



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

“INSTRUMENTACIÓN MÉDICA, PRINCIPIOS ELECTRÓNICOS DE FUNCIONAMIENTO DEL ECÓGRAFO MÉDICO”

CAROLINA SALINAS ALUN

SEMINARIO PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO DE EJECUCIÓN EN ELECTRÓNICA

CONCEPCIÓN – CHILE
2014



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPTO. INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

“INSTRUMENTACIÓN MÉDICA, PRINCIPIOS ELECTRÓNICOS DE FUNCIONAMIENTO DEL ECÓGRAFO MÉDICO”

CAROLINA SALINAS ALUN

Prof. JOHN CORREA T.

Prof. GUSTAVO SANHUEZA G.

Prof. PABLO SAEZ S.

INDICE

RESUMEN	5
INTRODUCCION	6
1. INTRODUCCION A LA ELECTRONICA MÉDICA.....	7
1.1 INFLUENCIA DE LA ELECTRONICA EN LA MEDICINA	7
1.2 TENDENCIAS DE LA ELECTROMEDICINA.....	8
1.3 INSTRUMENTACIÓN MÉDICA.....	9
1.3.1.- INSTRUMENTACION DIAGNOSTICA	10
1.3.2.- INSTRUMENTACION TERAPÉUTICA	10
1.3.3.- INSTRUMENTACION DE IMAGENES MÉDICAS	11
1.3.4.- INSTRUMENTACION PARA AYUDAS FUNCIONALES.....	11
2. FUNDAMENTOS DE ULTRASONIDO.....	12
2.1 DEFINICION DE SONIDO	12
2.2 ULTRASONIDO EN LOS TEJIDOS	15
2.2.1 ECOS.....	15
2.2.2 REFLEXIÓN Y REFRACCIÓN.....	15
2.2.3 ABSORCIÓN.....	18
2.2.4 ATENUACIÓN	19
2.2.5 INTENSIDAD	19
2.3 RESOLUCIÓN	20
2.3.1 RESOLUCIÓN AXIAL	20
2.3.2 RESOLUCIÓN LATERAL	21
2.3.3 RESOLUCIÓN DINÁMICA	21
2.4 ULTRASONIDO PULSADO	21
3. ELECTRÓNICA DEL ECÓGRAFO	22
3.1 DIAGRAMA GENERAL DEL ECÓGRAFO.....	22
3.2 TRANSDUCTOR ULTRASONICO	23
3.2.1 TRANSDUCTOR CON FORMA DE PISTON	24
3.2.2 TRANSDUCTOR EN ARRAY CIRCULAR.....	25
3.2.3 TRANSDUCTOR DE ARRAY DE ESTADO SOLIDO	25
3.3 CONFORMADOR DEL HAZ.....	26
3.3.1 INTERFAZ DE TRANSMISIÓN	26
3.3.2 INTERFAZ DE RECEPCIÓN	28
3.4 PROCESAMIENTO MEDIO	30
3.4.1 FILTRADO	31
3.4.2 DETECCIÓN.....	31
3.4.3 COMPRESIÓN.....	32

3.4.4 COMPENSACION DE TIEMPO-FRECUENCIA	33
3.4.5 COMPOSICIÓN DE FRECUENCIA.....	33
3.5 FORMACIÓN DE LA IMAGEN.....	34
3.5.1 CONVERTIDOR DIGITAL DE BARRIDO.....	34
3.5.2 REDUCCION DEL SPECKLE	35
3.6 MEMORIA DE LA IMAGEN.....	38
3.7 VISUALIZACIÓN	39
3.7.1 MODO A.....	40
3.7.2 MODO B.....	40
3.7.3 MODO M.....	41
3.7.4 ECOGRAFÍA DOPPLER.....	42
3.7.5 ECOGRAFÍA 3D Y 4D.....	44
4. ELECTRONICA INTEGRADA EN EL ECOGRAFO.....	47
CONCLUSIÓN	49
BIBLIOGRAFÍA.....	52
ANEXOS	54

RESUMEN

El presente trabajo muestra en su primer capítulo una breve introducción a la tendencia de la electromedicina y el uso de la tecnología actual en aplicaciones médicas.

En el capítulo siguiente se entrega información necesaria sobre el comportamiento físico del sonido que permitirá tener el conocimiento básico para comprender el procesamiento que el ecógrafo realiza.

En el capítulo tres se describe la electrónica interna que poseen los equipos de ultrasonido para realizar todas sus etapas del proceso, tanto para la emisión de la señal, como el procesamiento de los ecos de retornos que permitirán obtener la imagen.

Mientras que el último capítulo cuenta con una breve reseña del avance tecnológico que estos equipos han tenido y algunos de los dispositivos integrados que encontramos en actualidad que hacen posible estos procesos.

Por último en la conclusión se describe las aplicaciones que se le puede dar a la tecnología descrita en este trabajo, junto con cuales son las características a tener en cuenta a la hora de escoger un sistema de ultrasonido.

INTRODUCCION

La utilización de equipos electrónicos al servicio de la medicina es cada vez más amplio. Uno de los campos más importante en el que se puede observar este avance se encuentra dentro del área diagnóstica.

El desarrollo de las tecnologías ultrasónicas, por ejemplo, ha sido de gran utilidad, dado que ellas poseen características muy convenientes. Por ejemplo: el ultrasonido permite lograr longitudes de onda cortas; esto trae una serie de ventajas, entre ellas se puede destacar su capacidad de penetración. Además, la difracción de estas ondas en torno a un objeto es menor y pueden propagarse prácticamente por cualquier material, incluso a través de tejidos biológicos.

El ultrasonido es una de las modalidades más utilizadas en imágenes médicas. Las imágenes por ultrasonido se utilizan regularmente en cardiología, obstetricia, ginecología, imágenes abdominales, etc. Su popularidad se debe al hecho de que proporciona imágenes de alta resolución y sin el uso de radiación ionizante.

La ecografía puede definirse como un medio de diagnóstico médico basado en las imágenes obtenidas mediante el procesamiento de los ecos reflejados por las estructuras corporales, gracias a la acción de pulsos de ondas ultrasónicas. Aunque el uso de aplicaciones clínicas no diagnóstica, por ejemplo, en la orientación de los procedimientos de intervención, es una de las investigaciones que se están realizando en la actualidad.

Los sistemas ecográficos son equipos con procesamiento intensivo de señales. Con varias modalidades de imagen y diferentes requisitos de procesamiento en cada modalidad, procesadores de señales digitales (DSP) están encontrando uso cada vez mayor en tales sistemas y el desarrollo de la electrónica integrada (circuitos integrados, procesadores y nuevos algoritmos) está permitiendo proporcionar sistemas cada vez más pequeños y portátiles de bajo costo, sin comprometer la calidad de imagen necesaria para aplicaciones clínicas.

En el presente trabajo vamos a exponer los principios conceptos básicos de la ecografía, describiendo su lenguaje, electrónica interna y procesamiento digital, que nos permitirá obtener una imagen cada vez más detallada de la parte del cuerpo en estudio.

1. INTRODUCCION A LA ELECTRONICA MÉDICA

1.1 INFLUENCIA DE LA ELECTRONICA EN LA MEDICINA

El alcance de la tecnología es innegable en prácticamente todas las áreas de la sociedad actual, y la medicina no es la excepción. Esta área ha tenido un desarrollo exponencial los últimos 20 años, al punto que sea generado un campo profesional enfocado a analizar el cuidado de la salud, tanto en el diagnóstico como en el tratamiento, desde el punto de vista de la tecnología. Nace entonces la Ingeniería Biomédica.

Entendida como un área de la bioingeniería, la ingeniería biomédica puede definirse como la aplicación de los principios eléctricos, electrónicos, mecánicos, químicos o cualquier otro de la ingeniería para comprender, modificar, o controlar los sistemas biológicos, así como para diseñar y fabricar productos capaces de monitorizar funciones fisiológicas y de asistir en el diagnóstico y el tratamiento de pacientes.

Hace más de 200 años el científico Emil du Bois-Reymond, publicó por primera vez, en 1848, su trabajo titulado “*Ueber die tierische Elektrizität*”, en el cual se mostró la evidencia de señales eléctricas que surgían del cuerpo humano. Posterior a esta investigación, surgieron avances significativos como el marcapaso para el corazón, el diseño de prótesis y otros dispositivos electrónicos que han permitido que la instrumentación biomédica colabore a los médicos y demás profesionales de la salud en el diagnóstico y el tratamiento de los pacientes. [1]

Los avances en la electrónica de estado sólido, han hecho posible estudiar el comportamiento de la neurona, la unidad central del sistema nervioso, así como monitorear parámetros fisiológicos, como el ECG, de pacientes en la unidad de cuidados intensivos.

Nuevos desarrollos de prótesis se ha convertido en la meta de los ingenieros biomédicos para mejorar la calidad de vida del hombre.

La Medicina Nuclear es una consecuencia de la era atómica, surge como una poderosa solución en la detección y tratamiento de anormalidades fisiológicas tales como el cáncer.

El diagnóstico de ultrasonido basado en la tecnología del sonar, se ha vuelto tan aceptado ampliamente que los estudios de ultrasonido son ahora parte de la rutina de diagnóstico de muchas de las especialidades médicas.

Las “partes de repuesto” para cirugía se han vuelto muy comunes. Por ejemplo, dispositivos de asistencia cardiaca, como el corazón artificial, válvulas y vasos sanguíneos artificiales están disponibles para reemplazar a corazones humanos enfermos.

Los adelantos en nuevos materiales han permitido el desarrollo de dispositivos médicos, como agujas, termómetros, así como los sistemas implantables de suministro de drogas.

Las computadoras, se emplean para almacenar, procesar y chequear registros médicos, para monitorear el estado del paciente en la unidad de cuidados intensivos y para entregar estadísticas sofisticadas de diagnóstico de enfermedades potenciales correlacionándolas con juegos específicos de síntomas en pacientes.

Al desarrollarse las aplicaciones médicas del computador, se llegó a la escenografía de Tomografía Computada (TC), que revolucionó los procedimientos de diagnóstico no invasivo mediante imágenes médicas, que incluyen ahora las Imágenes de Resonancia Magnética Nuclear (RMN) y la Topografía por Emisión de Positrones.

Con todos estos avances en diferentes áreas de investigación y desarrollo de tecnologías biomédicas se puede comprobar que existe instrumentación médica prácticamente para todas las áreas de la medicina.

1.2 TENDENCIAS DE LA ELECTROMEDICINA

La "Electrónica Médica" es una materia complementaria del Área de Electrónica que estudia las características generales de los sistemas biológicos y las señales eléctricas que éstos producen, lo que le permite analizar y diseñar circuitos electrónicos de uso específicos para áreas de instrumentación biomédica.

En la actualidad existen aproximadamente más de 10 000 tipos diferentes de dispositivos, instrumentos y sistemas de uso clínico en los establecimientos de salud, y es importante considerar que la complejidad y el desarrollo de estas tecnologías se incrementa cada día, debido a las innovaciones tecnológicas, las cuales representan un beneficio a la ciencia médica, pero al mismo tiempo crean numerosos problemas relacionados a su gestión, así mismo la prestación de los servicios de salud es cada día más dependiente de éstas.

En la región de Latinoamérica, la primera Conferencia sobre Ingeniería Biomédica se efectuó en 1994 la cual fue celebrada en Río de Janeiro (Brasil), siendo la decimoquinta conferencia mundial. En la actualidad, ya se han celebrado cuatro conferencias en el continente Americano, siendo Cuba, México, Brasil, y Venezuela los países anfitriones.

El desarrollo de la Electromedicina en el resto de Latinoamérica se demuestra en países como Colombia, Argentina y Perú, donde son varios los congresos y simposios que se han realizado a la fecha, relacionados con esta área [3]. Incluso en México se ofrecen diplomados en ingeniería electrónica aplicada a equipos o instrumentación médica.

En Chile, también podemos ver este crecimiento, desde el año 2000 se comenzó a dictar la carrera de Ingeniería Biomédica en la Universidad de Valparaíso y en la actualidad son tres las casas de estudios que ofrecen, ya sea carreras de pregrado, así como magíster con mención en Ingeniería Biomédica [4].

A pesar de que el número de ingenieros biomédicos es creciente; existe una cantidad importante de instituciones de salud cuyo personal de mantenimiento y servicio de su tecnología médica provienen de otro tipo de formaciones como ingenieros (mecánicos, eléctricos, electrónicos, químicos) o bien físicos. Este fenómeno también se presenta en las empresas del sector privado dedicadas a ventas y mantenimiento de instrumentación médica.

Si bien el perfil de estos profesionales les permite desempeñar este tipo de trabajos, es conveniente proporcionar una formación que permita actualizar y homogeneizar sus conocimientos en esta área, además de proporcionar todas las herramientas para desempeñar los trabajos alrededor de la instrumentación hospitalaria de manera segura y con calidad.

1.3 INSTRUMENTACIÓN MÉDICA

La Instrumentación Medica es la encargada de medir, registrar y almacenar cualquier variable fisiológica de origen mecánico, hidráulico, neumático, térmico, eléctrico empleando la más depurada técnica de tratamiento de señales por procedimientos analógicos-digitales (A/D). Dependiendo de su utilización se puede clasificar de la siguiente manera [4].

1.3.1.- INSTRUMENTACION DIAGNOSTICA

En este grupo podemos clasificar los electrocardiogramas (Fig.1.1), electroencefalogramas, medidor de grasa corporal, etc. El computador se emplea como un sistema que procesa las señales, las clasifica y en base a pautas preseleccionadas es capaz de suministrar un primer diagnóstico, que el especialista analizará adecuadamente.



Figura 1.1 Máquina para electrocardiograma

1.3.2.- INSTRUMENTACION TERAPÉUTICA

Es el campo de aplicación donde más se requiere la cooperación médico-ingeniero. El médico posee la idea del porqué, mientras que el ingeniero puede aportar la solución al problema. Los desarrollos van desde el tratamiento de dolores incurables mediante estimulación eléctrica y de ultrasonido, hasta las técnicas de electrocirugía, desfibrilación, láserterapia y litotricia. En la figura 1.2 podemos apreciar un bisturí electrónico.



Figura 1.2. Bisturí electrónico

1.3.3.- INSTRUMENTACION DE IMAGENES MÉDICAS

Tecnologías de punta en equipos de diagnóstico no invasivo de imágenes médicas, como Tomografía Computada (TC), por Emisión de Positrones (PET) y por emisión de Fotones (SPECT), Resonancia Magnética Nuclear (RMN) y Ecografía (Fig 1.3).



Figura 1.3 Ecógrafo.

1.3.4.- INSTRUMENTACION PARA AYUDAS FUNCIONALES

Denominada también Ingeniería de Rehabilitación, consiste en todos los desarrollos que contribuyen a suplir una función defectuosa del organismo. Desde prótesis controladas por la actividad eléctrica de los músculos hasta prótesis visuales implantadas en el cerebro, que permiten la percepción de puntos de luz y sombras para los invidentes (Fig. 1.4). Esta disciplina especializada recibe el nombre de Robótica Médica [4].



Figura 1.4 Prótesis Robótica

2. FUNDAMENTOS DE ULTRASONIDO

2.1 DEFINICION DE SONIDO

El sonido consiste en una vibración elástica de la materia, inducida por una fuente vibrante. Como consecuencia del movimiento cíclico de la fuente hacia adelante y hacia atrás, también las partículas que componen el material del medio inmediatamente circundante (por ejemplo: aire, líquidos o tejidos biológicos) oscilan hacia adelante y hacia atrás respecto a su posición de equilibrio. Así, al arrojar una piedra en el agua, se produce una onda que se propaga con la variación de nivel.

Una característica importante de las ondas, es que éstas llevan energía, no materia, de un lugar a otro. Esta onda mecánica está representada por una onda senoide, cuyas variables acústicas que se modifican son: presión, densidad, temperatura y movimiento repetitivo de partículas.

El sonido se describe mediante algunos términos comunes a todas las ondas. Estos incluyen a: frecuencia, periodo, longitud de onda, velocidad de propagación, amplitud e intensidad.

- Frecuencia (f): Número de ciclos por segundo. Unidad de medida: Hz (Hertz).
- Periodo (T): Tiempo o duración de cada ciclo. Unidad de medida: s (segundo)
- Longitud de onda (λ): Distancia espacial en la que ocurre un ciclo: Unidad de medida: m (metro)
- Velocidad de propagación (v): Velocidad de movimiento de una onda en un determinado medio. Está determinado por la densidad y la rigidez del medio. Normalmente medios más densos son más rígido y responde con altas velocidades (huesos). Medios menos densos son menos rígidos y le corresponde menores velocidades (aire). Esta variable es fundamental para la formación de la imagen, ya que interviene en la relación tiempo-distancia. Unidad de medida: m/s (metros sobre segundos).
- Amplitud (A): Máxima variación de una variable acústica. La unidad de medida depende de la variable.
- Intensidad (I): Potencia por unidad de área.

Las variables **f**, **T**, **A**, **I** dependen de la fuente, **v** depende del medio y λ es determinado tanto por la fuente como por el medio.

La amplitud de un sonido es la máxima presión alcanzada en el medio en fase de compresión. Esta expresa la fuerza de un sonido al desplazar las partículas de su posición de equilibrio.

La longitud de onda es la distancia entre puntos correspondientes de dos ondas de presión consecutivas. Representa pues la distancia a la cual se repite la curva de presión.

El periodo es el tiempo requerido para que una onda se complete. La frecuencia es el número de veces que la onda se repite en un segundo en un punto fijo del medio atravesado y esta depende de la frecuencia con que vibra la fuente del sonido. La relación entre estas variables en una onda continua está dada por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.1)$$

Dónde: f: frecuencia
 T: periodo

Se definen ultrasonidos (US) aquellos sonidos que presentan una frecuencia superior al límite de audibilidad.

El espectro ultrasónico empieza a los 20KHz, donde el espectro de audio termina. El ultrasónico está confirmado al rango entre 50KHz hasta 25MHz.

La velocidad de propagación a la cual la onda viaja depende de la compresibilidad del medio atravesado. La velocidad de la onda y la compresibilidad tienen una relación inversa, expresada por la fórmula:

$$v = \frac{1}{\rho \cdot B} \quad (2.2)$$

Dónde: v: velocidad de propagación
 ρ : densidad del medio
 B: compresibilidad del medio

En la gran parte de los tejidos biológicos oscila en torno al valor medio de 1540 m/s. Es sensiblemente diferente en el tejido adiposo (1450 m/s) y más aún en el hueso (4080 m/s).

Tipo de tejido	Densidad en g/cm ³	Velocidad en m/s
Sangre	1.055	1580
Cerebro	1.03	1460
Corazón	1.048	1546
Hígado	1.064	1569
Músculo	1.07	1566
Agua	1.0	1500

Tabla 2.1.- Velocidad del sonido en diferentes tipos de tejidos.

