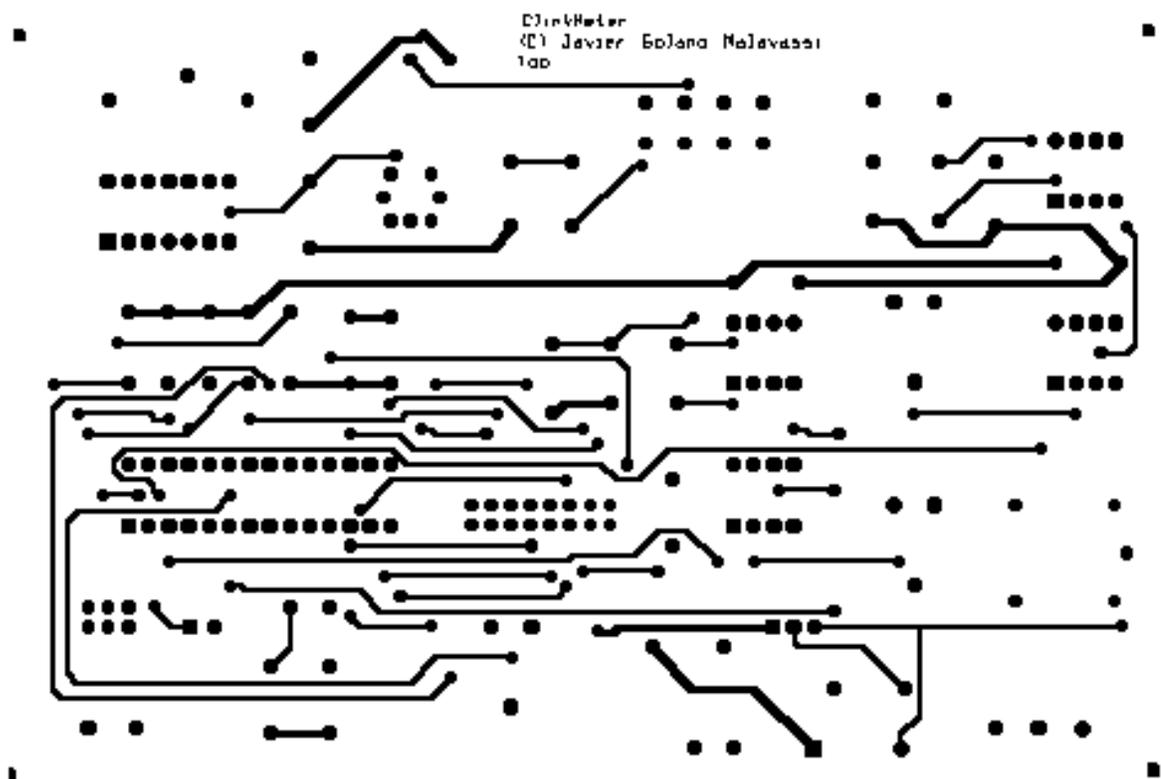


Figura A.2. 2 Cara superior del circuito impreso

A.3 Fotografías del prototipo desarrollado



Figura A.3. 1 Línea de transmisión y clinker



Figura A.3. 2 Detalle de la conexión del balún y la línea de transmisión



Figura A.3. 3 Detalle del clinker acumulado entre los conductores de la línea de transmisión