La velocidad del sonido dividida entre su frecuencia nos da el valor de la longitud de onda:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.3)$$

Dónde: λ : longitud de onda
 v : velocidad de propagación
 f : frecuencia

Mientras más alta es la frecuencia, más pequeña es la longitud de onda (0,4 mm y 0,2 mm aprox. para frecuencias de 3,5 MHz y 7,5 MHz respectivamente en los tejidos parenquimatosos).

El producto de la velocidad del sonido en un tejido biológico por la densidad del propio tejido define la impedancia acústica. Esta expresa la entidad de las fuerzas que en aquel tipo de tejido se oponen a la transmisión de la onda sonora. Si exceptuamos el pulmón y el hueso, las diferencias de impedancia entre los diferentes tejidos biológicos en realidad son muy pequeñas.

La intensidad de un haz de ultrasonidos es la cantidad de energía por unidad de superficie (mW/cm²). En ecografía se utilizan intensidades inferiores a 100 mW/cm².

2.2 ULTRASONIDO EN LOS TEJIDOS

2.2.1 ECOS

Son sonidos, ondas sonoras, que se reflejan, rebotan, tras chocar contra una superficie o barrera capaz de reflejarlos.

Cuando un haz de ultrasonidos incide en la interfaz entre dos tejidos con diferente impedancia acústica, parte de la energía se refleja y da lugar a un eco ultrasonoro, mientras la parte restante continúa penetrando en el tejido. La impedancia acústica es la resistencia que un medio opone al paso de los ultrasonidos y se expresa como el producto de la densidad del medio por la velocidad a la que el ultrasonido lo atraviesa, su unidad de medida es el rayl. El valor promedio de la impedancia en tejido blando es 1,63 MRayl.

$$Z = \rho \cdot v \quad (2.4)$$

Dónde: Z: impedancia acústica
 ρ : densidad del medio
 v: velocidad de propagación

La impedancia acústica causa que la onda sea atenuada mientras ésta penetra a mayor profundidad en el medio. Si la velocidad de la onda es directamente proporcional a la frecuencia de la onda, ondas de mayor frecuencia tendrán mayor atenuación y por tanto no penetrarán lejos dentro de un medio como las ondas de menor frecuencia.

De menos a más la impedancia acústica del cuerpo es: aire, agua, músculo y hueso.

2.2.2 REFLEXIÓN Y REFRACCIÓN

Cuando un haz de ultrasonidos llega a una interfase reflectante una parte del haz se refleja en forma de ecos (ultrasonidos reflejados) y la otra parte continúa hacia la siguiente interfase, este fenómeno se denomina reflexión.

Cuanto mayor sea la diferencia de impedancia acústica entre los dos medios que separa la interfase, mayor será la entidad de la reflexión. El principal parámetro de este fenómeno es la amplitud de la onda acústica reflejada y su relación con la amplitud de la onda incidente.

La fracción del haz incidente que se refleja se denomina coeficiente de reflexión, mientras que para la fracción transmitida se utiliza el coeficiente de transmisión. La suma de ambos debe ser 1.

$$R = \frac{I_{\text{reflejada}}}{I_{\text{incidente}}} = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad (2.5)$$

Dónde: R: coeficiente de reflexión

Z1: impedancia del primer medio

Z2: impedancia del segundo medio

El tipo de superficie sobre el que incide el haz de ultrasonidos condiciona la forma en que estos se reflejan. Las superficies lisas reflejan muy bien los ultrasonidos. Actúan como un espejo, de ahí el término reflexión especular. Las superficies irregulares o rugosas dan lugar a gran cantidad de ecos de baja amplitud que se dispersan en múltiples direcciones, de ahí el término difusión.

Existen diferentes modalidades de reflexión, dependientes del ángulo de incidencia del haz de ultrasonidos y de las características de la interfaz:

- *Incidencia perpendicular del haz en interfaz lisa y extendida (reflexión especular).*

En este caso la interfaz es mucho mayor que la longitud de onda: de esta originará un eco que debido a la dirección perpendicular del haz incidente, retornará por completo hacia la sonda.

- *Incidencia no perpendicular del haz sobre interfaz lisa y extendida.*

En tal caso el haz de ultrasonidos reflejado no viaja en la dirección de la fuente sino en dirección opuesta al haz incidente, con un ángulo de divergencia análogo al de incidencia. Puede suceder que el eco reflejado alcance la sonda sólo en parte o que no la alcance en lo absoluto.

La intensidad de los haces reflejados y transmitidos está regido por la siguiente expresión:

$$\text{coeficiente de reflexión} = \frac{I_{\text{reflejada}}}{I_{\text{incidente}}} = \left[\frac{z_2 / \cos \theta_t - z_1 / \cos \theta_i}{z_2 / \cos \theta_t + z_1 / \cos \theta_i} \right]^2 \quad (2.6)$$

Dónde: θ_t : ángulo transmitido

θ_i : ángulo incidente

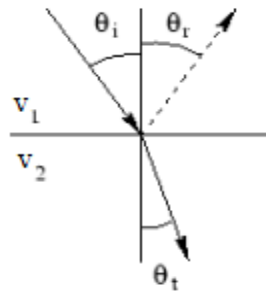


Figura 2.1.- Incidencia Oblicua

Cuando una onda ingresa a otro medio en una interfaz, ésta es refractada a un ángulo el cual es una función de la velocidad de la onda en los medios, como se muestra en la figura 5. Esto es expresado por la ecuación:

$$\sin(\theta_r) = \left(\frac{v_2}{v_1} \right) \sin(\theta_i) \quad (2.7)$$

Dónde: θ_r : ángulo de refracción

θ_i : ángulo de incidencia

v_1 : velocidad de la onda en el primer medio

v_2 : velocidad de la onda en el segundo medio

Si la velocidad de las ondas es la misma en los dos medio, no habrá refracción a pesar de cualquier diferencia entre las impedancias acústicas de los dos medios.

- *Incidencia sobre interfaz extendida pero irregular.*

En estas superficies tiene escasa relevancia el ángulo de incidencia. Las irregularidades de la interfaz causan la difusión de la energía reflejada en muchas direcciones, aún si el haz incidente sea perpendicular. En este caso adquiere importancia la frecuencia del ultrasonido, a frecuencias más altas, mayor es la difusión.

- *Incidencia sobre interfaz más pequeña que la longitud de onda (US Scattering).*

La energía enviada en la dirección exacta del transductor es muy baja.

El interfaz tejido–hueso produce ecos muy fuertes, pero la penetración de la onda a través del hueso hacia la siguiente interfaz es mínima. Los materiales que comprenden la estructura corporal son muy similares en densidad e impedancia acústica y solamente el 1% de la onda incidente es reflejada en cada interfaz y esta onda reflejada es ligeramente atenuada en el viaje de retorno. Absorción viscosa, esparcimiento, ondas recortadas, irregularidad en la interfaz del tejido y una onda incidente que no es perfectamente normal a la interfaz, son los factores que reducen ligeramente la amplitud de la onda. Es obvio que para poder detectar estas interfaces se requieren dispositivos muy sensitivos.

2.2.3 ABSORCIÓN

Consiste en la pérdida de energía que se produce cuando un haz de ultrasonidos atraviesa un medio, haciendo que las partículas que lo componen comiencen a vibrar; debido al roce entre dichas partículas una parte de la energía se transforma en calor. Es decir la energía mecánica del sonido se transforma en energía térmica. Cuanto mayor es la absorción menor es la penetración de los ultrasonidos en el medio. La frecuencia es relevante en este fenómeno: a menor frecuencia menor absorción y mayor penetración; a mayor frecuencia, mayor absorción y menor penetración.

<i>Frecuencia [MHz]</i>	<i>Longitud de Onda [mm]</i>	<i>Coef.de Atenuación [dB/cm]</i>	<i>Prof. de Imagen [cm]</i>
2,0	0,77	1,0	30
3,5	0,44	1,8	17
5,0	0,31	2,5	12
7,5	0,21	3,8	8
10,0	0,15	5,0	6

Tabla 2.2. Valores más utilizados en el US diagnóstico.

2.2.4 ATENUACIÓN

Es la pérdida de energía que experimenta un haz de ultrasonidos al atravesar un medio como consecuencia de su absorción, reflexión, refracción y/o difusión. La atenuación guarda directa relación con la profundidad y con la frecuencia.

Cuanto mayor es el camino que deben recorrer los ultrasonidos resultará que los ecos originados en zonas más distantes tendrán menor amplitud que los originados en zonas superficiales. Este inconveniente se compensa en los aparatos de ecografía con la ganancia: se puede amplificar la señal de forma selectiva en las zonas más profundas.

Material	α (dB/cm)
Agua	0,0022
Líquido amniótico	0,0053
Albúmina al 4,5%	0,019
Sangre	0,18
Grasa	0,63
Cerebro	0,85
Hígado	0,94
Riñón	1,0
Hueso	20
Pulmón	41

Tabla 2.3 Coeficientes de atenuación de sustancias biológicas a 1Mhz.

2.2.5 INTENSIDAD

Es la cantidad de energía recibida por unidad de superficie. Como unidad de energía se utiliza el Watt (W) y como unidad de superficie el cm²: (W/cm²). Al aumentar la intensidad de una onda sonora aumentan los desplazamientos de las partículas del medio que atraviesa, aumentando por lo tanto el número y tamaño de los ecos que devuelven.

Los ultrasonidos que se emplean en ecografía son de muy baja intensidad (10-50 mW/cm²) para evitar cambios en el medio que atraviesan. En la práctica la intensidad se expresa en decibelios (dB) y mide la diferencia de intensidades entre dos puntos: en el punto de origen y en un punto concreto del medio que atraviesa.

Esta diferencia se expresa en decibeles:

$$I_{1-2} = 10\text{Log} \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (2.8)$$

Dónde: I_{1-2} : intensidad entre dos puntos

I_1 : intensidad en punto de origen

I_2 : intensidad en punto en medio atravesado

Si decimos que la intensidad en un determinado punto es de -40 dB estamos diciendo que en ese punto la intensidad es 40 dB menor que en el punto de partida.

2.3 RESOLUCIÓN

Acorde a su definición, resolución se refiere a la distinción o separación mayor o menor que puede apreciarse entre dos sucesos u objetos próximos en el espacio o en el tiempo.

En la ecografía la podemos definir como que es la habilidad de distinguir las diferentes partículas que reflejan el ultrasonido. La resolución se refiere a la calidad de la imagen que podemos obtener en nitidez y detalle.

2.3.1 RESOLUCIÓN AXIAL

Cuando es capaz de diferenciar dos puntos o interfases muy próximas en la dirección del haz de ultrasonidos. La resolución axial está inversamente relacionada con la longitud de onda, ya que si la distancia entre los dos puntos problema es menor que la longitud de onda, el equipo de ecografía no tendrá capacidad para identificarlos por separado y los mostrará como un único eco.

<i>Frecuencia [MHz]</i>	<i>Prof. de Imagen [cm]</i>	<i>Resolución Axial [mm]</i>
2,0	30	0,77
3,5	17	0,44
5,0	12	0,31
7,5	8	0,21
10,0	6	0,15

Tabla 2.4.- Valores de referencia de frecuencia, profundidad y resolución axial

2.3.2 RESOLUCIÓN LATERAL

Cuando es capaz de diferenciar dos puntos o interfases muy próximas situados en un eje perpendicular a la dirección del haz ultrasónico. A menor longitud de onda mayor resolución axial. A mayor longitud de onda menor resolución axial.

2.3.3 RESOLUCIÓN DINÁMICA

Capacidad de un ecógrafo para la reproducción del movimiento de algunas estructuras y del movimiento de barrido del transductor. Está en relación con el número de imágenes por segundo.

2.4 ULTRASONIDO PULSADO

En la mayoría de las aplicaciones médicas se utiliza el ultrasonido en forma pulsada. En un pulso existen unos pocos ciclos de ultrasonido. Cada pulso es producido por la aplicación de impulsos eléctricos sobre el transductor. En este caso, además de los términos descritos anteriormente, aparecen los siguientes:

- Frecuencia de repetición de pulso (PRF): Es el número de pulsos que ocurren por unidad de tiempo, cuya unidad de medida es el Hz.
- Periodo de repetición del pulso: Es el tiempo desde el comienzo de un pulso hasta el comienzo del siguiente pulso. Es la inversa de PRF.
- Duración del pulso: Es el tiempo que dura el pulso. Normalmente tiene una duración de 3 ciclos en ecografía y 5-20 ciclos en ecodoppler. Como habitualmente se mide en ciclos, si se aumenta la frecuencia de emisión, disminuye el pulso de ultrasonido.
- Factor de Uso (Duty Factor): Es la relación entre la duración del pulso y el periodo de repetición del pulso.
- Longitud Espacial del Pulso: Es la distancia en el espacio que ocupa el pulso. Este se incrementa con la longitud de onda y con el número de ciclos por pulso.

La velocidad de propagación no varía respecto a la onda continua. Sin embargo, el contenido de frecuencias es diferente. En la onda continua existe una sola frecuencia y en la onda pulsátil existen otras componentes de frecuencia, además de la frecuencia de operación. Mientras menor sea la duración del pulso mayor es el ancho de banda [9].

3. ELECTRÓNICA DEL ECÓGRAFO

3.1 DIAGRAMA GENERAL DEL ECÓGRAFO.

La ecografía es una técnica diagnóstica que recoge los ultrasonidos que emite la sonda, los cuales atraviesan hasta cierta profundidad, dependiendo de la frecuencia de la sonda, la parte del cuerpo que queremos explorar y aprovecha la diferente velocidad de propagación de los tejidos del cuerpo para transformar las señales que llegan en impulsos eléctricos que se visualizan en la pantalla en diferentes tonos de grises.

Para crear una imagen ultrasónica se requiere un conjunto de componentes, como son el transductor, que determina las características del haz ultrasónico, la electrónica de emisión de señal y recepción de ecos y los subsistemas de procesamiento de señal y visualización (Fig.3.1).

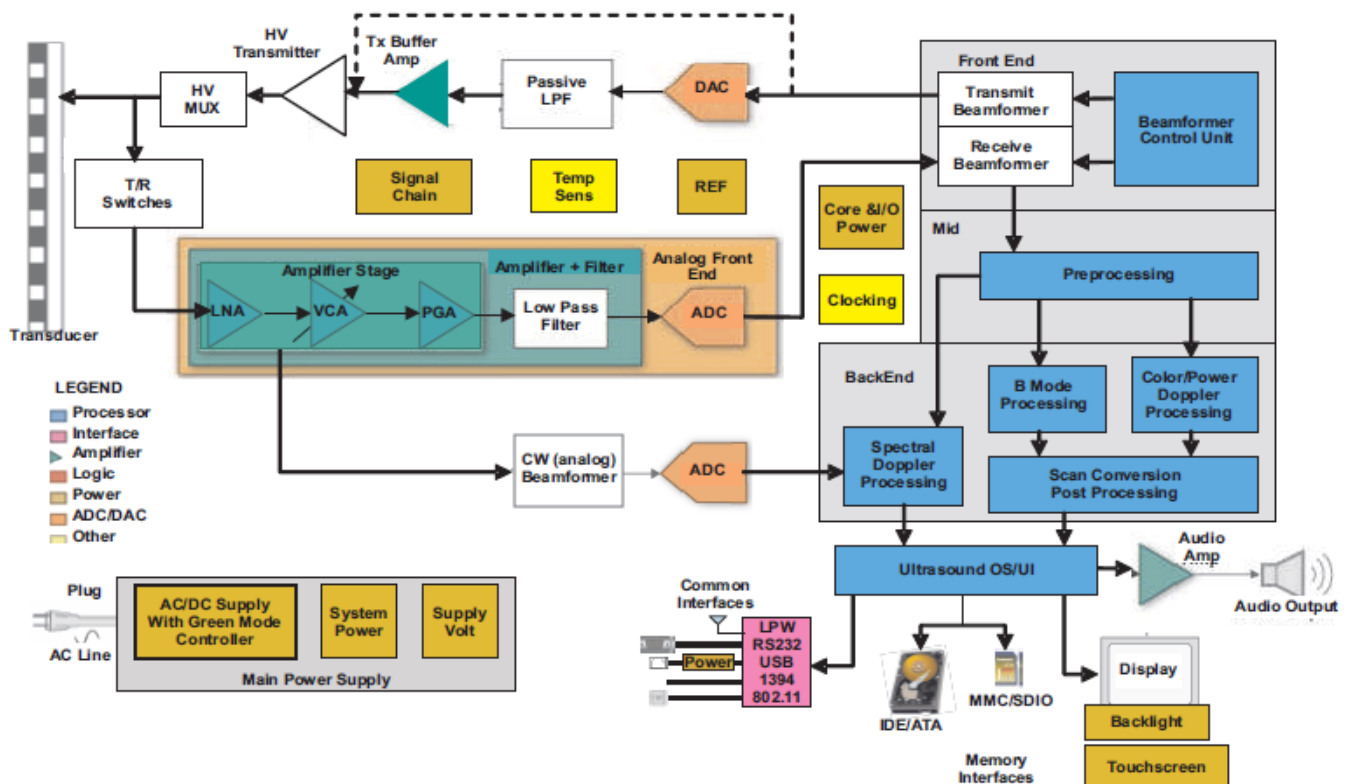


Fig. 3.1.- Diagrama de bloques de un ecógrafo

El objetivo de todos estos elementos es producir una imagen de la máxima calidad y, de ser posible, a alta velocidad para permitir la visualización de órganos en movimiento (corazón, feto, etc), acelerar el proceso de inspección o responder instantáneamente a la acción del operador sobre el transductor.

3.2 TRANSDUCTOR ULTRASONICO

El transductor ultrasónico es un elemento que transforma vibraciones eléctricas en mecánicas y viceversa. Los más utilizados se basan en el efecto piezoeléctrico, descubierto inicialmente en materiales naturales (cuarzo, turmalina) por los Curie en 1880. El efecto piezoeléctrico consiste en la aparición de cargas eléctricas en las superficies del material cuando es deformado mediante la aplicación de presión y viceversa, esto es, al aplicar en las caras un potencial eléctrico, el material se deforma. En el primer caso, el transductor convierte ondas de presión en señales eléctricas, comportándose como *receptor* de ultrasonidos. En el segundo, se utiliza para generar o *emitir* ondas de presión a partir de una excitación eléctrica [7].

En el esquema de la figura 3.2 se muestra la estructura física típica de los transductores ultrasónicos empleados para la generación y detección de ondas ultrasónicas de banda ancha, como se necesita en las aplicaciones de visualización. Están constituidos por varios elementos básicos que determinan en gran medida su funcionamiento.