A.4 Mediciones de respuesta de frecuencia de la línea de transmisión

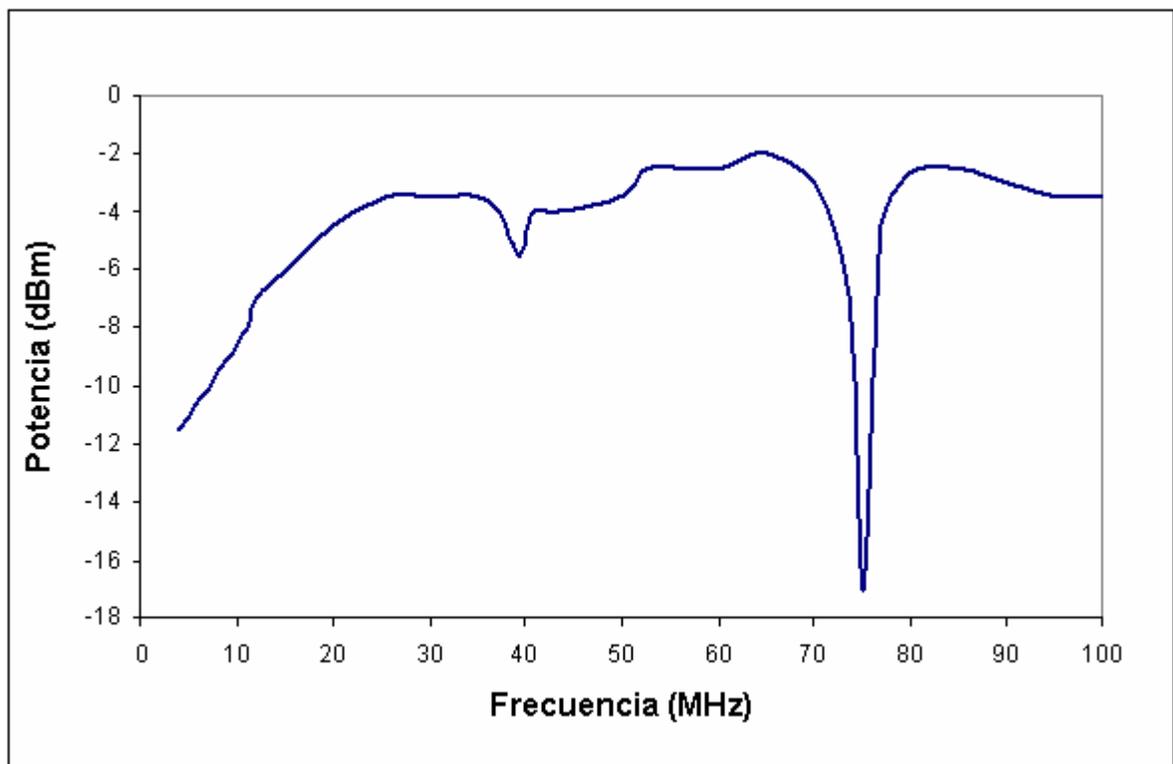


Figura A.4. 1 Respuesta de frecuencia de la línea de transmisión con el balun 7-21 y carga de 800 ohms

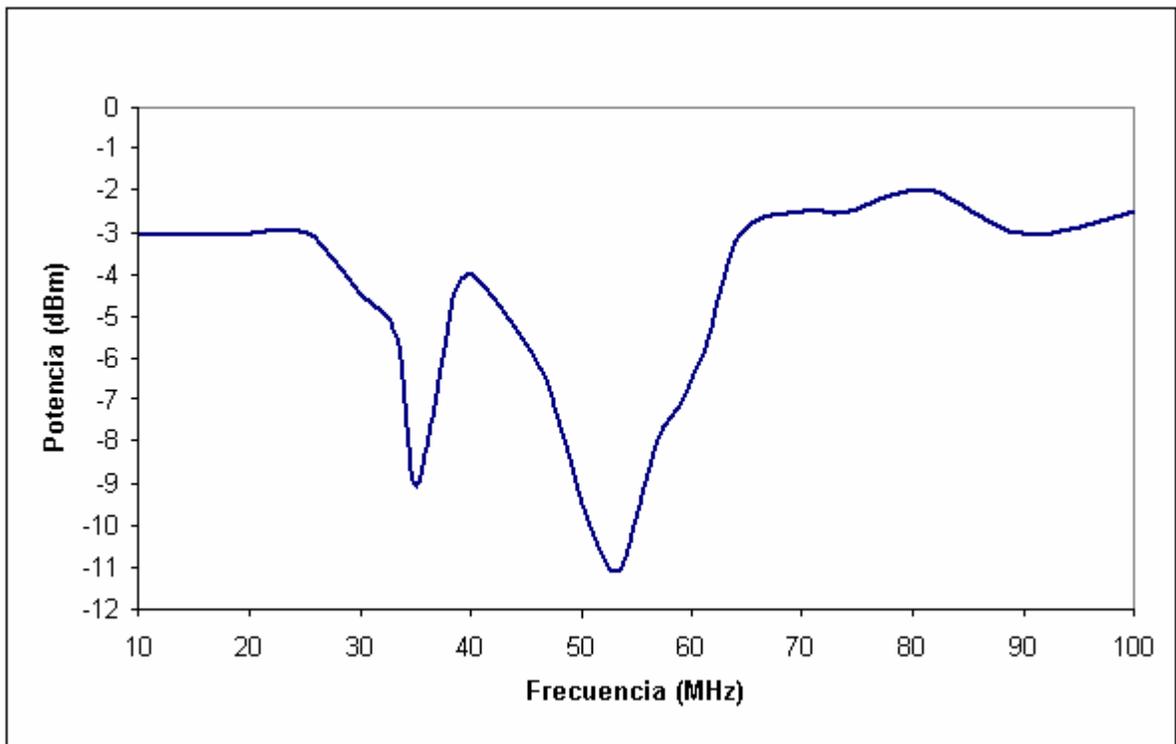


Figura A.4. 2 Respuesta en frecuencia de la línea de transmisión el balun de aire y una carga de 330 ohms

A.5 Información sobre la empresa

A.5.1 Descripción de la empresa

La empresa en la que se va a desarrolló el proyecto de graduación se llama Holcim (Costa Rica) S.A. En años pasados, esta empresa se conocía como la Industria Nacional de Cemento, o I.N.C.S.A. Fue en el año 2001 cuando la empresa suiza Holcim adquiere la mayoría de acciones de INCSA, convirtiéndose en su principal accionista y por ende toma las riendas de la empresa. Así, además de otorgarle un nuevo nombre, inicia una serie de innovaciones y mejoras en la planta de fabricación de cemento en Aguacaliente de Cartago.