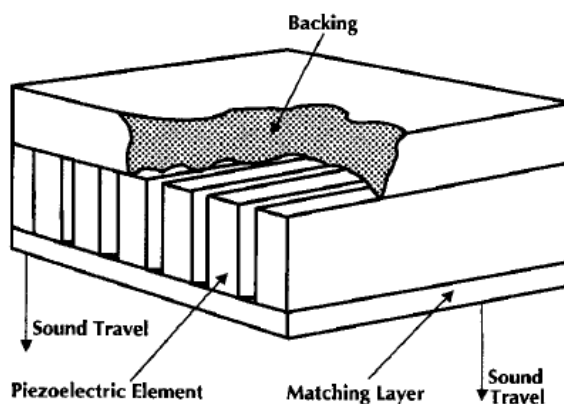


Figura 3.2.- Esquema de la estructura de un transductor piezoeléctrico de banda ancha

Una placa piezoeléctrica genera, a partir de su vibración, las ondas ultrasónicas, siendo por tanto la encargada de realizar la conversión electromecánica; está conectada eléctricamente al exterior mediante contactos soldados a los electrodos metálicos que cubren cada una de sus caras.

Junto a esta lámina activa se encuentran otros elementos pasivos que determinan las características temporales de las respuestas del transductor tanto en la transmisión como en la recepción. Estos elementos son una contramasa (“backing”) y, en algunas ocasiones, una lámina o capa de adaptación de impedancias mecánicas.. La presencia de ambos elementos determina condiciones de frontera mecánica a la vibración “en espesor” (“thickness extensional”) que presenta la placa piezoeléctrica, la cual en principio emite energía mecánica en ambos sentidos.

Como en las aplicaciones prácticas solo se utiliza la emisión de una sola de las caras, la contramasa en la cara trasera de dicha lámina absorbe la energía mecánica emitida en ese sentido, y como consecuencia produce un efecto de ensanchamiento de su banda frecuencial.

La capa de acoplamiento, por su parte, facilita la transmisión de la energía mecánica con determinada eficiencia, desde la cara delantera de la lámina piezoeléctrica hacia el medio o elemento al cual se aplica la misma, y que constituye la carga mecánica del transductor (material bajo estudio, un órgano del cuerpo humano, etc).

Según sea la característica de imagen que se desea obtener, se utilizan distintos tipos de transductores, clasificados por la cantidad y forma de elementos activos que estos tengan.

3.2.1 TRANSDUCTOR CON FORMA DE PISTON

Es el más simple de todos los que hay. Está compuesto por un sólo elemento activo, tiene forma circular y presenta cierta curvatura para enfocar la onda acústica. Este elemento se puede desplazar mecánicamente para obtener una imagen o se puede mantener fijo para obtener una imagen unidimensional. Presenta como mayor ventaja su simplicidad, pero es de difícil enfoque, necesita de equipo mecánico y tiene dificultades para captar la información doppler cuando el transductor está en movimiento. Estos transductores están obsoletos y apenas se utilizan en la actualidad. Sólo se pueden encontrar actualmente en sondas estáticas doppler utilizadas para cardiología [10].

3.2.2 TRANSDUCTOR EN ARRAY CIRCULAR

Está formado por varios anillos piezoeléctricos concéntricos, de nuevo con curvatura para el enfocado, éstos se pueden enfocar de forma eléctrica tanto en transmisión como en recepción, desfasando los pulsos de transmisión por los anillos y mediante tecnologías de conformación de haz en recepción. El array se escanea de forma mecánica para formar la imagen. Es la tecnología que mejor enfoque de elevación proporciona, pero la desventaja sigue siendo la parte mecánica.

3.2.3 TRANSDUCTOR DE ARRAY DE ESTADO SOLIDO

Estamos ante la tecnología más utilizada en la actualidad. En estas sondas se utiliza un número bastante elevado de elementos activos (entre 48 y 256) para transmisión y recepción, ambas señales enfocadas electrónicamente. Hay varios tipos de arrays de estado sólido, cada uno para una aplicación:

- *Array de fase:* Tiene una apertura muy pequeña (del orden de 15 mm), por lo que se utiliza para iluminar un único punto. Estos arrays de fase se utilizan para cardiología, puesto que es necesario tener una apertura pequeña para poder tener acceso entre las costillas. También se utiliza para tener acceso a zonas profundas del abdomen (Fig. 3.3).
- *Array lineal:* Tiene mayores aperturas (40 mm) y mayor cantidad de elementos. se utilizan para formar haces normales a la superficie del transductor. Estos transductores se emplean en gran cantidad de visualizaciones abdominales, periféricas y de zonas pequeñas.
- *Array curvo lineal:* Tiene dispuestos los elementos activos en una superficie convexa dando lugar a un campo de vista más ancho.

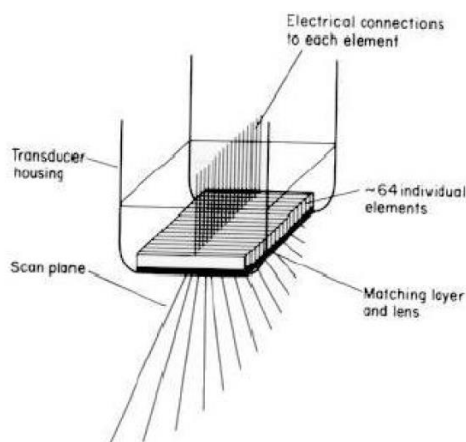


Figura 3.3.- Esquema de un transductor de array de fase

La ventaja de este tipo de arrays es la posibilidad de enfocar de forma electrónica las señales acústicas. Cuando se ha empleado la expresión "conformación del haz" se refiere al enfoque de la señal en recepción, pero también es importante poder enfocar la señal transmitida. Normalmente se enfoca un solo punto en transmisión, mientras que en recepción se realiza un enfoque continuo. Una posible forma de conseguir enfocar la señal transmitida en más de un punto es mediante técnicas de multiplexación temporal o multizona [10].

3.3 CONFORMADOR DEL HAZ

El punto de partida del funcionamiento de un sistema de ultrasonido es la Unidad de Control del Conformador del haz, el cual es el responsable de sincronizar la generación de la onda de sonido y de la medición de la onda reflejada.

3.3.1 INTERFAZ DE TRANSMISIÓN

Un sistema típico de arreglo de fase tiene entre 32 hasta 256 transmisores y receptores. En muchos casos, el sistema tendrá un número menor de transmisores y receptores que el número de elementos transductores disponibles. En estos casos, los interruptores de alta tensión situados en el transductor o en el sistema se utilizan como multiplexores para conectar un elemento transductor específico a un par transmisor / receptor específico (Tx / Rx). De esta manera, el sistema puede cambiar dinámicamente la apertura activa del transductor a través del elemento transductor disponible del array.

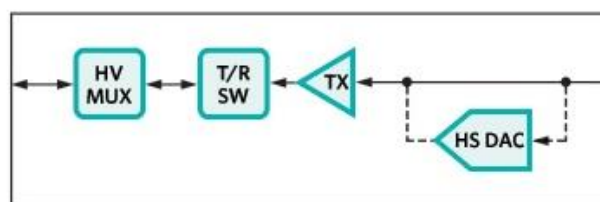


Figura 3.4.- Diagrama de bloques Interfaz transmisora

Los requisitos para estos interruptores son rigurosos. Deben manejar transmitir impulsos con oscilaciones de tensión tan grandes como 200VP-P y con corrientes de pico de hasta 2A. Ellos deben cambiar rápidamente para modificar rápidamente la configuración de la apertura activa y maximizar la velocidad de fotogramas de imagen.

Por último, deben tener un mínimo de inyección de carga para evitar transmisiones falsas y artefactos de imagen asociados.

Un conformador de haces de transmisión digital, normalmente genera las señales de transmisión digitales con el tiempo y la fase adecuada para producir una señal de transmisión enfocada. Sistemas de ultrasonidos de alto rendimiento generan formas de onda de transmisión complejas utilizando un generador de forma de onda arbitrario para optimizar la calidad de imagen. En estos casos, el conformador de haz de transmisión genera una palabra digital de 8 bits a 10 bits a una velocidad de aproximadamente 40 MHz para producir la forma de onda de transmisión requerida. Convertidores digital-análogos (DAC) se utilizan para traducir la forma de onda digital en una señal analógica, que luego es amplificada por un amplificador de alta tensión lineal para conducir los elementos transductores. Esta técnica de transmisión se reserva generalmente para sistemas más caros y menos portátiles, ya que puede ser muy grande y costoso. Como resultado, la mayoría de los sistemas de ultrasonido no utilizan esta técnica de transmisión-formador de haces, si no que utilizan pulsadores de alta tensión multinivel para generar las señales de transmisión necesarias.

En esta implementación alternativa altamente integrada, pulsadores de alta tensión, cambian rápidamente el elemento transductor con adecuadas fuentes de poder de alta tensión programables, para generar la forma de onda transmitida. Para generar una sencilla forma de onda de transmisión bipolar, un transmisor de pulsos conecta alternadamente el elemento a un transmisor de tensión de alimentación positiva y negativa controlada por el conformador de haz digital. Realizaciones más complejas permiten conexiones a múltiples fuentes y tierra con el fin de generar formas de onda de varios niveles más complejos con mejores características.

Los requisitos de velocidad y simetría de giro para pulsadores de alta tensión se han incrementado en los últimos años debido a la popularidad del segundo armónico de imágenes. La formación de imágenes de segunda armónica aprovecha las propiedades acústicas no lineales del cuerpo humano. Estas no linealidades tienden a traspasar energía acústica de la f_0 a la energía de la $2f_0$. La recepción de estas señales de segunda armónica producen, por una variedad de razones, una mejor calidad de imagen y ahora es ampliamente utilizado [14].

Hay dos métodos básicos utilizados para implementar formación de imágenes de segunda armónica. En un método llamado formación de imágenes de armónicos estándar, el segundo

armónico de la señal de transmisión se suprime tanto como sea posible. Como resultado, la segunda-armónica recibida deriva únicamente del comportamiento no lineal del cuerpo.

Este modo de operación requiere que la energía de transmisión contenida en la segunda armónica sea al menos 50 dB por debajo de la fundamental. Para lograr esto, el ciclo de trabajo del impulso de transmisión debe ser inferior a $\pm 0,2\%$ del 50% de un ciclo de trabajo. El otro método, llamado inversión de pulso, utiliza pulsos de transmisión invertidos para generar dos señales de recepción de fase invertida a lo largo de la misma línea de imagen. La suma de estas dos señales de fase invertida recibidas recupera señales armónicas generadas por procesos no lineales en el cuerpo. En este método de inversión de pulso, los pulsos de transmisión de fase invertida sumadas se deben cancelar tanto como sea posible. Para ello, los tiempos de subida y la caída de los emisores de impulsos de alta tensión deben coincidir muy de cerca.

3.3.2 INTERFAZ DE RECEPCIÓN

Los receptores de ultrasonido se utilizan para detectar 2D, así como señales Doppler de onda pulsada (PWD) necesarios para imágenes de color de flujo y PWD espectral. Los receptores incluyen un interruptor Tx / Rx; un amplificador de bajo ruido (LNA); un amplificador de ganancia variable (VGA); un filtro anti-alias (AAF); y un convertidor de analógico/digital (ADC).

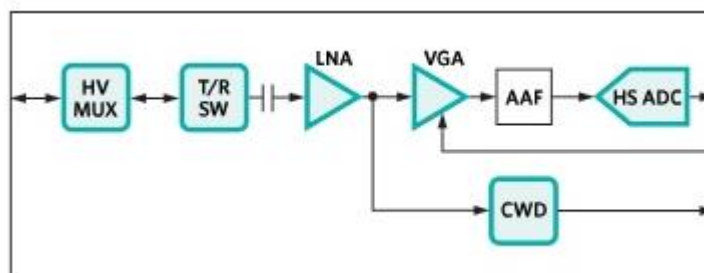


Figura 3.5.- Diagrama en bloque de la interfaz receptora

- **Interruptor Tx/Rx**

Un interruptor de Tx / Rx protege el LNA del impulso de transmisión de alta tensión y aísla la entrada del LNA del transmisor durante el intervalo de transmisión. El interruptor normalmente se implementa mediante una matriz de diodos correctamente sesgados que automáticamente se encienden y apagan cuando se le presenta un impulso de transmisión de alto voltaje.

El interruptor Tx / Rx debe tener tiempos de recuperación rápidos para asegurarse de que el receptor está encendido inmediatamente después de un impulso de transmisión. Estos tiempos de recuperación rápidos son críticos para la formación de imágenes a poca profundidad y para proporcionar una baja impedancia en asegurar que la sensibilidad de ruido del receptor se mantiene.

- **Amplificador de bajo ruido (LNA)**

El LNA en el receptor debe tener un excelente rendimiento al ruido y suficiente ganancia. En un receptor bien diseñado el LNA determinará generalmente el rendimiento al ruido de todo el receptor. El elemento transductor está conectado a la LNA a través de un cable transductor coaxial relativamente largo terminado con una impedancia relativamente baja en la entrada del LNA. Sin terminación adecuada la capacidad del cable, combinado con la impedancia de la fuente del elemento transductor, puede limitar significativamente el ancho de banda de la señal recibida desde el transductor de banda ancha. La terminación del cable del transductor en una baja impedancia reduce este efecto de filtrado y mejora significativamente la calidad de la imagen. Desafortunadamente, esta terminación también reduce el nivel de señal en la entrada a la LNA y, por lo tanto, tiende a reducir la sensibilidad del receptor.

En consecuencia, es importante para el LNA tener una capacidad de terminación de entrada activa para proporcionar la baja impedancia de entrada y el excelente rendimiento de ruido requerido en estas condiciones.

- **Amplificador de ganancia variable (VGA)**

El VGA, a veces llamado un amplificador de control de ganancia de tiempo (TGC), proporciona un receptor con suficiente rango dinámico durante el ciclo completo de recepción.

Las señales de ultrasonidos se propagan en el cuerpo en aproximadamente 1.540 metros por segundo y se atenúan a una velocidad de aproximadamente 1.4dB / cm-MHz ida y vuelta. Inmediatamente después de un impulso de transmisión acústica, la señal "eco" recibida en la entrada del LNA puede ser tan grande como 0.5V P-P. Esta señal decae rápidamente al suelo de ruido térmico del elemento transductor. El rango dinámico necesario para recibir esta señal es de aproximadamente 100 dB a 110 dB, y se encuentra fuera del rango de un ADC realista. Como resultado, un VGA se utiliza para mapear esta señal en el ADC. Un VGA con aproximadamente

30 dB a 40 dB de ganancia es necesario para mapear la señal recibida en un típico ADC de 12 bits utilizado en esta aplicación. La ganancia se eleva progresivamente como una función del tiempo (es decir, "control de ganancia de tiempo") para llevar a cabo esta asignación de rango dinámico.

El rango dinámico instantáneo de un receptor de ultrasonido también es muy importante; afecta a la calidad de imagen 2D y la capacidad del sistema para detectar desplazamientos Doppler y por lo tanto la sangre o tejido de movimiento. Esto es especialmente cierto en la segunda armónica de imágenes donde las señales de segunda armónica de interés pueden ser significativamente menor que las señales de transmisión de la fundamental. También es el caso en los modos Doppler donde las señales Doppler pequeñas pueden estar situadas dentro de 1 kHz o menos de las grandes señales desde las paredes de los vasos o del tejido. Como resultado, tanto la banda ancha y la relación señal a ruido (SNR, por sus siglas en inglés) cerca de portadora, es de interés primordial, y está, a menudo, limitada por esta etapa del receptor [14].

- **Filtro anti-alias (AAF) y ADC**

El AAF en la cadena de recepción mantiene alejado al ruido de alta frecuencia y señales extrañas que están más allá de los máximos normales de las frecuencias de la imagen de convertirse en un alias de regreso a la banda base por el ADC. Muchas veces se proporciona en el diseño un AAF ajustable. Para evitar las señales alias y para preservar la respuesta de dominio de tiempo de la señal, el filtro en sí necesita atenuar las señales que están fuera de la primera zona de Nyquist. Por esta razón se utilizan filtros Butterworth o filtros de Bessel de orden superior.

El ADC usado en esta solicitud es típicamente un dispositivo de 12 bits que va desde 40Msps a 60 Msps. Este convertidor ofrece la gama dinámica instantánea necesarios a nivel de costes y de energía aceptables. En un receptor diseñado correctamente, este ADC debe limitar la SNR instantánea del receptor. Como se mencionó anteriormente, sin embargo, las limitaciones de los pobres rendimientos de los VGAs muchas veces limitan el rendimiento de SNR del receptor.

3.4 PROCESAMIENTO MEDIO

El término de procesamiento medio no tiene ninguna definición común. La delimitación exacta entre el procesamiento medio y el procesamiento de fondo es difícil de hacer. Para esta discusión, el procesamiento de gama media se define como cualquier procesamiento de señal que se

produce sólo en una única línea de exploración de los datos del conformador de RF a la vez. Todo tratamiento 2D es considerado como el procesamiento de fondo.

Hay algunas funciones esenciales de procesamiento de señales que cada uno de los sistemas de ultrasonidos convencionales realizan. Estos incluyen el filtrado, detección y registro de compresión.

3.4.1 *FILTRADO*

Esto es típicamente filtrado de pasa-banda para reducir el ruido exterior de las frecuencias de interés. Otra función del filtro de paso-banda es seleccionar si la imagen se realiza sobre la frecuencia fundamental (imagen convencional) o la segunda armónica (imagen armónica). La selección puede hacerse por el operador o automáticamente en función de la profundidad de las mediciones. Las señales fundamentales tienen mejor penetración y se seleccionan cuando la imagen se hace más profunda en el cuerpo. Sin embargo, la imagen armónica tiene una mejor resolución debido a una mayor frecuencia de operación y mejores propiedades distintivas del tejido [12].

3.4.2 *DETECCIÓN*

Las imágenes por ultrasonido se realizan normalmente con señales que no tiene una relación de fase constante sobre la envolvente de la señal. El proceso de extracción de dicha envolvente es comúnmente llamada *detección* en la terminología de ultrasonido. La primera etapa de este proceso es obtener una señal compleja utilizando cualquiera de los métodos siguientes.

- Una representación analítica de la señal se crea a través de la transformada de Hilbert. La ventaja de esta operación es que es independiente de la frecuencia real de las frecuencias de operación e independiente del modo de imagen (convencional versus armónico), o de cambios en el centro de las frecuencias en el tiempo (por ejemplo, un fenómeno físico en el tejido que resulta en un cambio de la frecuencia con la profundidad de penetración). Sin embargo, esta operación es más compleja en comparación a la alternativa a continuación.

- Un rotador complejo se utiliza para demodular la señal mediante la rectificación y filtrado pasa-bajo para eliminar los lóbulos laterales. Esta operación es más sencilla y parece ser la elección para la implementación. Sin embargo, la frecuencia central de funcionamiento necesita ser conocida y probablemente se necesitará realizar un seguimiento de sus cambios.

La magnitud de la señal total resultante se utiliza entonces como señal detectada para formación de imágenes. Un filtrado pasa-bajo con interpolación adicional, puede llevarse a cabo en esta señal antes de la presentación de esta para su posterior procesamiento, para llevar la cantidad de datos en línea con propiedades de visualización.

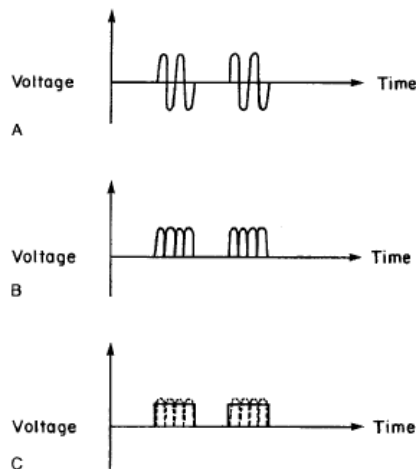


Figura 3.6.- Ilustración del proceso de demodulación

3.4.3 COMPRESIÓN

Es el proceso por el cual se reduce la diferencia entre los ecos de mayor y menor amplitud. Esto se realiza mediante un amplificador logarítmico que amplifica más los ecos débiles sobre los fuertes. La relación entre ambos ecos, tanto en amplitud como en potencia se denomina rango dinámico. El rango dinámico real de la señal recibida depende de los bits del ADC, el amplificador TGC utilizado en el extremo frontal, y la profundidad de penetración.

La gama dinámica máxima del ojo humano es del orden de 30 dB. La señal se comprime para ajustarse al rango dinámico utilizado para la visualización (generalmente 7 u 8 bits). Algunos parámetros en la función de compresión se pueden usar para ajustar el brillo.

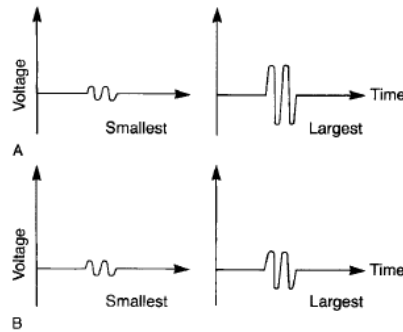


Figura 3.7.- Ilustración del proceso de compresión

3.4.4 COMPENSACION DE TIEMPO-FRECUENCIA

La compensación ecualiza las diferencias en las amplitudes de los ecos recibidos que se produce debido a las diferentes profundidades de penetración. Para lograr este objetivo, se ajustan las amplitudes para compensar la atenuación producida por las diferencias de distancias recorridas. Por lo tanto una vez que se realiza la excitación del cristal, los ecos que arriban primero son menos amplificados que los que llegan más tarde para compensar la atenuación.

La compensación es controlada por el usuario de acuerdo a la frecuencia de operación y al tipo de estructura anatómica estudiada. Este control se realiza mediante un conjunto de potenciómetros lineales ubicados a un lado del equipo.

3.4.5 COMPOSICIÓN DE FRECUENCIA

Este proceso reduce las variaciones de intensidad inherentes a las imágenes de ultrasonido. La idea es dividir la señal antes de la detección en frecuencias que se superponen a través de múltiples filtros pasa-banda. La salida de cada uno de los filtros es después *detectada* y *comprimida* de forma individual, como se mencionó anteriormente [12]. Por último, se ponderan y se suma (Fig.3.8).

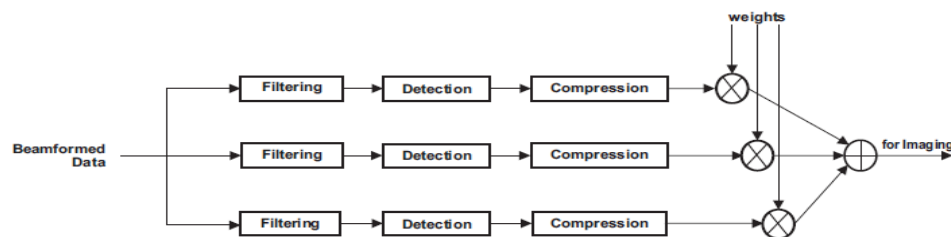


Figura 3.8.-. Composición de Frecuencia

3.5 FORMACIÓN DE LA IMAGEN

Para formar las mejores imágenes de ultrasonido de calidad, a menudo es necesario hacer una amplia variedad de operaciones antes de mostrar la información para la observación humana. El procesamiento exacto y su orden dependen de la configuración general del sistema y el procesamiento que se ha producido en otras partes del sistema. En esta sección se ofrece una breve descripción de las diversas operaciones que se realizan antes de una imagen se considera listo para su visualización.

3.5.1 CONVERTIDOR DIGITAL DE BARRIDO

Luego que la señal de salida pasa por el conversor A/D, esta es transformada en información digital que es almacenada en una memoria temporal (Buffer) de tipo FIFO (First Input, First Output). Cada línea de barrido se mantiene en esta memoria antes de ser procesada por el *Convertidor Digital de Barrido*.

El convertidor digital de barrido se encarga de adaptar cada línea de barrido para poder obtener una presentación en pantalla según la geometría de barrido definida por el transductor y el conformador del haz. De esta forma, el convertidor transforma la información de los ecos obtenida a la salida del conversor A/D en coordenadas que representen adecuadamente la ubicación de cada eco.

El problema básico de la conversión de barrido es interpolar los datos en bruto a datos para visualización. Los datos pueden estar en coordenadas cartesianas (para sondas lineales) o en coordenadas polares (para sondas curvilíneas o de array de fase). Se necesita una transformación de coordenadas para interpolar los datos con precisión, en función de la resolución de la pantalla.

Comúnmente, el algoritmo calcula los puntos interpolados en base a sus puntos más próximos. La interpolación bilineal es la técnica más utilizada para la conversión de barrido. Los sistemas típicos usan interpolación lineal en base a cuatro puntos más cercanos (interpolación 2 X 2). Algunos sistemas de gama alta pueden utilizar la interpolación basado en 16 puntos más cercanos (interpolación 4 X 4).

La figura 3.9 muestra un ejemplo de conversión de la exploración de polar a coordenadas cartesianas típico de sistemas de ultrasonido.

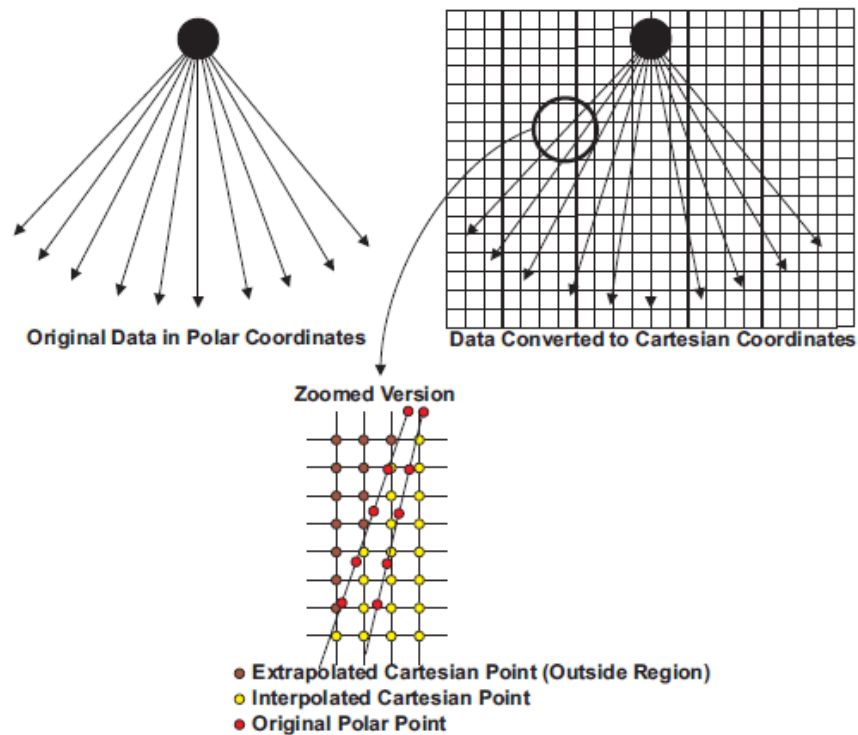


Figura 3.9.- Conversión digital de barrido

3.5.2 REDUCCION DEL SPECKLE

El speckles o “moteado” es un efecto producido por tres tipos de dispersión: especular, de difusión y de difracción. Este efecto no es estrictamente un proceso aleatorio, en el sentido de que el mismo objeto cuando escaneado bajo las mismas condiciones, creará exactamente las mismas motas. Por lo tanto, el procesamiento necesario para el speckles es diferente de aquellas debidas a ruido aleatorio como efectos térmicos. Procesamientos más específicos son generalmente diseñado para reducir el efecto de moteado, las principales técnicas de reducción de speckle se describen brevemente aquí.

- **Composición angular**

La idea de este método multi-imagen es la combinación de vistas del mismo objeto desde diferentes ángulos, cada uno con representaciones correlacionada del speckle.

Funciona mediante la adopción de múltiples vistas del objeto, compensándolas por la traslación/rotación (implica multiplicar con una matriz 2D) y luego obtener su combinación ponderada para crear la imagen compuesta.

La figura 3.10 ilustra el uso de la composición angular, también conocida como composición espacial. La imagen se adquiere en diferentes ángulos (ilustrado como $+20^\circ$, 0° y -20°). La imagen final es entonces promediada usando alguna función de ponderación. La composición angular también sirve para agudizar los bordes. Los bordes en imágenes de ultrasonido son nítidos cuando son perpendiculares a la línea de exploración y se convierten en algo borrosos cuando la línea de exploración es paralela al borde (debido a la menor reflexión); por lo tanto, las imágenes en múltiples ángulos permiten una mejor visualización de los bordes.

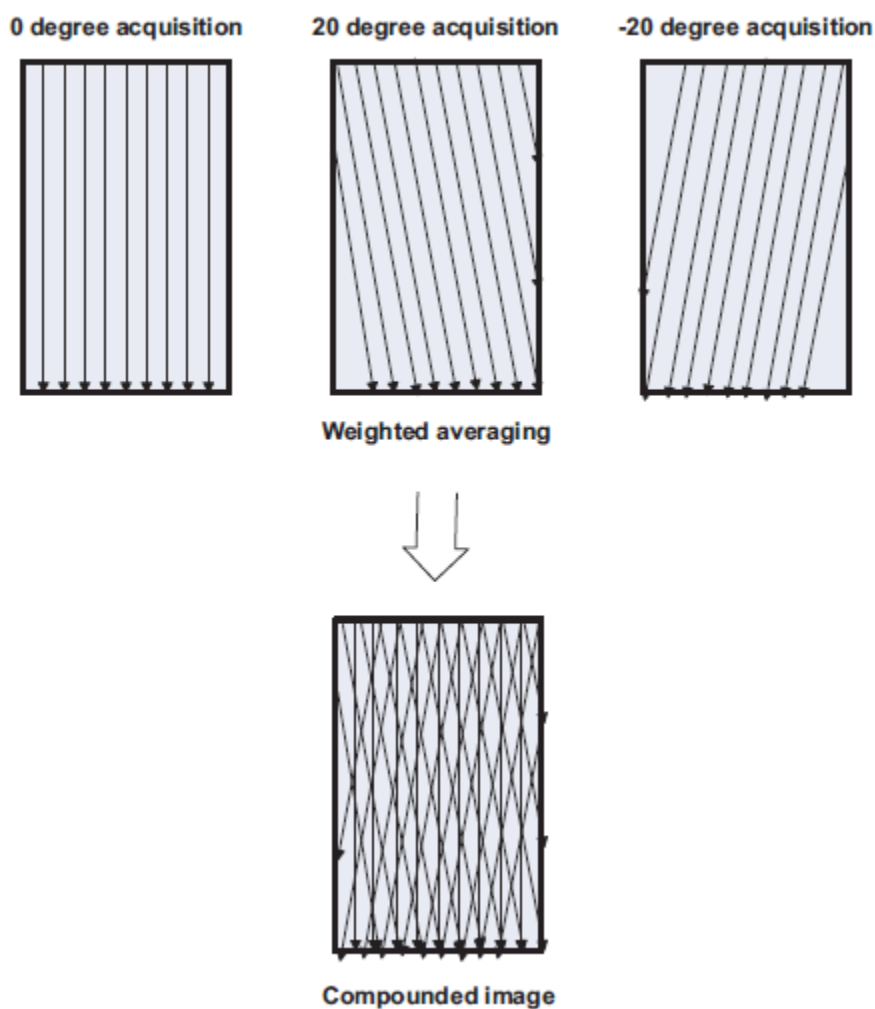


Figura 3.10.- Composición angular

- **Descomposición multi-escala con umbral suave**

Esta descomposición permite el análisis multi-escala de una imagen. Una descomposición típica proporciona una división de frecuencia jerárquica de la señal. Después de cada filtración, un muestreo descendente puede llevarse a cabo para mantener la tasa de Nyquist en cada escala. Por lo general se determina entre la calidad de la imagen reconstruida y los requerimientos de procesamiento si el muestreo en cada etapa se lleva a cabo o no.

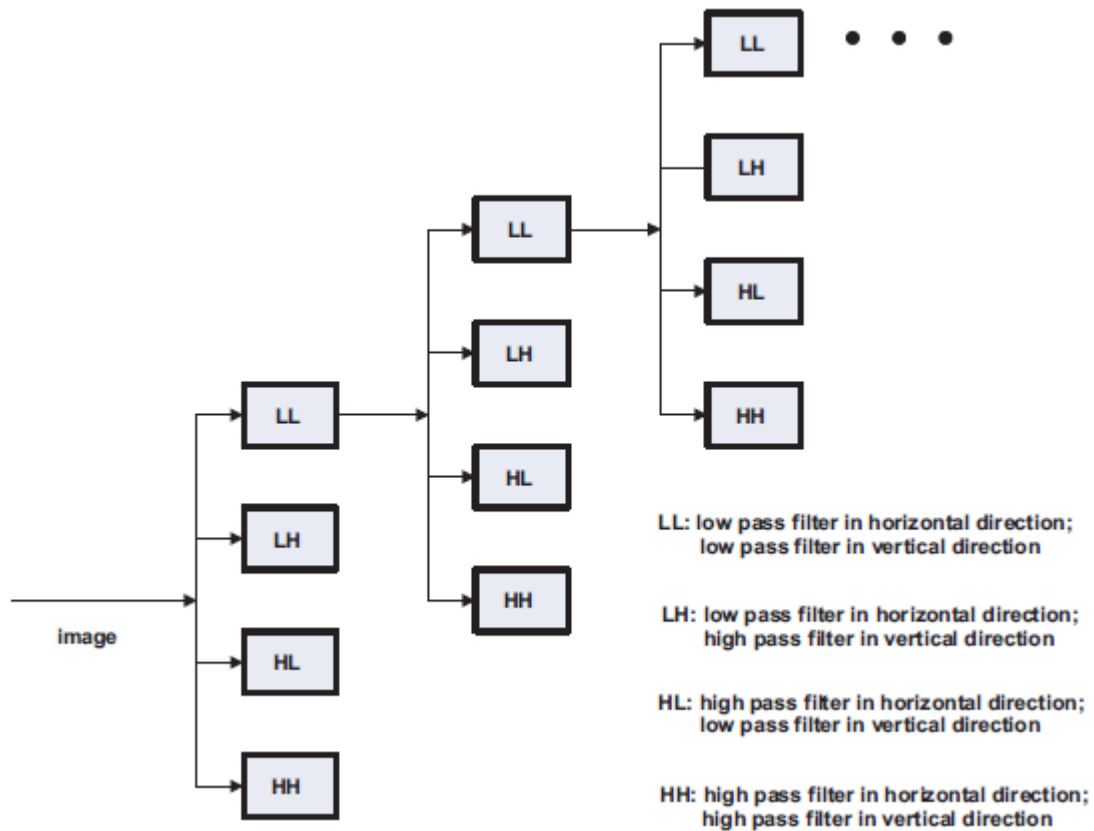


Figura 3.11.- Descomposición multi-escala

Una vez obtenidas las representaciones de imágenes a diferentes escalas, los coeficientes transformados pueden ser analizados y diferentes estrategias de umbralización suave se pueden aplicar, dependiendo tanto de las estadísticas de la señal local en cada escala y la escala en sí. Escalas inferiores conservan los componentes de baja frecuencia y más suavizado puede ser aplicado. Las escalas más altas preservan los bordes y suavizado direccional se pueden aplicar allí. El proceso global con umbralización suave multi-escala se representa en la figura 3.12.

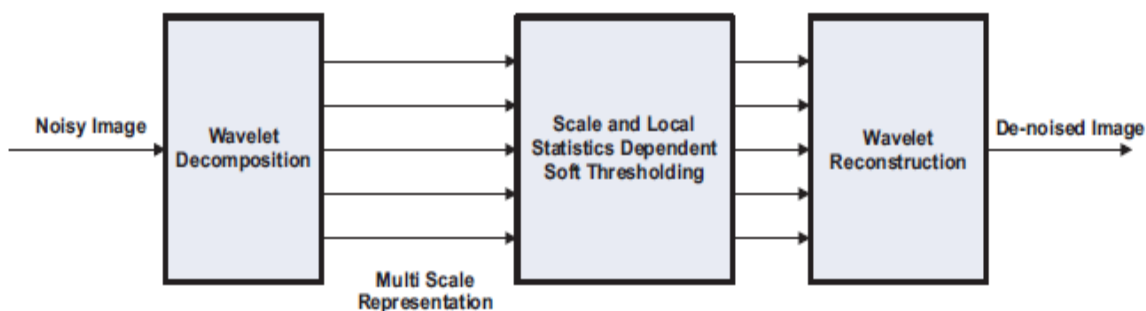


Figura 3.12. Descomposición con umbralización suave

3.6 MEMORIA DE LA IMAGEN

El almacenamiento en memoria de cada imagen obtenida por el barrido del haz permite visualizar las misma en un monitor en forma secuencial y en tiempo real. Una determinada imagen se puede mantener en el monitor (freeze o congelamiento de cuadro). Algunos instrumentos tienen capacidad de memoria suficiente para almacenar varios cuadros o imágenes. Estas imágenes luego se pueden visualizar en forma secuencial lo que se denomina cine o cine-loop.

Para una matriz de 512x512 en la cual se representan estructuras con profundidades hasta 20 cms, cada pixel representa 0,4 mm. Si la profundidad fuera 10 cm, sería 0,2 mm por pixel. Estos valores representan la resolución espacial de la memoria. Si bien se puede elegir representaciones pequeñas de cada pixel, la resolución espacial está limitada por la longitud espacial del pulso y por el ancho del haz de US.