Holcim (Costa Rica) S.A. es una corporación integrada por diferentes áreas de negocio, entre las que se destacan cemento (Holcim (Costa Rica) S.A.), concreto premezclado (Holcim Concretera S.A.), agregados (Agregados La Roca) y Productos de Concreto.

Actualmente, Holcim (Costa Rica) S.A. produce más de 3.5 millones de toneladas de cemento y materiales relacionados cada año. Cuenta con varias plantas y más de 500 distribuidores en todo el país. Además, tiene aproximadamente 1200 colaboradores. El gerente general de la empresa se llama Carlos Ortiz.

Debido a sus actividades, la empresa ha adquirido un compromiso ambiental con la región en que se desarrollan sus funciones. El compromiso ambiental se adopta como un precepto que Holcim (Costa Rica) requiere de sus empleados y colaboradores, a la par de otros principios como el de profesionalidad, trabajo de equipo, iniciativa, desarrollo continuo y respeto a nuestro entorno. El enfoque principal del compromiso ambiental es hacer compatibles el desarrollo económico, el equilibrio ambiental y el progreso social, de acuerdo con los principios del modelo de sostenibilidad.

Este modelo obliga a mantener un comportamiento ético sobre los procesos y actividades de la compañía, permitiendo asegurar su éxito a mediano y largo plazo, impulsando y conociendo los aspectos de lo que se conoce como “Ecología Industrial”. Esto hace evidente el interés y responsabilidad por dar a conocer los compromisos ambientales a los sectores involucrados, especialmente al sector industrial, al de la construcción, así como a las autoridades institucionales y a la sociedad civil.

A.5.2 Descripción del departamento en que se realizó el proyecto

El proyecto se desarrolló en el departamento de molienda de cemento. La actividad principal de este departamento es la trituración de la materia prima del cemento conocida como clinker. Así mismo, al clinker molido se le agregan otros materiales para la fabricación final del cemento y su posterior empaque.

El departamento es responsable del mantenimiento y uso de los silos de cemento, las tolvas de clinker y los molinos. Tiene a su cargo recursos tales como los motores de los molinos, los sistemas de llenado de material de silos, tolvas y otros componentes necesarios en la última parte de la línea de producción de cemento. Cuenta con un sistema de monitoreo electrónico en tiempo real de las variables físicas de los sistemas, tales como cuáles tolvas se encuentran llenas, el consumo de energía de cada motor, la cantidad de cemento en cada silo y otros factores importantes, que son constantemente vigilados por los ingenieros ya que la información está disponible en la red de la empresa.

El departamento tiene veintinueve empleados. De éstos, cinco son ingenieros. La especialidad de estos ingenieros es variada: hay un ingeniero electromecánico, un ingeniero electrónico, un ingeniero industrial y dos ingenieros químicos. El coordinador del departamento se llama Edwin Barley. Cada ingeniero tiene funciones específicas y ante él responden el resto de empleados de su área.

A.5.3. Antecedentes prácticos

El problema al que se refiere este proyecto fue detectado por la empresa hace bastante tiempo. El ingeniero asesor indica que hace un año y medio, cuando él comenzó a laborar para la empresa, el problema ya existía.

Se han hecho una serie de intentos en el transcurso del tiempo para tratar de corregir el problema. Sin embargo estos no han sido exitosos, ya que finalmente no se obtienen los resultados esperados.

Básicamente, se han dado dos tipos de modificación al sistema. Primero, se trato de modificar el sistema de medición capacitiva. Se limpiaron los sensores y se calibraron correctamente, pero con el pasar del tiempo y de estar en contacto con el material, las costras aparecieron de nuevo, lo que causó la descalibración del sensor. Aunque se dieron intentos de calibración posteriores, el problema siempre reaparecía, causando errores de medición y los consecuentes derrames de material de la tolva.

La otra modificación consistió en modificar los sensores capacitivos, introduciendo un medio metálico que esta conectado a tierra de manera que el sensor capacitivo se comporte como un switch mecánico artesanal que se cierra cuando la presión del material lo empuja hacia un aro metálico cerrando un circuito eléctrico. El sistema funciona adecuadamente, pero presenta muchas limitaciones en su uso, ya que sólo se puede medir un nivel en la tolva, y a veces es necesario variar este nivel. Además., al igual que en los sensores capacitivos, la acumulación de material entre las dos terminales del switch, hacen que cuando este se cierre no se produzca el contacto eléctrico, y por ende la tolva se sigue llenando aunque su capacidad ya haya sido alcanzada.