La cantidad de bits de cada elemento de memoria está relacionada directamente con la resolución de contraste, que es la capacidad visual de observar pequeñas diferencias de amplitud entre ecos de tejidos adyacentes. En la tabla 3.1, se puede ver la diferencia porcentual entre cada nivel de gris de acuerdo al rango dinámico deseado y al números de bits utilizados. Mientras menor sea el rango dinámico y mayor el número de bits, mejor será la resolución de contraste.

<i>Bits por pixel</i>	<i>Decibeles por nivel</i>	<i>Diferencia porcentual</i>
4	3.8	140
5	1.9	55
6	0.9	23
7	0.5	12
8	0.2	5

Tabla 3.1.- Resolución de contraste vs. Cantidad de bits

3.7 VISUALIZACIÓN

Luego de que la señal eléctrica ha sido convertida en un arreglo de cantidades binarias, las cuales han sido procesadas y almacenadas, ya se pueden representar como una imagen digital.

La imagen digital corresponde a un arreglo de dos dimensiones (2D) que se podría denotar como $f(x, y)$ en donde cada punto se denomina pixel y tiene asociadas las coordenadas espaciales definidas por x e y . La imagen tiene un tamaño de $N \times M$ pixeles en donde N corresponde al ancho de la imagen y M corresponde al largo de la imagen. Cada pixel corresponde a un valor de intensidad representativa de la información visual o emisión que se ha adquirido. Tal valor binario requiere un determinado número de bits para representar la información y lo más usual es 8 bits que corresponde a un byte o bien, 16 bits o 32 bits que corresponden a 2 bytes y 4 bytes respectivamente. Las imágenes tri-dimensionales (3D) se denotan como $f(x, y, z)$ en donde cada punto se denomina voxel y tiene asociadas tres coordenadas espaciales definidas por x , y y z . En este caso el tamaño total sería $N \times M \times P$ voxels y es equivalente a manejar P imágenes bidimensionales cada una de tamaño $N \times M$ pixeles. Una vez adquirida la imagen se puede procesar y/o almacenar en disco duro, cintas magnéticas, discos compactos (CD), etc.

Cada pixel se puede graduar con 64, 128 o 256 tonos de gris, comprendidos entre el blanco de los ecos más fuertes y el negro que equivale a la ausencia de ecos. El número de los tonos de gris varía en relación con el número de bits a disposición del ecógrafo durante la fase de memorización. El resultado es la visualización en escala de los grises de la región anatómica en examen. Una representación de ese proceso se muestra en la figura 3.13.

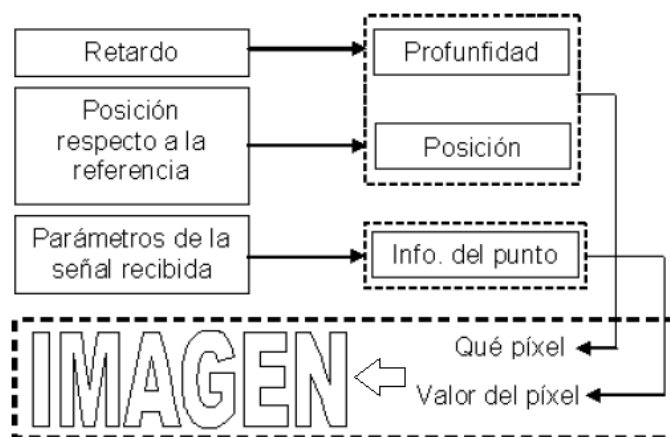


Figura 3.13.- Esquema de la generación de la imagen

En la actualidad se dispone de diversas formas de mostrar la información en la pantalla, y cada uno tiene una aplicación especial o diferente.

3.7.1 MODO A

El Modo A fue el primer método en implementarse. Una vez que se emite el pulso de US y se reciben los ecos, se visualiza la envolvente de los ecos en función del tiempo, tal como se observa en un osciloscopio. Este método es considerado como 1D y se utiliza para medir distancias entre dos objetos dividiendo a la mitad la velocidad del sonido entre los picos del gráfico del Modo A, que representa los dos objetos en cuestión. Este modo ya no se utiliza en sistemas de ultrasonido



Figura 3.14.- Imagen en Modo A

3.7.2 MODO B

La operación del Modo B produce una variación del brillo de cada punto en la imagen en función de la información de cada pixel de memoria obtenida de la amplitud de los diferentes ecos. En este modo, se emiten pulsos continuamente variando la dirección del haz. La sucesión de ecos recibidos por cada pulso (o conjunto de pulsos) emitido en una dirección recibe el nombre de línea de barrido. La memoria se llena con cada línea obtenida al atravesar el tejido en diferentes direcciones produciendo la imagen de un corte de la estructura en estudio (Fig.3.15). El corte corresponde al plano donde se desplaza el haz de US. Cada imagen corresponde a un cuadro. Al representar varios cuadros por segundo se producen imágenes dinámicas o de tiempo real.

Una nueva modalidad en la formación de imágenes en modo B es la *Imagen Armónica*, en ella se muestra la segunda (o posiblemente otras) armónicas de la imagen. Debido a la alta frecuencia habitual de la armónica, estas imágenes tienen una resolución más alta que las imágenes

convencionales. Sin embargo, debido a la pérdida más alta, la profundidad de la imagen es limitada. Algunos sistemas de ultrasonido modernos cambian entre la imagen armónica y la convencional basándose en la profundidad de escaneo. Este sistema impone requisitos de linealidad estrictos sobre los componentes de la cadena de la señal.



Figura 3.15.- Imagen en Modo B, 2D

3.7.3 MODO M

Permite analizar en forma gráfica las superficies que están en movimiento, como el corazón. La sonda permanece fija sobre la piel y se dirige el haz US hacia la estructura móvil. En Modo M, el eje X es un eje de profundidad y el eje Y es un eje temporal que puede usarse, por ejemplo, para medir el tiempo entre dos latidos sucesivos (Fig.3.16).

A partir de una imagen de Modo B, se selecciona una línea de barrido y posteriormente el equipo repite esa línea de barrido en el tiempo. Debido a su alta frecuencia de impulsos (hasta 1000 pulsos por segundo), esto es útil en la evaluación de las tasas y de movimiento y todavía se utiliza ampliamente en imagen cardíaca y cardíaca fetal.

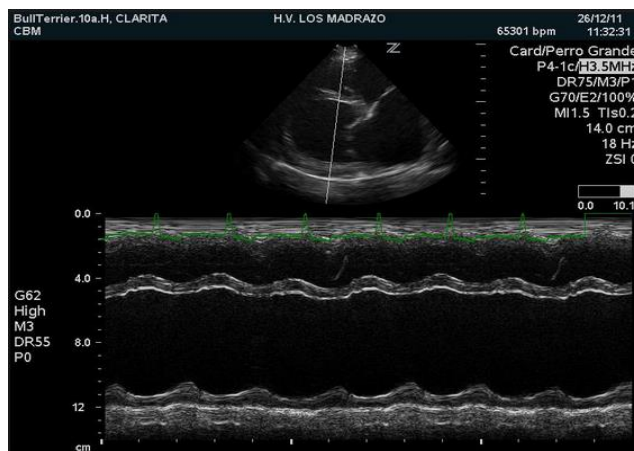


Figura 3.16.- Imagen Modo M del ventrículo izquierdo

3.7.4 ECOGRAFÍA DOPPLER

El efecto doppler fue descubierto en 1842 por Christian Johan Doppler y es un efecto de la física ondulatoria que ocurre cuando una fuente en movimiento emite ondas. En esta situación, un observador que esté situado delante de la fuente observará como la frecuencia de las ondas es mayor que la realmente emitida, mientras que un observador situado detrás de la fuente observará una mayor distancia entre los frentes de onda y por lo tanto una menor frecuencia. Alguna vez hemos escuchado el sonido de una sirena de un vehículo; recordaremos cómo va cambiando el sonido a medida que el móvil se nos acerca, y especialmente el cambio del tono, en el momento que acaba de pasarnos. Si hubiésemos viajado en el mismo vehículo no habríamos observado este cambio.

Para generar visualizaciones Doppler se utilizan principalmente las siguientes técnicas.

- **Doppler de Onda Continua (CW)**

Una onda a una determinada frecuencia se transmite y simultáneamente, se recibe el eco en otro transductor diferente del empleado en transmisión, en el caso de emplear un array, se transmite la señal desde una zona de la apertura y se recibe en otra que no esté siendo utilizada para transmisión. La señal recibida se demodula con respecto a la frecuencia de transmisión, se filtra, se calcula su transformada de Fourier y se visualiza en pantalla.

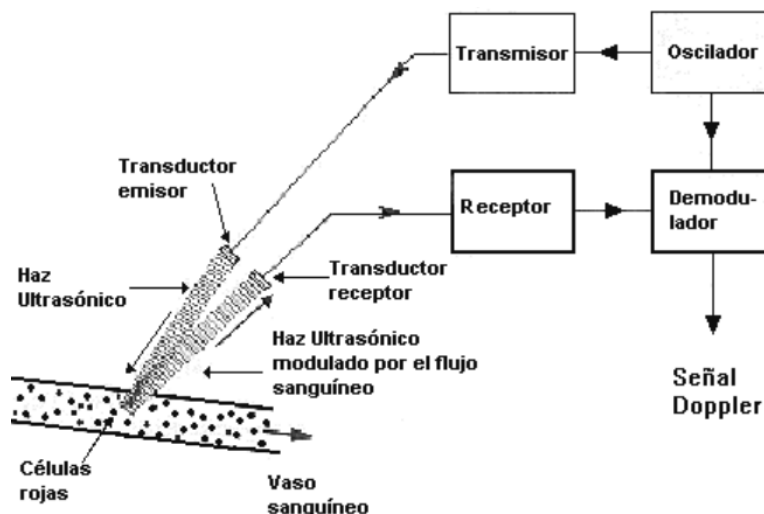


Figura 3.17.- Diagrama en bloque de Doppler Continuo

- **Doppler Pulsado (PW)**

Un cristal único emite un breve pulso y recibe los ecos, permite analizar y registrar los cambios de frecuencia Doppler que ocurren en una profundidad determinada sin sobreponerse a las señales Doppler de otras regiones. Es un proceso parecido al anterior, pero en vez de medir desplazamientos reales de la frecuencia Doppler, lo que estamos viendo en pantalla son los desplazamientos de posición.

- **Doppler Color**

Para Doppler Color, se utiliza Doppler PW para crear una imagen en color que se superpone sobre la imagen en modo B. Un código de color se utiliza para denotar la dirección y magnitud del flujo. El color rojo típicamente denota flujo hacia el transductor y el azul denota flujo lejos de él. Un color más oscuro por lo general denota una magnitud mayor, mientras que un color más claro denota una magnitud menor (Fig.3.18).

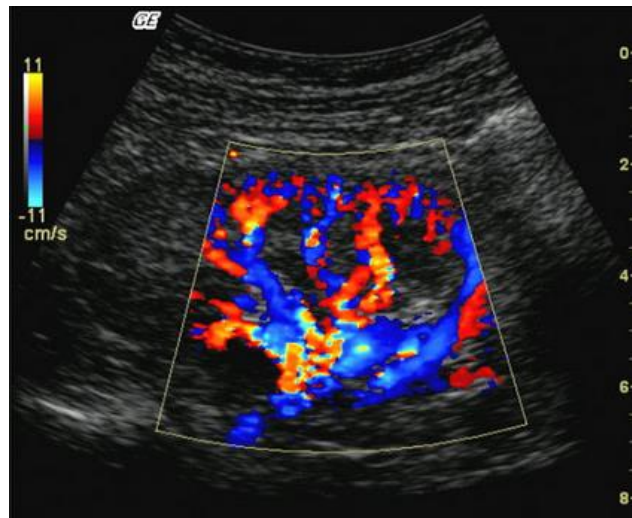


Figura 3.18.- Imagen Doppler Color

- **Doppler de Flujo**

Supongamos que el flujo sanguíneo tiene que pasar a través de una apertura muy inferior al canal por el que circula. En este caso aparecerá una presión que provocará que pase menos caudal pero con más fuerza, será un flujo más turbulento. Esta característica es lo que hace que la varianza de la señal de velocidad recibida aumente, podemos decir, que con el paso turbulento del flujo aumenta la aleatoriedad, y por tanto la varianza.

Estas ecografías son una herramienta muy potente para la detección de estrechamientos en el sistema circulatorio, ya que con sólo medir la varianza de la señal recibida podemos detectar dónde hay un estrechamiento, o por el contrario un aneurisma.

3.7.5 ECOGRAFÍA 3D Y 4D

La ecografía en 3D es factible a partir de las imágenes digitales de equipos con gran capacidad de memoria y transductores de doble dimensión (2D). Los rápidos avances en tecnologías de transductores y la optimización de los programas de procesamiento vectorial de la información recogida permiten la difusión de estos equipos, cada vez más requeridos. Las aplicaciones de ecografía tridimensional se encuentran principalmente en el área ginecológica, por ejemplo el ultrasonido fetal para diagnóstico precoz de algunas malformaciones y anomalías. También se aplican en el diagnóstico de próstata, ojos, arterias, etc.

La adquisición de volumen se realiza por medio de un cursor que permite la translación en la sonda modo B y la captura de, aproximadamente, 1024 escáneres transversales y paralelos. El operador que efectúa la exploración, puede elegir los planos frontal, transversal y longitudinal usando el escaner volumétrico y seleccionarlos dentro del volumen adquirido para conseguir una imagen computarizada en translación y rotación. Una vez que se ha adquirido el volumen es posible examinarlo, simultáneamente, en tres planos ortogonales: frontal, sagital y transversal (rendimiento multiplanar). [10]

En otras palabras, se recoge información bidimensional del volumen mediante la exploración de planos del mismo. Luego esa información se procesa, se ordena y se lleva a cabo la formación de la imagen tridimensional.

En primer lugar se recogen todos los planos obtenidos y se ordenan formando una pila de imágenes bidimensionales. Esta pila contiene información tridimensional ya que cada plano contiene información superficial de los planos de corte, y el conjunto de los planos de corte aporta información sobre la "altura" por llamarlo de alguna manera. Una vez formada la pila de información se procesa para permitir simulaciones de navegación por el volumen, así como corte según el plano deseado.

En la figura 3.19 se puede apreciar este procedimiento.

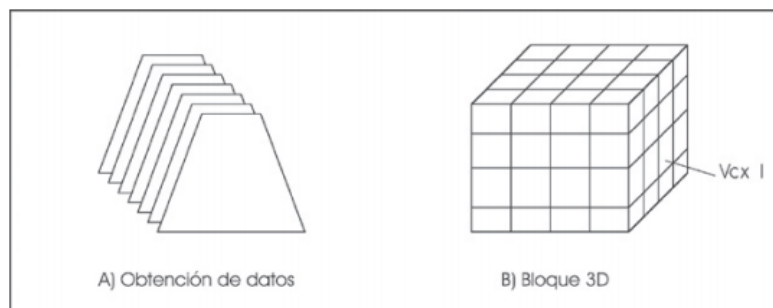


Figura 3.19.- Esquema general de adquisición de datos y reconstrucción tridimensional.

El procesamiento en 3D posee filtros de impedancia acústica que permiten eliminar los ecos que provienen de interfaces o regiones que no interesan ver y esto hace que la imagen obtenida sea mucho más nítida y aproximada a la realidad. También requieren que los datos obtenidos sean postprocesados matemáticamente para lograr la reconstrucción volumétrica de la información plana en dos dimensiones. De acuerdo a esto existen los siguientes modos de visualización.

- **Modo reconstrucción mutiplanar** En el cual se despliegan los tres planos ortogonales bidimensionales en una misma altura del corte. Se puede desplazar a lo largo de cualquiera de los ejes para ubicar un punto determinado dentro de un volumen o “navegar” dentro de él (Fig. 3.20).

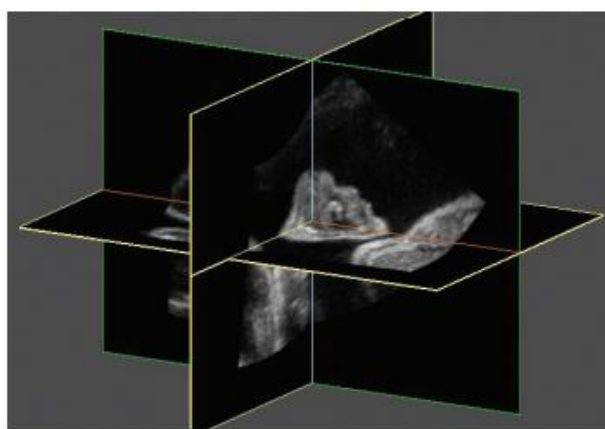


Figura 3.20.- Disposición de planos ortogonales

- **Modo rendimiento de superficie** Se extraen solo los ecos más grises proyectando la imagen tridimensional de la superficie del volumen (Fig. 3.21).



Figura 3.21.- Imagen modo rendimiento de superficie.

- **Modo de transparencia y máxima intensidad.** Mediante este solamente los ecos intensos son extraídos, eliminando los ecos restantes; es también llamado modo de rayos X dado que facilita la visualización de los elementos óseos principalmente.

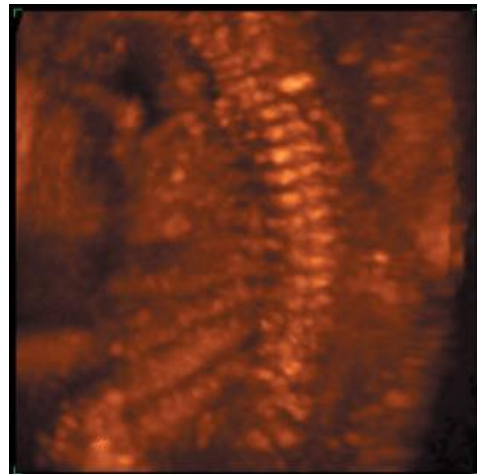


Figura 3.22.- Método de transparencia. Se visualiza columna vertebral fetal.

La ecografía en 4D es realmente una sucesión temporal de ecografías 3D, utilizando algoritmos cada vez más complejos y equipos muy potentes. La mejora de los tiempos de procesamiento ha permitido tomar suficientes muestras y llevar a cabo su respectivo procesamiento como para obtener una imagen de un volumen en movimiento.

4. ELECTRONICA INTEGRADA EN EL ECOGRAFO

En 1940 K. Dussic empezó a utilizar los ultrasonidos para detectar tumores, pero no fue hasta la década de los cincuenta cuando Ian Donald y col. crearon el ecógrafo en la Universidad de Glasgow. Desde allí en adelante se desarrollaron muchos estudios con respecto a las aplicaciones médicas de estos equipos y a medida que estas avanzaban, también lo hacia la tecnología que permitía la implementación de aplicaciones.

Fue Martin H. Wilcox, fundador e ingeniero de “Advanced Diagnostic Research Corporation” (ADR®, una empresa fundada en 1972 en Tempe, Arizona), que diseñó y produjo uno de los primeros modelos disponibles en el mercado de un escáner lineal en tiempo real-array en 1973 y prácticamente estableció el estándar para los diseños posteriores a seguir. La matriz contenía 64 cristales en una fila (3 veces más que en las contrapartes cardíacas anteriores y 3 veces más largas y anchas), fabricados con los mejores materiales disponibles, con las mejores configuraciones acústicas y utilizando técnicas de 'paso a paso' para los cristales. Este fue el primer escáner de array lineal abdominal con 'buena resolución' que había en el mercado comercial. [15]



(a)



(b)

Figura 4.1.- (a) Ecógrafo ADR 2130, (b) Imagen de un feto de 12 semanas obtenida con uno de los primeros prototipos comerciales.

La tecnología actual ha permitido proyectar circuitos electrónicos integrados cada vez más pequeños y microprocesadores en condiciones de efectuar un gran número de operaciones matemáticas en un tiempo muy breve. Para el procesamiento de imágenes, los principales fabricantes utilizan los procesadores de gama alta de Intel® y Motorola®, los cuales han sido utilizados desde el comienzo del desarrollo de los equipos ecográficos. Texas Instruments®, NEC®,

ARM®, Microchip Technology®, Maxim Integrated®, son otras de las empresas que cuentan con divisiones relacionadas con el desarrollo y fabricación de circuitos integrados empleados en equipos médicos. Mientras que entre los principales fabricantes de dichos equipos las marcas que lideran el mercado son las siguientes: Philips®, Siemens®, Toshiba®, General Electric Healthcare®, y Samsung®.

Para cada uno de los procesos de creación de la imagen descritos anteriormente, existen encapsulados que contiene ya sea uno o más componentes de las distintas etapas de procesamiento: transmisores, interfaces análogas completas, pulsadores, procesadores, conversores A/D, etc.

La figura 4.2 muestra una configuración típica de un receptor con arreglo de fase que incluye circuitos integrados diseñados por Maxim Integrated®. (Ver anexos)

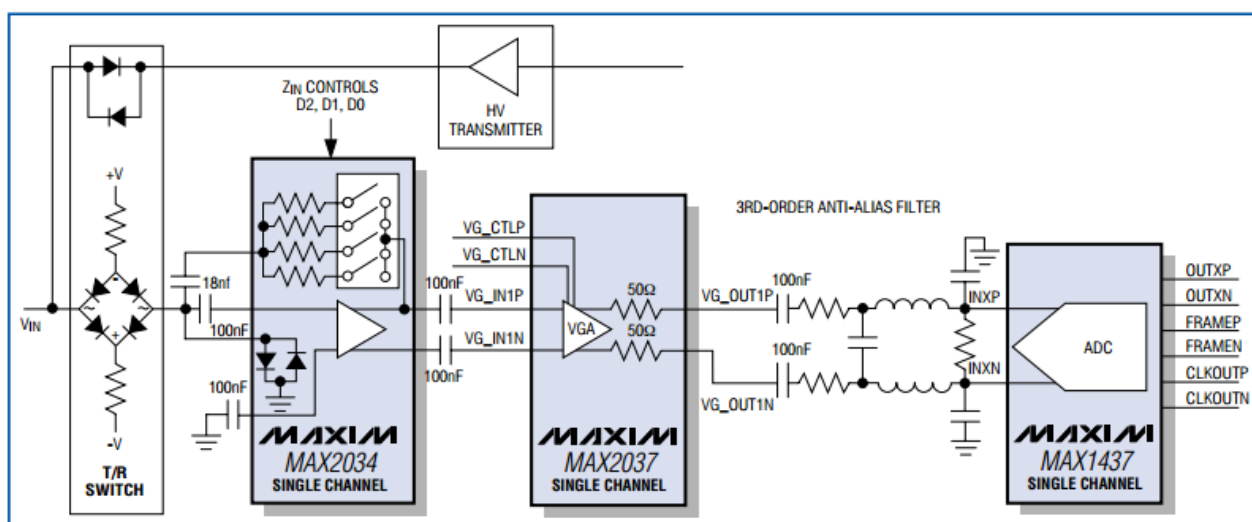


Figura 4.2.- Configuración compuesta por un LNA, un VGA, un filtro anti-alias, y un ADC

El desarrollo de esta tecnología no se detiene, y continuara avanzando, permitiendo el abaratamiento de estos dispositivos y como resultado ecógrafos más modernos, más precisos, más fiables, y con nuevas funcionalidades, que aportan más información, mejorando de este modo el poder de resolución y la fiabilidad de estos equipos. (Ver anexos)

CONCLUSIÓN

El desarrollo de los sistemas de ultrasonido diagnóstico avanza al ritmo que lo hace cualquier área de la tecnología actual. Técnicas avanzadas del procesamiento de señal son usadas para proporcionar una mejor calidad de imagen y con un mayor valor diagnóstico. Recientes avances en electrónica integrada han permitido que los sistemas diseñados evolucionen hacia equipos más pequeños, portátiles y de bajo costo, con un rendimiento que se aproxima cada vez más a los grandes sistemas.

De acuerdo a la aplicación que se requiera son varios los aspectos a tener en cuenta a la hora de seleccionar el equipo de ultrasonido y el transductor a utilizar. En cuanto al equipo las características más importantes a considerar son:

- El número de canales, cuanto más alto sea la imagen es más nítida y más rápido es el procesamiento de la misma.
- Los modos o modalidades de visualización y tipos de Doppler disponibles, la mayoría cuenta al menos con los modos más utilizados como MODO B y MODO M.
- Presencia de Cineloop, que permita memorizar la última secuencia de imágenes antes de la congelación de la misma y posibilidad de grabado de datos o conexión a PC.

En lo que respecta a los transductores, todos los equipos actuales vienen equipados con sondas electrónicas. Este tipo de ondas permite el acceso de nuevas funciones como son los modos Duplex y Triples que permiten la visualización simultánea en tiempo real de dos o tres modos diferentes, por ejemplo modo B, doppler color y doppler pulsado.

Otro elemento importante es la frecuencia de operación del transductor, ésta tiene influencia directa sobre la resolución de la imagen y sobre la profundidad de la exploración. Cuanto más elevada es la frecuencia mayores la resolución y la calidad de la imagen pero la profundidad de penetración de los ultrasonidos queda más limitada. Por tanto, la utilización de frecuencias elevadas se recomienda en exploraciones superficiales y las frecuencias más bajas para una mayor profundidad de la exploración en desmedro de la calidad de la imagen. Generalmente son necesarias varios tipos de transductores para cubrir las distintas aplicaciones.

En la siguiente tabla se puede observar lo descrito anteriormente, donde, según sea el tipo de aplicación a utilizar, los elementos seleccionados deben cumplir ciertas características.

Tabla.- Características del transductor según Aplicación

APLICACION	TIPO TRANSDUCTOR	APERTURA DEL TRANSDUCTOR	FRECUENCIA DE TRABAJO	MODOS DE VISUALIZACIÓN
<i>Estructuras Superficiales</i>	Array Lineal	12.7 X 47.1 mm	7,5 A 13 MHz	MODO B
<i>Periferia vascular; Partes Pequeñas</i>	Array Lineal	14.2 x 47 mm	4 a 12 MHz	DOPPLER CW
<i>Cardíacas; Abdominal</i>	Array de Fase	16.8 x 23.5 mm	2,5 a 7 MHz	MODO B (2D y 3D) MODO M
<i>Abdominal General y Obstétrica</i>	Array Convexo	18.3 x 66.2 mm	2 a 5.5 MHz	MODO B (2D y 3D)
<i>Vascular; Partes Pequeñas</i>	Array Lineal Intracavitario	14 x 48 mm	3.5 a 10 MHz	MODO B (2D Y 3D) DOPPLER
<i>Transvaginal y Transrectal</i>	Array Microconvexo Intracavitario	16.9 x 21.2 mm	4 a 10 MHz	DOPPLER
<i>Cardíaca Adulta y Pediátrica</i>	Array de Fase	19.3 x 27.6 mm	1.7 – 4.0 MHz	MODO M

Existe aún bastante desinformación con respecto a toda la tecnología que se está utilizando en la medicina. En la actualidad hasta en el simple proceso de tomar la temperatura de un paciente se está utilizando un equipo electrónico. Este desarrollo nació del hecho de que la utilización de este tipo de tecnología es menos invasiva que la usada anteriormente para realizar diagnósticos (mercurio, siguiendo con el ejemplo del termómetro), y, a pesar del avance y utilización cada vez más común de este tipo de instrumentación, falta mucho por desarrollar, tanto en tecnologías aplicables, como en la normativa que debe regir para la exposición que tiene el paciente ante este tipo de equipamiento, puesto que recientemente se están realizando estudios para establecer reglamentaciones que garantice una operación adecuada del ecógrafo, para que los efectos biológicos sea los menos posibles.

Todo lo mencionado hace evidente la necesidad de que el ingeniero electrónico esté capacitado para comprender estas tecnologías y pueda proporcionar una asesoría completa en cuales son los equipos y elementos electrónicos que puedan brindar las mejores soluciones para los distintos establecimiento relacionados con la medicina, tal cual un instrumentista industrial cuenta con los conocimientos para dar este tipo de soluciones a los distintos procesos de las diferentes industrias.

La necesidad de este tipo de profesional ya se está presentando, por lo que es importante que el ingeniero electrónico no descuide esta área que se encuentra en pleno desarrollo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Revista Ingeniería Biomédica. Medellín, Colombia. Escuela de Ingeniería de Antioquia-Universidad CES, 4(7)2010. Disponible en <<http://revistabme.eia.edu.co/numeros/7/art/07-Articulo%202.pdf>> [consulta: 26 agosto 2014].
- [2] RUBIO, Manuel. La Ingeniería al Servicio de la Medicina. Revista Técnica Industrial. [en línea]. España, TI 249, Agosto 2003. Disponible en <<http://www.tecnicaindustrial.es/tifrontal/a-1893-La-ingenieria-servicio-medicina.aspx>> [consulta: 26 agosto 2014].
- [3] Ingeniería Biomédica. Eventos [en línea]. Medellín, Colombia, 2014. Disponible en <<http://www.ingbiomedica.com/index.php/ingenieria-biomedica/el-mundo/eventos?start=3>> [consulta: 26 agosto 2014].
- [4] Ingeniería Biomédica. Estudia Ingeniería Biomédica en Chile [en línea]. Medellín, Colombia, 2014. Disponible en <<http://www.ingbiomedica.com/index.php/ingenieria-biomedica/profesion/donde-estudiar/chile>> [consulta: 26 agosto 2014].
- [5] QUINTEROS MUÑOZ, Jorge. Instrumentación Médica – Universidad Nacional Abierta Y A Distancia – UNAD [en línea]. Bogotá D.C. Colombia, 2010. <<http://www.datateca.unad.edu.co/contenidos/299016/299016.pdf>> [consulta: 30 agosto 2011].
- [6] SCHMIDT, Günter. Principios físicos y técnicos básicos. En su: Ecografía: De la imagen al diagnóstico. 6º ed. Madrid, España. 2008. pp. 1-15.
- [7] MARTINEZ, Jairo., VITOLA, Jaime., SANDOVAL, Susana. Fundamentos teórico-prácticos del ultrasonido. Revista Tecnura. Bogotá, Colombia. Universidad Distrital Francisco Jose de Caldas, Abril 2007. Disponible en <<http://tecnura.udistrital.edu.co/ojs/index.php/revista/article/viewFile/201/199>> [consulta: 30 agosto 2014].
- [8] SEMERGEN: Medina de familia. Metodología y técnicas. Ecografía: principios físicos, ecógrafos y lenguaje ecográfico. [en línea]. España. Elsevier, 2007. Disponible en <<http://zl.elsevier.es/es/revista/semergen-medicina-familia-40/metodologia-tecnicas-ecografia-principios-fisicos-ecografos-lenguaje-13109445-formacion-continuada-2007>> [consulta: 30 agosto 2014].

- [9] GRAFFIGNA, Juan Pablo. Imágenes en Medicina: Ecografía. Universidad Nacional de San Juan – UNSJ [en línea]. San Juan, Argentina 2010. Disponible en <<https://es.scribd.com/doc/237501589/Ecografia>> [consulta: 1 septiembre 2014].
- [10] MARTIN Martínez, Diego. El Ecógrafo [en línea]. Universidad de Valladolid. Valladolid, España 2005. Disponible en <http://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing_ond_1/trabajos_05_06/io1/public_html/ecografo.html> [consulta: 1 septiembre 2014].
- [11] ESTRADA, Bianca., PESANTE, Lyonel., URREA, Sara. Análisis del Método para formar Imágenes Ultrasonicas utilizando el Modo de Amplitud (Modo A), y Diseño de un Circuito Básico. Tesis (Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones). Guayaquil, Ecuador. Escuela Superior Politécnica del Litoral, Facultad de Ingeniería en Electrónica y Computación, 2010. 95h.
- [12] ALI, Murtaza., MAGEE, Dave., DASGUPTA, Udayan. Signal Processing Overview of Ultrasound Systems for Medical Imaging. Texas Instruments, Noviembre 2008.
- [13] PAILOOR, Rama., PREADHAN, Dav. Digital Signal Processor (DSP) for Portable Ultrasound. Texas Instruments, Diciembre 2008.
- [14] SCAMPINI, John., N, Dav. Overview of Ultrasound Imaging Systems and the Electrical Components Required for Main Subfunctions. Maxim Integrated Products, Inc. Mayo 2010.
- [15] WOO, Joseph. A short History of the development of Ultrasound in Obstetrics and Gynecology. [en línea] 2001. Disponible en <<http://www.ob-ultrasound.net/history1.html>> [consulta: 30 septiembre 2014].

ANEXOS

LM96551 Ultrasound Transmit Pulser

Check for Samples: [LM96551](#)

FEATURES

- 8-Channel High-Voltage CMOS Pulse Generator
- Output Pulses with $\pm 50\text{V}$ and 2A Peak Current
- Active Damper with Built-In Blocking Diodes
- Built-In Floating Supply Voltages for Output Stage
- Up to 15 MHz Operating Frequency
- Matched Delays for Rising and Falling Edges
- Low Second Harmonic Distortion Allows and Improves Harmonic Imaging
- Continuous-Wave (CW) Operation Down to $\pm 3.3\text{V}$
- Low Phase Noise Enables Doppler Measurements
 - -145 dBc/Hz Phase Noise at 10 MHz (1 kHz offset)
- Output State Over-Temperature Protection
- Blocking Diodes for Direct Interface to Transducer
- 2.5V to 5.0V CMOS Logic Interface
- Low-Power Consumption per Channel
- Over Temperature Protection

KEY SPECIFICATIONS

- Output voltage $\pm 50\text{ V}$
- Output peak current $\pm 2.0\text{ A}$
- Output pulse rate Up to 15 MHz
- Rise/fall delay matching (max) $< 3.7\text{ ns}$
- Pulser HD2 (5 MHz) -40 dB
- Operating Temp. 0 to $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$

APPLICATIONS

- Ultrasound Imaging

DESCRIPTION

The LM96551 is an eight-channel monolithic high-voltage, high-speed pulse generator for multi-channel medical ultrasound applications. It is well-suited for use with Texas Instrument's LM965XX series chipset which offers a complete medical ultrasound solution targeted towards low-power, portable systems.

The LM96551 contains eight high-voltage pulsers with integrated diodes generating $\pm 50\text{V}$ bipolar pulses with peak currents of up to 2A and pulse rates of up to 15 MHz. Advanced features include low-jitter and low-phase-noise output pulses ideal for continuous-wave (CW) modes of operation. Active clamp circuitry is integrated for ensuring low harmonic distortion of the output signal waveform.

The LM96551 also features a low-power operation mode and over-temperature protection (OTP) which are enabled by on-chip temperature sensing and power-down logic.



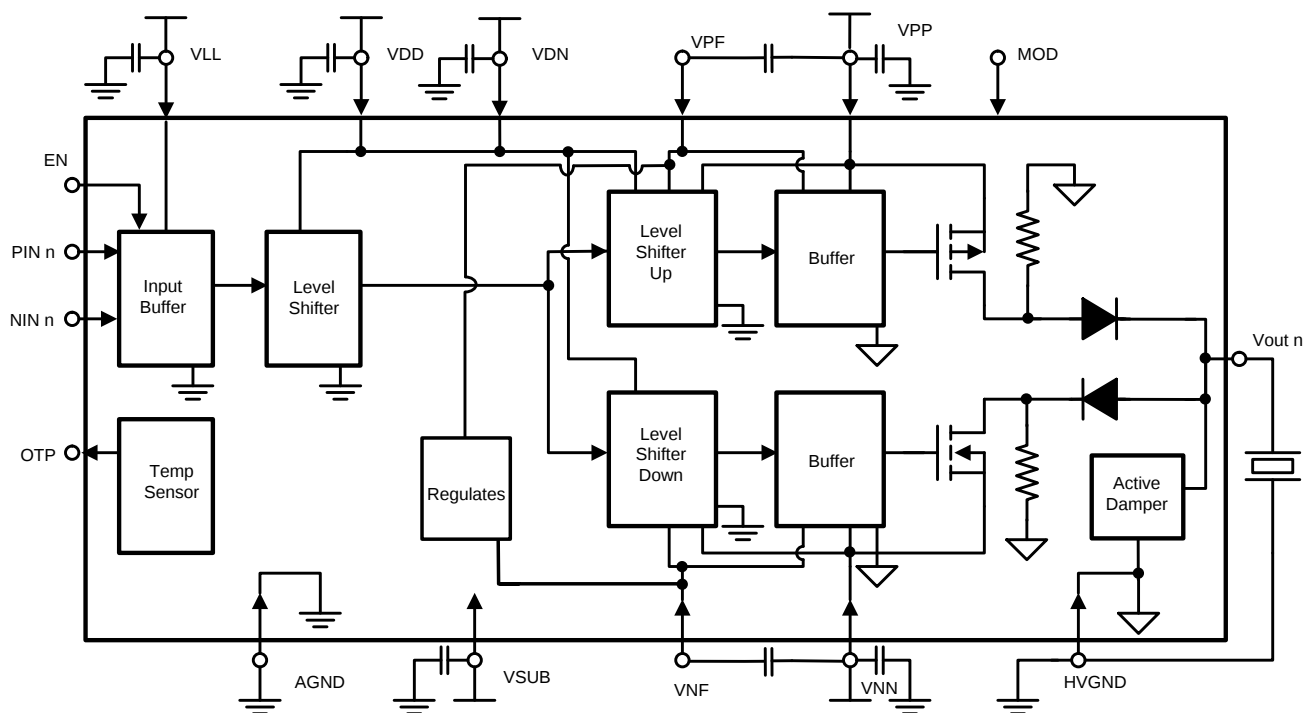
Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2011–2013, Texas Instruments Incorporated