Anexo B.1 Hoja de datos del amplificador logarítmico AD8307



Low Cost DC–500 MHz, 92 dB Logarithmic Amplifier

AD8307

FEATURES

Complete Multistage Logarithmic Amplifier
92 dB Dynamic Range: -75 dBm to $+17$ dBm
to -90 dBm Using Matching Network
Single Supply of 2.7 V Min at 7.5 mA Typ
DC to 500 MHz Operation, ± 1 dB Linearity
Slope of 25 mV/dB, Intercept of -84 dBm
Highly Stable Scaling over Temperature
Fully Differential DC-Coupled Signal Path
100 ns Power-Up Time, 150 μ A Sleep Current

APPLICATIONS

Conversion of Signal Level to Decibel Form
Transmitter Antenna Power Measurement
Receiver Signal Strength Indication (RSSI)
Low Cost Radar and Sonar Signal Processing
Network and Spectrum Analyzers (to 120 dB)
Signal Level Determination Down to 20 Hz
True Decibel AC Mode for Multimeters

GENERAL DESCRIPTION

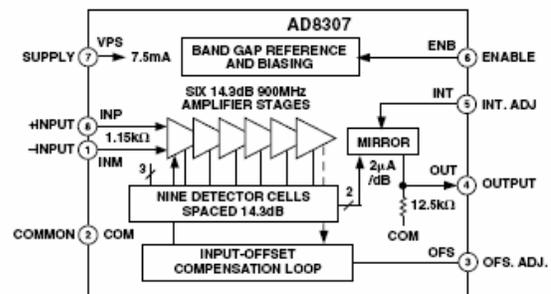
The AD8307 is the first logarithmic amplifier in an 8-lead (SOIC-8) package. It is a complete 500 MHz monolithic demodulating logarithmic amplifier based on the progressive compression (successive detection) technique, providing a dynamic range of 92 dB to ± 3 dB law-conformance and 88 dB to a tight ± 1 dB error bound at all frequencies up to 100 MHz. It is extremely stable and easy to use, requiring no significant external components. A single-supply voltage of 2.7 V to 5.5 V at 7.5 mA is needed, corresponding to an unprecedented power consumption of only 22.5 mW at 3 V. A fast-acting CMOS compatible control pin can disable the AD8307 to a standby current of under 150 μ A.

Each of the cascaded amplifier/limiter cells has a small-signal gain of 14.3 dB, with a -3 dB bandwidth of 900 MHz. The input is fully differential and at a moderately high impedance (1.1 k Ω in parallel with about 1.4 pF). The AD8307 provides a basic dynamic range extending from approximately -75 dBm (where dBm refers to a 50 Ω source, that is, a sine amplitude of about ± 56 μ V) up to $+17$ dBm (a sine amplitude of ± 2.2 V). A simple input-matching network can lower this range to -88 dBm to $+3$ dBm. The logarithmic linearity is typically within ± 0.3 dB up to 100 MHz over the central portion of this range, and is degraded only slightly at 500 MHz. There is no minimum frequency limit; the AD8307 may be used at audio frequencies (20 Hz) or even lower.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective companies.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



The output is a voltage scaled 25 mV/dB, generated by a current of nominally 2 μ A/dB through an internal 12.5 k Ω resistor. This voltage varies from 0.25 V at an input of -74 dBm (that is, the ac intercept is at -84 dBm, a 20 μ V rms sine input), up to 2.5 V for an input of $+16$ dBm. This slope and intercept can be trimmed using external adjustments. Using a 2.7 V supply, the output scaling may be lowered, for example to 15 mV/dB, to permit utilization of the full dynamic range.

The AD8307 exhibits excellent supply insensitivity and temperature stability of the scaling parameters. The unique combination of low cost, small size, low power consumption, high accuracy and stability, very high dynamic range, and a frequency range encompassing audio through IF to UHF, makes this product useful in numerous applications requiring the reduction of a signal to its decibel equivalent.

The AD8307 operates over the industrial temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and is available in 8-lead SOIC and PDIP packages.

Anexo B.2 Hoja de datos del amplificador de instrumentación AD627



Micropower, Single and Dual Supply Rail-to-Rail Instrumentation Amplifier

AD627

FEATURES

- Micropower, 85 μ A Max Supply Current
- Wide Power Supply Range (+2.2 V to ± 18 V)
- Easy to Use
 - Gain Set with One External Resistor
 - Gain Range 5 (No Resistor) to 1,000
- Higher Performance than Discrete Designs
- Rail-to-Rail Output Swing
- High Accuracy DC Performance
 - 0.10% Gain Accuracy (G = +5) (AD627A)
 - 10 ppm Gain Drift (G = +5)
 - 125 μ V Max Input Offset Voltage (AD627B)
 - 200 μ V Max Input Offset Voltage (AD627A)
 - 1 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Voltage Drift (AD627B)
 - 3 μ V/ $^{\circ}$ C Max Input Offset Voltage Drift (AD627A)
 - 10 nA Max Input Bias Current
- Noise: 38 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ RTI Noise @ 1 kHz (G = +100)
- Excellent AC Specifications
 - 77 dB Min CMRR (G = +5) (AD627A)
 - 83 dB Min CMRR (G = +5) (AD627B)
 - 80 kHz Bandwidth (G = +5)
 - 135 μ s Settling Time to 0.01% (G = +5, 5 V Step)

APPLICATIONS

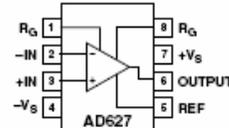
- 4 mA-to-20 mA Loop Powered Applications
- Low Power Medical Instrumentation—ECG, EEG
- Transducer Interfacing
- Thermocouple Amplifiers
- Industrial Process Controls
- Low Power Data Acquisition
- Portable Battery Powered Instruments

PRODUCT DESCRIPTION

The AD627 is an integrated, micropower, instrumentation amplifier that delivers rail-to-rail output swing on single and dual (± 2.2 V to ± 18 V) supplies. The AD627 provides the user with excellent ac and dc specifications while operating at only 85 μ A max.

The AD627 offers superior user flexibility by allowing the user to set the gain of the device with a single external resistor, and by conforming to the 8-lead industry standard pinout configuration. With no external resistor, the AD627 is configured for a gain of 5. With an external resistor, it can be programmed for gains of up to 1000.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM 8-Lead Plastic DIP (N) and SOIC (R)



Wide supply voltage range (± 2.2 V to ± 18 V), and micropower current consumption make the AD627 a perfect fit for a wide range of applications. Single supply operation, low power consumption and rail-to-rail output swing make the AD627 ideal for battery powered applications. Its rail-to-rail output stage maximizes dynamic range when operating from low supply voltages. Dual supply operation (± 15 V) and low power consumption make the AD627 ideal for industrial applications, including 4 mA-to-20 mA loop-powered systems.

The AD627 does not compromise performance, unlike other micropower instrumentation amplifiers. Low voltage offset, offset drift, gain error, and gain drift keep dc errors to a minimum in the users system. The AD627 also holds errors over frequency to a minimum by providing excellent CMRR over frequency. Line noise, as well as line harmonics, will be rejected, since the CMRR remains high up to 200 Hz.

The AD627 provides superior performance, uses less circuit board area and does it for a lower cost than micropower discrete designs.

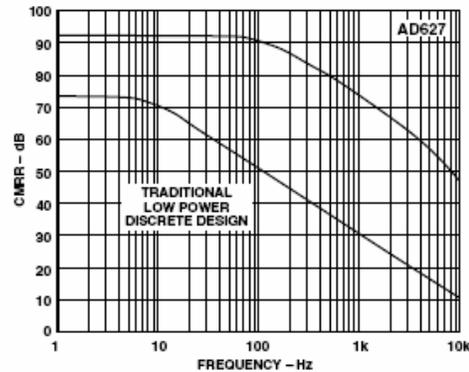


Figure 1. CMRR vs. Frequency, ± 5 V_S, Gain = +5

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: www.analog.com
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2001

Anexo B.3 Hoja de datos del microcontrolador PIC16F876A



PIC16F87XA

28/40-Pin Enhanced FLASH Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873A
- PIC16F876A
- PIC16F874A
- PIC16F877A

High Performance RISC CPU:

- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches, which are two-cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory, Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM), Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to other 28-pin or 40/44-pin PIC16CXXX and PIC16FXXX microcontrollers

Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during SLEEP via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

Analog Features:

- 10-bit, up to 8 channel Analog-to-Digital Converter (A/D)
- Brown-out Reset (BOR)
- Analog Comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference (VREF) module
 - Programmable input multiplexing from device inputs and internal voltage reference
 - Comparator outputs are externally accessible

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced FLASH program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Data EEPROM Retention > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Single supply 5V In-Circuit Serial Programming
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

CMOS Technology:

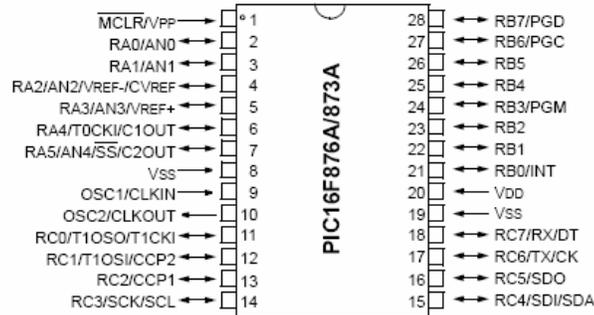
- Low power, high speed FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low power consumption

| Device | Program Memory | | Data SRAM (Bytes) | EEPROM (Bytes) | I/O | 10-bit A/D (ch) | CCP (PWM) | MSSP | | USART | Timers 8/16-bit | Comparators |
|------------|----------------|----------------------------|-------------------|----------------|-----|-----------------|-----------|------|-------------------------|-------|-----------------|-------------|
| | Bytes | # Single Word Instructions | | | | | | SPI | Master I ² C | | | |
| PIC16F873A | 7.2K | 4096 | 192 | 128 | 22 | 5 | 2 | Yes | Yes | Yes | 2/1 | 2 |
| PIC16F874A | 7.2K | 4096 | 192 | 128 | 33 | 8 | 2 | Yes | Yes | Yes | 2/1 | 2 |
| PIC16F876A | 14.3K | 8192 | 368 | 256 | 22 | 5 | 2 | Yes | Yes | Yes | 2/1 | 2 |
| PIC16F877A | 14.3K | 8192 | 368 | 256 | 33 | 8 | 2 | Yes | Yes | Yes | 2/1 | 2 |