Block Diagram



Typical Application

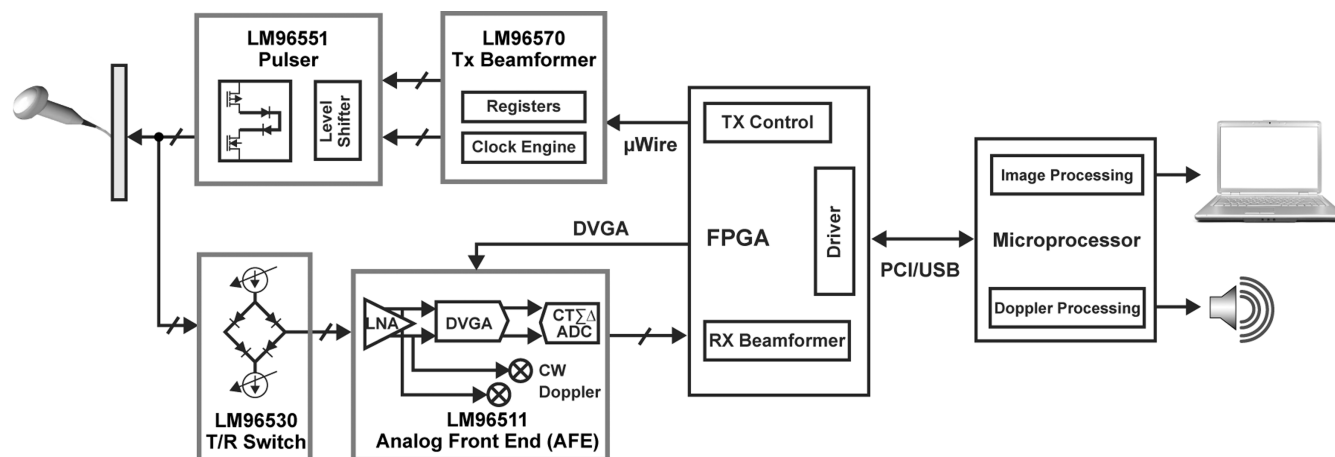


Figure 1. 8-Channel Transmit/Receive Chipset

Pin Diagram

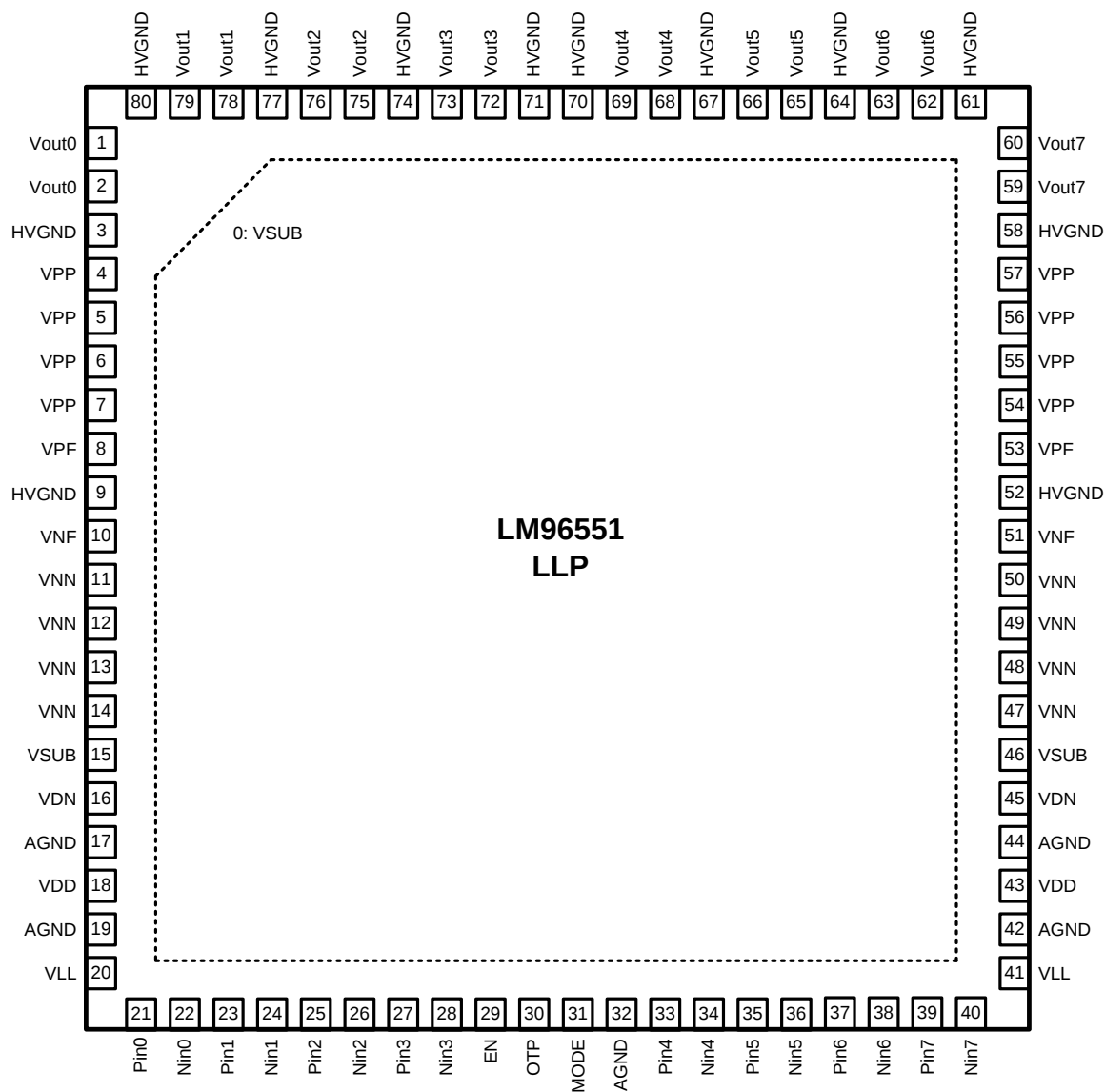


Figure 2. WQFN Package
See Package Number NKF0080A

PIN DESCRIPTIONS

Pin No.	Name	Type	Function and Connection
21, 23, 25, 27, 33, 35, 37, 39	PIN n=0...7	Input	Logic control positive output channel P 1 = ON 0 = OFF
22, 24, 26, 28, 34, 36, 38, 40	NIN n=0...7	Input	Logic control negative output channel N 1 = ON 0 = OFF
59, 60	V _{OUT7}	Output	High voltage output of channels 0 to 7
62, 63	V _{OUT6}		
65, 66	V _{OUT5}		
68, 69	V _{OUT4}		
72, 73	V _{OUT3}		
75, 76	V _{OUT2}		
78, 79	V _{OUT1}		
1, 2	V _{OUT0}		
29	EN	Input	Chip power enable 1 = ON 0 = OFF
31	MODE	Input	Output current mode control 1 = Max Current 0 = Low Current
30	OTP	Output	Over-temperature indicating IC temp > 125°C 0 = Over-temperature 1 = Normal temperature This pin is open-drain.
4, 5, 6, 7, 54, 55, 56, 57	VPP	Power	Positive high voltage power supply (+3.3V to +50V)
11, 12, 13, 14, 47, 48, 49, 50	VNN	Power	Negative high voltage power supply (-3.3V to -50V)
8, 53	VPF	Power	Positive internal floating power supply (VPP -10V)
10, 51	VNF	Power	Negative internal floating power supply (VNN +10V)
18, 43	VDD	Power	Positive level-shifter supply voltage (+10V)
16, 45	VDN	Power	Negative level-shifter supply voltage (-10V)
20, 41	VLL	Power	Logic supply voltage. Hi voltage reference input (+2.5 to +5V)
0, 15, 46	VSUB	Power	All VSUB pins must be connected to most negative potential of the IC. NOTE: The exposed thermal pad is connected to VSUB.
3, 9, 52, 58, 61, 64, 67, 70, 71, 74, 77, 80	HVGND	Ground	High voltage reference potential (0V)
17, 19, 32, 42, 44	AGND	Ground	Analog and Logic voltage reference input, logic ground (0V)



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾⁽²⁾

Maximum Junction Temperature (T _{JMAX})	+150°C
Storage Temperature Range	–40°C to +125°C
Supply Voltage (VDD)	–0.3V to +12V
Supply Voltage (VDN)	+0.3V and –12V
Supply Voltage (VPP)	–0.3V and +55V
Supply Voltage (VNN)	+0.3V and –55V
Supply Voltage (VSUB)	–65V
IO Supply Voltage (VLL)	–0.3V to +5.5V
Voltage at Logic Inputs	–0.3V to VLL +0.3V

- (1) Absolute Maximum Ratings are limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings are conditions under which operation of the device is specified to be functional, but do not specify specific performance limits. For specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Operating Ratings

Operation Junction Temperature		0°C to + 70°C
VPP, –VNN; High-voltage supply		+3.3V to +50V
VDD, –VDN; Level-shift supply		+9V to 11V
VLL, Logic Supply		+2.4V to +5.3V
VSUB, Substrate bias supply		must be most negative supply
Package Thermal Resistance (θJA)		19.7 °C/W
ESD Tolerance	Human Body Model	2KV
	Machine Model	150V
	Charge Device Model	750V

Analog Characteristics

Unless otherwise stated, the following conditions apply

VLL = +3.3V, VPP = -VNN = 50V, VSUB = -55V, VDD = -VDN = 10V, $R_L = 2K\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, Fin=5MHz, Mode = LO, EN = HI.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
F _{OUT}	Output Frequency Range	$R_L = 100\Omega$	1		15	MHz
	Output Voltage Range		-48.5		+48.5	V
	Output Current	2% Duty Cycle		2		A
	Output Current	100% Duty Cycle, Mode=HI		0.6		
HD2	Second harmonic distortion	$R_L = 100\Omega$, $C_L = 330\text{pF}$		-40		dBc
R _{ON}	Output ON Resistance	100 mA		7	11	Ω
	Output clamp	Positive or Negative pulse		2		A
	Power Supply Current	Pin = Nin = LO	VPP	3.2	7	mA
			VNN	3.4	8	
			VDD	12	18	
			VDN	8	13	
			VLL	25	50	μA
			VSUB	0.7	6	mA
		En = LO	VPP	3.2	7	mA
			VNN	3.4	8	
			VDD	4	7	
			VDN	3	6.5	
			VLL	25	50	μA
			VSUB	0.7	6	mA
OTP	Over Temperature Protection			125		$^\circ\text{C}$
σ_{OTP}	OTP sigma			3.0		$^\circ\text{C}$
Hsy _{SOTP}	OTP hysteresis			5.5		$^\circ\text{C}$

AC and Timing Characteristics

Unless otherwise stated, the following conditions apply

VLL = +3.3V, VDD = -VDN = 10V, VSUB = -55V, VPP = -VNN = 50V, $R_L = 100\Omega$, $C_L = 330\text{pF}$, Fin=5MHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$. Mode = LO, EN = HI.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
t _r	Output rise time			19	29	ns
t _f	Output fall time			19	29	
t _E	Enable time			1		μs
t _{dr}	Delay time on inputs rise			32	39	ns
t _{df}	Delay time on inputs fall			32	39	
t _{dr} - t _{df}	Delay time mismatch	P-to-N ⁽¹⁾			3.7	μs
t _{dm}	Delay on mode change			1		

(1) The delay time mismatch can be adjust to be less than 0.8ns with the LM96570 duty cycle control function.

DC Characteristics

Unless otherwise stated, the following conditions apply.

$V_{LL} = +3.3V$, $V_{DD} = -V_{DN} = 10V$, $V_{SUB} = -55V$, $V_{PP} = -V_{NN} = 50V$, $T_A = 25^\circ C$,

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{IL}	Low Input "LO" threshold				1	V
V_{IH}	High Input "HI" threshold		2.3			V
I_{IN}	input current			1		μA

Overview

The LM96551 pulser provides an 8-channel transmit side solution for medical ultrasound applications suitable for integration into multi-channel (128/256 channel) systems. Its flexible, integrated $\pm 50V$ pulser architecture enables low-power designs targeting portable systems. A complete system can be designed using Texas Instrument's companion LM965XX chipset.

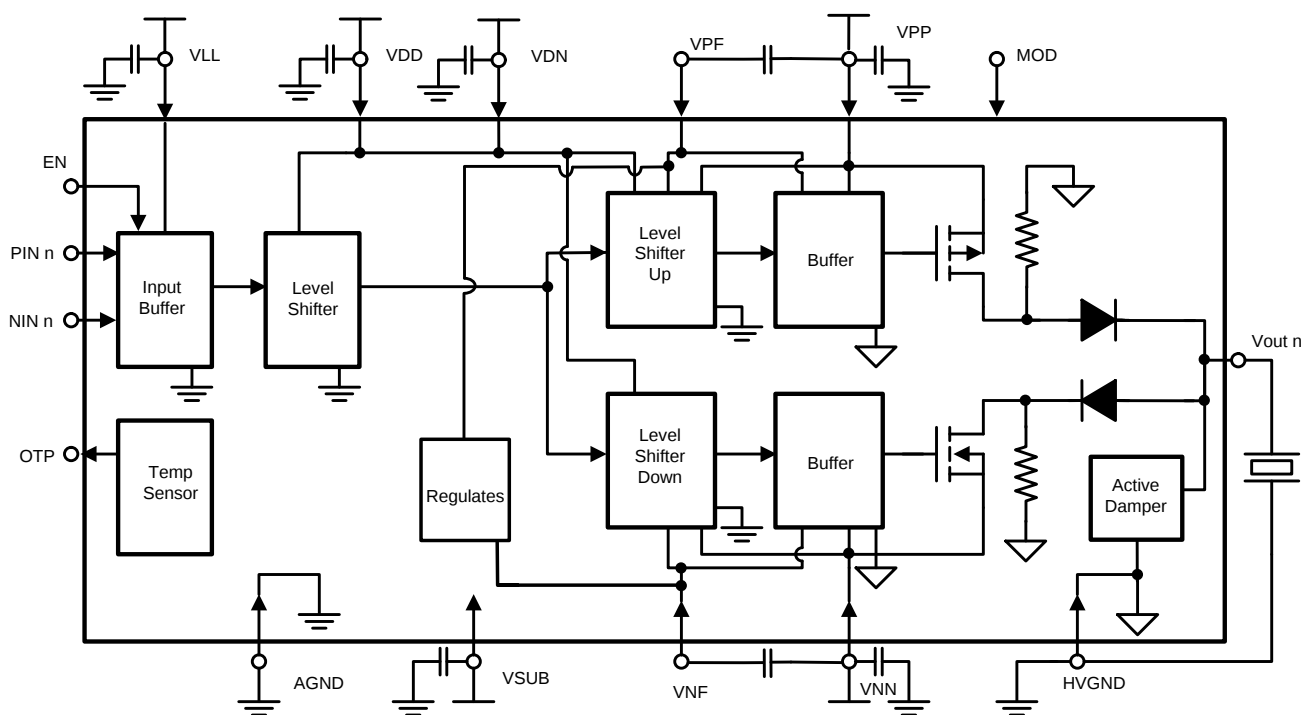


Figure 3. Block Diagram of High-Voltage Pulser Channel

A functional block diagram of the LM96551 is shown in [Figure 3](#). It has an input buffer at its CMOS logic interface, which is powered by V_{LL} (2.5 to 5.0V). When $EN=HI$, driving a channel's inputs ($PIN\ n$ or $NIN\ n$) HI will result in a positive or negative pulse at the channel's output pin ($V_{OUT\ n}$), respectively. The output pins V_{OUT} are pulled to either the positive or negative supplies, V_{PP} or V_{NN} by power MOSFETs.

When PIN and NIN are both LO, V_{out} is actively clamped to GND_{HI} at 0V. This clamping reduces harmonic distortions compared to competing architectures that use bleeding resistors for implementing the return to zero of the output. **The user must avoid the condition in which PIN and NIN are both HI simultaneously, as this will damage the output stage!**

The impedance of the output stage can be controlled via the Mode-pin. When the Mode = HI as shown, only one output transistor pair drives the output resulting in a peak current of 600 mA at $V_{PP} = -V_{NN} = 50V$. When Mode=LO, a peak-current of 2A is achievable resulting in faster transients at the output. However, faster output transients can lead to significant overshoot of the output signal. This can be avoided using the lower drive current option.

Continuous-wave (CW) applications are supported for low power consumption down to $V_{PP} = -V_{NN} = 3.3V$ with Mode = HI.

Internally, the CMOS logic input signals are level shifted to $V_{DD} = 10V$ and $V_{DN} = -10V$ for pulse transmission. The outputs of the level shifter drive the high-voltage P and N drivers that control the output power MOSFETs, which are supplied from the positive and negative rails V_{PP} and V_{NN} , respectively. The high-voltage rails are designed for a maximum of 50V; however, they can be operated down to 3.3V. The necessary gate-overdrive voltage levels for the output drivers are internally generated from the high-voltage rails.

Over-Temperature Protection (OTP) is implemented by continuously monitoring the on-chip temperature. The OTP output (open drain) pin goes LO when the chip temperature exceeds a critical level. Prior to this event, the user must ensure that the chip is powered down before fatal damage occurs. In addition to a primary software controlled safety shutdown, the OTP pin can be also be hard-wired to the EN pin as a secondary safety measure.

Timing Diagrams

RISE AND FALL TIME

The timing diagram shown in Figure 4 defines the rise and fall times t_r and t_f .

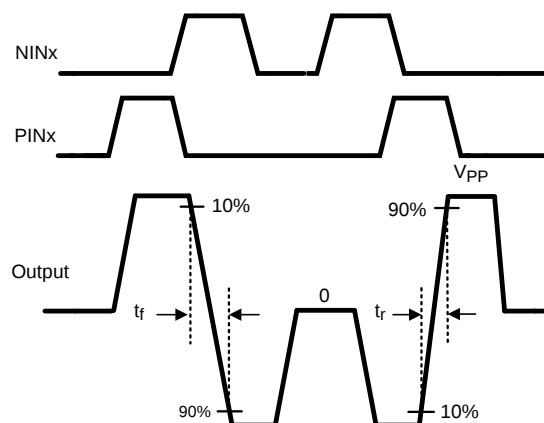


Figure 4. Timing Diagram Defining Rise and Fall Times t_r and t_f , respectively

INPUT TO OUTPUT DELAY

The timing diagram shown in Figure 5 defines the delays between the input and output signals.