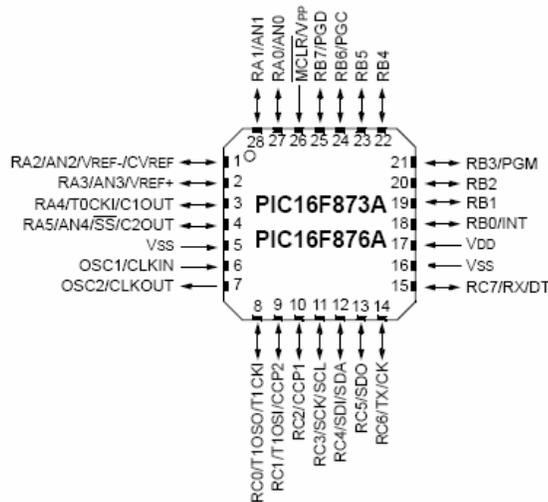
PIC16F87XA

Pin Diagrams

PDIP (28-pin), SOIC, SSOP



MLF

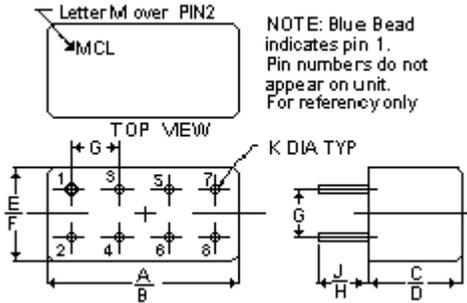


Anexo B.4 Hoja de datos del acoplador direccional PDC-10-1BD



| Frequency MHz | Coupling dB | | Mainline Loss dB | | | | Directivity dB | | | | VSWR (:1) | Power INPUT, W | | | | | |
|------------------|----------------|---------------|---------------------|------|------|------|-------------------|------|------|------|--------------|-------------------|------|------|------|-----|-----|
| | $f_L - f_U$ | Nom. Flatness | L | | M | | U | | L | | | Typ. | L | MU | | | |
| | | | Typ. | Max. | Typ. | Max. | Typ. | Max. | Typ. | Min. | Typ. | Min. | Typ. | Max. | Max. | | |
| 1.00-400 | 11.5±0.50 | ±0.5 | 0.60 | 0.90 | 0.80 | 1.10 | 0.90 | 1.30 | 55 | 35 | 35 | 20 | 22 | 15 | 1.20 | 2.0 | 4.0 |

L=low range(f_L to $10f_L$) M=mid range($10f_L$ to $f_U/2$) U=upper range($f_U/2$ to f_U)



Pin Connections

| Port | Input | Output | Coupled (forward) | Coupled (reverse) |
|----------|----------------------|--------|-------------------|-------------------|
| cv | 1 | 4 | 3 | 6 |
| Not Used | Case GND Termination | GND | | |
| - | 2,5,7,8 | - | - | - |

Case Style - A01 (inch,mm) weight: 5.2 grams.

| A | B | C | D | E | F | G | H | J |
|--------|--------|-------|--------|-------|--------|-------|-------|-------|
| .770 | .800 | .385 | .400 | .370 | .400 | .200 | .20 | .14 |
| 19.558 | 20.320 | 9.779 | 10.160 | 9.398 | 10.160 | 5.080 | 5.080 | 3.556 |
| K | L | M | N | P | Q | R | S | T |
| .031 | | | | | | | | |
| 0.787 | | | | | | | | |

Tolerance: .x ± .1 .xx ± .03 .xxx ± .015 inch.

Material and Finish:

Header material: C.R.S. Pin material: #52 alloy.
Finish: electro tin, hot-oil flowed. Cover material:upro-nickel.

Mounting: Insulated spacer available. Request P/N B14-045-01.

Notes:

- Mainline Loss includes theoretical power loss at coupled port.
- Bi-directional.
- For PDC-HP models, external heat sinking is recommended to reduce case temperature.
- General Quality Control Procedures and Environmental Specifications are given in [Mini-Circuits Guarantees Quality](#). Hi-Rel, MIL description are given in [Hi-Rel](#) and [MIL](#)
- Prices and Specifications subjects to change without notice.

| FREQ (MHz) | I. Loss (dB) In-Out | Coupling (dB) In-CPL | Directivity (dB) | Return Loss (dB) | | |
|------------|---------------------|----------------------|------------------|------------------|-------|-------|
| | | | | In | Out | CPL |
| 1.00 | 0.69 | 11.58 | 71.26 | 26.71 | 21.28 | 21.23 |
| 2.00 | 0.64 | 11.53 | 64.74 | 30.56 | 22.77 | 22.72 |
| 3.00 | 0.61 | 11.49 | 64.74 | 32.39 | 23.40 | 23.36 |
| 4.00 | 0.60 | 11.50 | 62.78 | 33.38 | 23.70 | 23.67 |
| 5.00 | 0.60 | 11.49 | 61.64 | 33.93 | 23.87 | 23.85 |
| 6.00 | 0.59 | 11.49 | 58.34 | 34.27 | 23.97 | 23.96 |
| 7.00 | 0.60 | 11.47 | 57.68 | 34.46 | 24.03 | 24.02 |
| 8.00 | 0.59 | 11.48 | 56.89 | 34.57 | 24.07 | 24.06 |
| 9.00 | 0.60 | 11.48 | 56.15 | 34.61 | 24.09 | 24.10 |
| 10.00 | 0.59 | 11.47 | 54.80 | 34.62 | 24.12 | 24.11 |
| 19.00 | 0.59 | 11.49 | 49.41 | 34.14 | 24.15 | 24.16 |
| 28.00 | 0.62 | 11.50 | 46.11 | 33.26 | 24.02 | 24.06 |
| 37.00 | 0.63 | 11.50 | 43.47 | 32.17 | 23.84 | 23.89 |
| 46.00 | 0.64 | 11.51 | 41.34 | 31.05 | 23.60 | 23.69 |
| 55.00 | 0.67 | 11.53 | 39.86 | 29.91 | 23.35 | 23.47 |
| 64.00 | 0.67 | 11.52 | 38.43 | 28.82 | 23.07 | 23.22 |
| 73.00 | 0.67 | 11.50 | 37.06 | 27.81 | 22.76 | 22.95 |
| 82.00 | 0.67 | 11.50 | 36.09 | 26.90 | 22.47 | 22.68 |
| 91.00 | 0.67 | 11.50 | 35.12 | 26.04 | 22.14 | 22.40 |
| 100.00 | 0.70 | 11.51 | 34.19 | 25.26 | 21.82 | 22.11 |

Anexo B.5 Hoja de seguridad del clinker

Hoja de Datos de Seguridad de Materiales Para Clinker de Cemento Pórtland

Sección I - Identidad

| | |
|--|---|
| Nombre del Productor y Domicilio: | Ash Grove Cement Company 8900 Indian Creek Parkway P. O. Box 25900 Overland Park, KS 66225 |
| Número Teléfono de Emergencia: | (913) 451-8900 |
| Nombre Químico y Sinónimos: | Clinker de Cemento Pórtland para Tipo I, IA, II, III, V |
| Nombre Comercial y Sinónimos: | Tipo I, IA, II, III, V |
| Fecha de Revisión: | Diciembre 2000 |
| Familia Química: | Sales de Calcio |

Descripción: El clinker cemento portland es un material sintetizado (aglomerado) producido mediante el calentamiento a altas temperatura (mayores que 1200 grados Celsius) una mezcla de sustancias tales como piedra caliza y laja de la corteza terrestre. Las sustancias manufacturadas son esencialmente, silicatos de calcio hidráulico contenidos en una masa cristalina, que no es separable en componentes individuales.

Sección II – Ingredientes Peligrosos

Ingredientes: Es sabido que sustancias similares a las siguientes, están presentes en el cemento portland

| | |
|---|--------------------|
| 3CaO.SiO ₂ | (CAS # 12168-85-3) |
| 2CaO.SiO ₂ | (CAS # 10034-77-2) |
| 3CaO.Al ₂ O ₃ | (CAS # 12042-78-3) |
| 4CaO.Al ₂ O ₃ .Fe ₂ O ₃ | (CAS # 12068-35-8) |

Pequeñas cantidades de CaO, MgO, K₂SO₄, Na₂SO₄ pueden también estar presentes.

Los polvos molestos (o partículas que NO están clasificadas de otra manera) están listadas por la OSHA en 29 CFR 1910.1000, Tabla Z-1-A. La MSHA y la ACGIH consideran el polvo de clinker como un polvo molesto. Sin embargo, desde el momento que el clinker es elaborado a partir de materias primas extraídas de la tierra (piedra caliza, marga, arena, laja, barro, etc.) y el calor para su procesamiento es proporcionado por la quema de combustibles fósiles, rastros, aunque detectables, de contenidos naturales se dan, y elementos posiblemente dañinos pueden ser encontrados durante el análisis químico. Bajo las normas de ASTM, el clinker puede contener 0.75 por ciento de residuo insoluble. Una fracción de estos residuos puede ser sílice cristalina libre.

ACGIH Threshold Limit Value (1992-93): Total de polvo sin contenido de asbestos y menos de 1% de sílice - 10 mg/m³

OSHA PEL: PolvoTotal - 10 mg/m³; de Polvo Respirable - 5 mg/m³

MSHA TLV (1973): Polvo Total - 10 mg/m³

Sección III – Datos Físicos

Punto de Ebullición: No aplicable.

Presión de Vapor: No aplicable.

Densidad de Vapor: No aplicable.

Solubilidad en Agua: Ligera (0.1-1.0%)

Gravedad Específica: (H₂O=1) 3.15

Por ciento de Evaporación: No aplicable.

Aspecto y Olor: Un sólido nodular, con aspecto de roca que va desde grisáceo-canela a negro con una textura arenosa / granular.

Punto de Fusión: No aplicable

Sección IV – Datos de Peligro por Incendio o Explosión

Punto de Inflamación: El clinker de cemento portland no es combustible ni explosivo.

Límite Inflamable o Explosivo: No aplicable.

Medio Extintor: No aplicable

Procedimientos Especiales para Combatir el Incendio: No aplicable.

Peligros No Usuales de Incendio y Explosión: No aplicable.

Límite Bajo de Explosión: No aplicable.

Límite Alto de Explosión: No aplicable

Sección V – Datos Sobre Peligros a la Salud

Efectos por Sobreexposición:

Aguda: El polvo de clinker puede causar quemaduras cáusticas leves o severas y puede secar la piel no protegida. El contacto directo con los ojos puede causar efectos que van desde una leve irritación hasta quemaduras graves. La inhalación puede irritar el sistema respiratorio superior.

Crónica: El polvo clinker puede causar inflamación en el tejido mucoso que cubre el interior de la nariz y

causar inflamación de la córnea. Los individuos hipersensibles pueden desarrollar una dermatitis alérgica [El cemento puede contener rastros (de menos del 0.05%) de sales de cromo, o de compuestos que incluyan cromo hexavalente u otros metales que se ha encontrado como peligrosos o tóxicos en algunas formas químicas.]

Potencial Carcinogénico: El clinker NO está listado por la NTP, IARC u OSHA como carcinógenos.

Procedimientos de Emergencia y Primeros Auxilios: Irrigue los ojos inmediatamente y repetidamente con agua y obtenga rápida atención médica. Lave las áreas de piel expuesta con agua y jabón. Aplique vendas estériles. Si es ingestado, consulte inmediatamente a un médico. Beba agua.

Sección VI-Datos de Reactividad

Estabilidad: El producto es estable. Manténgase seco hasta el momento de su uso.

Incompatibilidad: El clinker es altamente alcalino y va a reaccionar con los ácidos produciendo una violenta reacción generadora de calor típica de una neutralización de ácido/base. Gases o vapores tóxicos pueden emanar dependiendo de los ácidos involucrados.

Productos por Descomposición Peligrosos: Ningunos

Polimeración Peligrosa: No va a ocurrir.

Sección VII - Procedimientos para Derrames

Pasos a dar en caso de que el material sea derramado: Use métodos secos para limpiar que no dispersen el polvo al aire. Evite respirar el polvo. No se requieren procedimientos de emergencia.

Método de Disposición: El clinker no molido puede regresarse al contenedor para su uso posterior si no está contaminado. Disponga del material no usado de acuerdo con los requisitos Federales, Estatales y Locales. El clinker no es un residuo peligroso según es definido por el Decreto de Conservación y Recuperación de Recursos (40 CFR 261)

Sección VIII – Información sobre Protección Especial

Protección Respiratoria: En ambientes polvorientos, se recomienda el uso de un respirador con capacidad para filtrar el polvo, aprobado por MSHA/NIOSH.

Ventilación: Puede usarse extractor local para controlar los niveles de polvo en el aire.

Protección de Ojos: Use goggles protectores ajustados firmemente en ambientes polvorientos.

Protección de la Piel: Use guantes impermeables, resistentes a la abrasión y al álcali, botas y ropa protectora para proteger la piel del contacto prolongado con el clinker mojado.

Prácticas de Trabajo/higiénicas: Inmediatamente después de trabajar con materiales de clinker, los trabajadores deberán bañarse en regadera con agua y jabón. Seguir las precauciones listadas según sea apropiado durante el trabajo de reparación o mantenimiento de equipos contaminados.

Nota: Esta hoja de datos de seguridad de materiales trata de describir tan acertadamente, como sea posible, las exposiciones potenciales asociadas con el uso normal del cemento. Las precauciones de Higiene y Seguridad contenidas en esta hoja de datos pueden no ser las adecuadas para todos los individuos y /o situaciones. Los usuarios tienen la responsabilidad de evaluar y usar este producto con seguridad y cumplir con todas las leyes y reglamentos aplicables.

Este producto ni contiene ni es directamente producido con sustancias controladas, reductoras de ozono de Clase I y II.