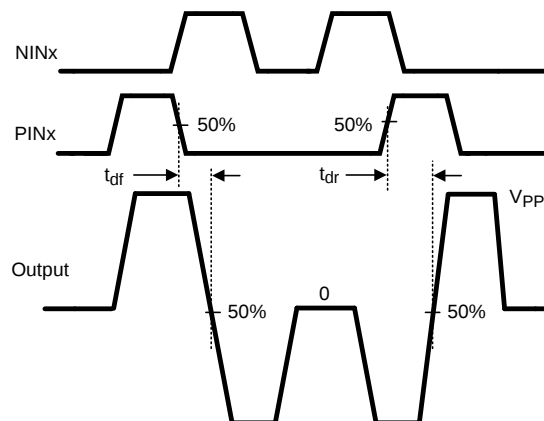


Figure 5. Timing Diagram Defining Input-to-Output Delays Times

Fully Integrated, 8-Channel Ultrasound Analog Front End With Passive CW Mixer, 0.75 nV/rtHz, 14/12-Bit, 65 MSPS, 153 mW/CH

Check for Samples: [AFE5808](#)

FEATURES

- **8-Channel Complete Analog Front-End**
 - LNA, VCAT, PGA, LPF, ADC, and CW Mixer
- **Programmable Gain Low-Noise Amplifier (LNA)**
 - 24/18/12 dB Gain
 - 0.25/0.5/1 V_{PP} Linear Input Range
 - 0.63/0.7/0.9 nV/rtHz Input Referred Noise
 - Programmable Active Termination
- **40 dB Low Noise Voltage Controlled Attenuator (VCAT)**
- **24/30 dB Programmable Gain Amplifier (PGA)**
- **3rd Order Linear Phase Low-Pass Filter (LPF)**
 - 10, 15, 20, 30 MHz
- **14-bit Analog to Digital Converter (ADC)**
 - 77 dBFS SNR at 65 MSPS
 - LVDS Outputs
- **Noise/Power Optimizations (Full Chain)**
 - 153 mW/CH at 0.75 nV/rtHz, 65 MSPS
 - 98 mW/CH at 1.1 nV/rtHz, 40 MSPS
 - 80 mW/CH at CW Mode
- **Excellent Device-to-Device Gain Matching**
 - ±0.5 dB (typical) and ±0.9 dB (max)
- **Low Harmonic Distortion**
- **Fast and Consistent Overload Recovery**
- **Passive Mixer for Continuous Wave Doppler (CWD)**
 - Low Close-in Phase Noise –156 dBc/Hz at 1 KHz off 2.5 MHz Carrier
 - Phase Resolution of 1/16λ
 - Support 16X, 8X, 4X and 1X CW Clocks
 - 12-dB Suppression on 3rd and 5th Harmonics

- Flexible Input Clocks

- **Small Package: 15 mm × 9 mm, 135-BGA**

APPLICATIONS

- **Medical Ultrasound Imaging**
- **Nondestructive Evaluation Equipments**

DESCRIPTION

The AFE5808 is a highly integrated analog front-end (AFE) solution specifically designed for ultrasound systems in which high performance and small size are required. The AFE5808 integrates a complete time-gain-control (TGC) imaging path and a continuous wave Doppler (CWD) path. It also enables users to select one of various power/noise combinations to optimize system performance. Therefore, the AFE5808 is a suitable ultrasound analog front end solution not only for high-end systems, but also for portable ones.

The AFE5808 contains eight channels of voltage controlled amplifier (VCA), 14/12-bit Analog-to-Digital Converter (ADC), and CW mixer. The VCA includes Low noise Amplifier(LNA), Voltage controlled Attenuator(VCAT), Programmable Gain Amplifier(PGA), and Low-Pass Filter (LPF). The LNA gain is programmable to support 250 mV_{PP} to 1 V_{PP} input signals. Programmable active termination is also supported by the LNA. The ultra-low noise VCAT provides an attenuation control range of 40 dB and improves overall low gain SNR which benefits harmonic imaging and near field imaging. The PGA provides gain options of 24 dB and 30 dB. Before the ADC, a LPF can be configured as 10, 15, 20, or 30 MHz to support ultrasound applications with different frequencies. The high-performance 14 bit/65 MSPS ADC in the AFE5808 achieves 77 dBFS SNR. It ensures excellent SNR at low chain gain. The ADC's LVDS outputs enable flexible system integration desired for miniaturized systems.

NOTE

AFE5808A is an enhanced version of AFE5808 and it is recommended for new designs. Compared to AFE5808, it expands the cut-off frequency range of the digital high pass filter; increases the handling capability of extreme overload signals; lowers the correlated noise significantly when high impedance source appears.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGSover operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage range	AVDD	–0.3	3.9	V
	AVDD_ADC	–0.3	2.2	V
	AVDD_5V	–0.3	6	V
	DVDD	–0.3	2.2	V
Voltage between AVSS and LVSS		–0.3	0.3	V
Voltage at analog inputs and digital inputs		–0.3	min [3.6, AVDD + 0.3]	V
Peak solder temperature ⁽²⁾			260	°C
Maximum junction temperature (T _J), any condition			105	°C
Storage temperature range		–55	150	°C
Operating temperature range		0	85	°C
ESD Ratings	HBM		2000	V
	CDM		500	V

(1) Stresses above those listed under absolute maximum ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute maximum rated conditions for extended periods may degrade device reliability.

(2) Device complies with JSTD-020D.

THERMAL INFORMATION

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		AFE5808	UNIT
		BGA	
		135 PINS	
θ_{JA}	Junction-to-ambient thermal resistance	34.1	°C/W
θ_{JCTop}	Junction-to-case (top) thermal resistance	5	
θ_{JB}	Junction-to-board thermal resistance	11.5	
ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	0.2	
ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	10.8	
θ_{JCbott}	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	n/a	

(1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the IC Package Thermal Metrics application report, [SPRA953](#).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

PARAMETER	MIN	MAX	UNIT
AVDD	3.15	3.6	V
AVDD_ADC	1.7	1.9	V
DVDD	1.7	1.9	V
AVDD_5V	4.75	5.5	V
Ambient Temperature, T _A	0	85	°C

PINOUT INFORMATION

**Table 2. Top View
ZCF (BGA-135)**

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	AVDD	INP8	INP7	INP6	INP5	INP4	INP3	INP2	INP1
B	CM_BYP	ACT8	ACT7	ACT6	ACT5	ACT4	ACT3	ACT2	ACT1
C	AVSS	INM8	INM7	INM6	INM5	INM4	INM3	INM2	INM1
D	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVDD	AVDD
E	CW_IP_AMPINP	CW_IP_AMPINM	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVDD	AVDD
F	CW_IP_OUTM	CW_IP_OUTP	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	CLKP_16X	CLKM_16X
G	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	CLKP_1X	CLKM_1X
H	CW_QP_OUTM	CW_QP_OUTP	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	AVSS	PDN_GLOBAL	RESET
J	CW_QP_AMPINP	CW_QP_AMPINM	AVSS	AVSS	AVSS	AVDD_ADC	AVDD_ADC	PDN_VCA	SCLK
K	AVDD	AVDD_5V	VCNTLP	VCNTLM	VHIGH	AVSS	DNC	AVDD_ADC	SDATA
L	CLKP_ADC	CLKM_ADC	AVDD_ADC	REFM	DNC	DNC	DNC	PDN_ADC	SEN
M	AVDD_ADC	AVDD_ADC	VREF_IN	REFP	DNC	DNC	DNC	DNC	SDOUT
N	D8P	D8M	DVDD	DNC	DVSS	DNC	DVDD	D1M	D1P
P	D7M	D6M	D5M	FCLKM	DVSS	DCLKM	D4M	D3M	D2M
R	D7P	D6P	D5P	FCLKP	DVSS	DCLKP	D4P	D3P	D2P

Table 3. PIN FUNCTIONS

PIN		DESCRIPTION
NO.	NAME	
B9~ B2	ACT1...ACT8	Active termination input pins for CH1~8. 1-μF capacitors are recommended. See the Applicaiton Information section.
A1, D8, D9, E8, E9, K1	AVDD	3.3-V Analog supply for LNA, VCAT, PGA, LPF and CWD blocks
K2	AVDD_5V	5.0-V Analog supply for LNA, VCAT, PGA, LPF and CWD blocks
J6, J7, K8, L3, M1, M2	AVDD_ADC	1.8-V Analog power supply for ADC
C1, D1~D7, E3~E7, F3~F7, G1~G7, H3~H7, J3~J5, K6	AVSS	Analog ground
L2	CLKM_ADC	Negative input of differential ADC clock. In the single-end clock mode, it can be tied to GND directly or through a 0.1-μF capacitor.
L1	CLKP_ADC	Positive input of differential ADC clock. In the single-end clock mode, it can be tied to clock signal directly or through a 0.1-μF capacitor.
F9	CLKM_16X	Negative input of differential CW 16X clock. Tie to GND when the CMOS clock mode is enabled. In the 4X and 8X CW clock modes, this pin becomes the 4X or 8X CLKM input. In the 1X CW clock mode, this pin becomes the in-phase 1X CLKM for the CW mixer. Can be floated if CW mode is not used.
F8	CLKP_16X	Positive input of differential CW 16X clock. In 4X and 8X clock modes, this pin becomes the 4X or 8X CLKP input. In the 1X CW clock mode, this pin becomes the in-phase 1X CLKP for the CW mixer. Can be floated if CW mode is not used.
G9	CLKM_1X	Negative input of differential CW 1X clock. Tie to GND when the CMOS clock mode is enabled (Refer to Figure 88 for details). In the 1X clock mode, this pin is the quadrature-phase 1X CLKM for the CW mixer. Can be floated if CW mode is not used.
G8	CLKP_1X	Positive input of differential CW 1X clock. In the 1X clock mode, this pin is the quadrature-phase 1X CLKP for the CW mixer. Can be floated if CW mode is not used.
B1	CM_BYP	Bias voltage and bypass to ground. ≥ 1 μF is recommended. To suppress the ultra low frequency noise, 10 μF can be used.
E2	CW_IP_AMPINM	Negative differential input of the In-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_IP_AMPINM and CW_IP_OUTP. This pin becomes the CH7 PGA negative output when PGA test mode is enabled. Can be floated if not used.
E1	CW_IP_AMPINP	Positive differential input of the In-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_IP_AMPINP and CW_IP_OUTM. This pin becomes the CH7 PGA positive output when PGA test mode is enabled. Can be floated if not used.

Table 3. PIN FUNCTIONS (continued)

PIN		DESCRIPTION
NO.	NAME	
F1	CW_IP_OUTM	Negative differential output for the In-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_IP_AMPINP and CW_IP_OUTPM. Can be floated if not used.
F2	CW_IP_OUTP	Positive differential output for the In-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_IP_AMPINM and CW_IP_OUTP. Can be floated if not used.
J2	CW_QP_AMPINM	Negative differential input of the quadrature-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_QP_AMPINM and CW_QP_OUTP. This pin becomes CH8 PGA negative output when PGA test mode is enabled. Can be floated if not used.
J1	CW_QP_AMPINP	Positive differential input of the quadrature-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_QP_AMPINP and CW_QP_OUTM. This pin becomes CH8 PGA positive output when PGA test mode is enabled. Can be floated if not used.
H1	CW_QP_OUTM	Negative differential output for the quadrature-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_QP_AMPINP and CW_QP_OUTM. Can be floated if not used.
H2	CW_QP_OUTP	Positive differential output for the quadrature-phase summing amplifier. External LPF capacitor has to be connected between CW_QP_AMPINM and CW_QP_OUTP. Can be floated if not used.
N8, P9–P7, P3–P1, N2	D1M–D8M	ADC CH1–8 LVDS negative outputs
N9, R9–R7, R3–R1, N1	D1P–D8P	ADC CH1–8 LVDS positive outputs
P6	DCLKM	LVDS bit clock (7x) negative output
R6	DCLKP	LVDS bit clock (7x) positive output
K7, L5–L7, M5–M8, N4, N6	DNC	Do not connect. Must leave floated
N3, N7	DVDD	ADC digital and I/O power supply, 1.8 V
N5, P5, R5	DVSS	ADC digital ground
P4	FCLKM	LVDS frame clock (1X) negative output
R4	FCLKP	LVDS frame clock (1X) positive output
C9–C2	INM1...INM8	CH1–8 complimentary analog inputs. Bypass to ground with $\geq 0.015\text{-}\mu\text{F}$ capacitors. The HPF response of the LNA depends on the capacitors.
A9–A2	INP1...INP8	CH1–8 analog inputs. AC couple to inputs with $\geq 0.1\text{-}\mu\text{F}$ capacitors.
L8	PDN_ADC	ADC partial (fast) power down control pin with an internal pull down resistor of 100 k Ω . Active High.
J8	PDN_VCA	VCA partial (fast) power down control pin with an internal pull down resistor of 20 k Ω . Active High.
H8	PDN_GLOBAL	Global (complete) power-down control pin for the entire chip with an internal pull down resistor of 20 k Ω . Active High.
L4	REFM	0.5V reference output in the internal reference mode. Must leave floated in the internal reference mode. Adding a test point on the PCB is recommended for monitoring the reference output.
M4	REFP	1.5V reference output in the internal reference mode. Must leave floated in the internal reference mode. Adding a test point on the PCB is recommended for monitoring the reference output.
H9	RESET	Hardware reset pin with an internal pull-down resistor of 20 k Ω . Active high.
J9	SCLK	Serial interface clock input with an internal pull-down resistor of 20 k Ω
K9	SDATA	Serial interface data input with an internal pull-down resistor of 20 k Ω
M9	SDOUT	Serial interface data readout. High impedance when readout is disabled.
L9	SEN	Serial interface enable with an internal pull up resistor of 20 k Ω . Active low.
K4	VCNTLM	Negative differential attenuation control pin.
K3	VCNTLP	Positive differential attenuation control pin
K5	VHIGH	Bias voltage; bypass to ground with $\geq 1\text{ }\mu\text{F}$.
M3	VREF_IN	ADC 1.4V reference input in the external reference mode; bypass to ground with 0.1 μF .
K7, L5–L7, M5–M8, N4, N6	DNC	Do not connect. Must leave floated

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

AVDD_5V = 5V, AVDD = 3.3V, AVDD_ADC = 1.8V, DVDD = 1.8V, AC-coupled with 0.1 μ F at INP and bypassed to ground with 15nF at INM, No active termination, V_{CNTL} = 0 V, f_{IN} = 5 MHz, LNA = 18 dB, PGA = 24 dB, 14 Bit, sample rate = 65 MSPS, LPF Filter = 15 MHz, low noise mode, V_{OUT} = –1 dBFS, internal 500- Ω CW feedback resistor, CMOS CW clocks, ADC configured in internal reference mode, Single-ended VCNTL mode, VCNTLM = GND, at ambient temperature T_A = 25°C, unless otherwise noted. Min and max values are specified across full-temperature range with AVDD_5V = 5 V, AVDD = 3.3 V, AVDD_ADC = 1.8 V, DVDD = 1.8 V

PARAMETER		TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
TGC FULL SIGNAL CHANNEL (LNA+VCAT+LPF+ADC)						
en (RTI)	Input voltage noise over LNA Gain(low noise mode)	Rs = 0 Ω, f = 2 MHz, LNA = 24/18/12 dB, PGA = 24 dB	0.76/0.83/1.16			nV/rtHz
		Rs = 0 Ω, f = 2 MHz,LNA = 24/18/12 dB, PGA = 30 dB	0.75/0.86/1.12			
	Input voltage noise over LNA Gain(low power mode)	Rs = 0 Ω, f = 2 MHz,LNA = 24/18/12 dB, PGA = 24 dB	1.1/1.2/1.45			nV/rtHz
		Rs = 0 Ω, f = 2 MHz, LNA = 24/18/12 dB, PGA = 30 dB	1.1/1.2/1.45			
	Input Voltage Noise over LNA Gain(Medium Power Mode)	Rs = 0 Ω, f = 2 MHz,LNA = 24/18/12 dB, PGA = 24 dB	1/1.05/1.25			nV/rtHz
		Rs = 0 Ω, f = 2 MHz, LNA = 24/18/12 dB, PGA = 30 dB	0.95/1.0/1.2			
Input referred current noise			2.7			pA/rtHz
NF	Noise figure	Rs = 200 Ω, 200-Ω active termination, PGA = 24 dB, LNA = 12/18/24 dB	3.85/2.4/1.8			dB
		Rs = 100 Ω, 100-Ω active termination, PGA = 24 dB, LNA = 12/18/24 dB	5.3/3.1/2.3			dB
V _{MAX}	Maximum Linear Input Voltage	LNA gain = 24/18/12 dB	250/500/1000			mVpp
V _{CLAMP}	Clamp Voltage	Reg52[10:9] = 0, LNA = 24/18/12 dB	350/600/1150			
PGA Gain	PGA Gain	Low noise mode	24/30			dB
		Medium/Low power mode	24/28.5			
Total gain	Total gain	LNA = 24 dB, PGA = 30 dB, Low noise mode	54			dB
		LNA = 24 dB, PGA = 30 dB, Med power mode	52.5			
		LNA = 24 dB, PGA = 30 dB, Low power mode	52.5			
Ch-CH Noise Correlation Factor without Signal ⁽¹⁾		Summing of 8 channels	0			
Ch-CH Noise Correlation Factor with Signal ⁽¹⁾	Ch-CH Noise Correlation Factor with Signal ⁽¹⁾	Full band (VCNTL = 0/0.8)	0.15/0.17			
		1MHz band over carrier (VCNTL= 0/0.8)	0.18/0.75			
Signal to Noise Ratio (SNR)	Signal to Noise Ratio (SNR)	VCNTL= 0.6 V (22-dB total channel gain)	68	70		dBFS
		VCNTL= 0, LNA = 18 dB, PGA = 24 dB	59.3	63		
		VCNTL = 0, LNA = 24 dB, PGA = 24 dB		58		
Narrow Band SNR		SNR over 2 MHz band around carrier at VCNTL = 0.6 V (22-dB total gain)	75	77		dBFS
Input Common-mode Voltage		At INP and INM pins	2.4			V
Input resistance	Input resistance		8			kΩ
		Preset active termination enabled	50/100/200/400			Ω
Input capacitance			20			pF
Input Control Voltage		VCNTLP-VCNTLM	0		1.5	V
Common-mode voltage		VCNTLP and VCNTLM	0.75			V
Gain Range			−40			dB
Gain Slope		V _{CNTL} = 0.1 to 1.1 V	35			dB/V
Input Resistance		Between VCNTLP and VCNTLM	200			KΩ
Input Capacitance		Between VCNTLP and VCNTLM	1			pF
TGC Response Time		VCNTL= 0 to 1.5 V step function	1.5			μs
3rd order-Low-pass Filter			10, 15, 20, 30			MHz
Settling time for change in LNA gain			14			μs
Settling time for change in active termination setting			1			μs

- (1) Noise correlation factor is defined as N_c / (N_u + N_c), where N_c is the correlated noise power in single channel; and N_u is the uncorrelated noise power in single channel. Its measurement follows the below equation, in which the SNR of single channel signal and the SNR of summed eight channel signal are measured.

$$\frac{N_C}{N_u + N_C} = \frac{\frac{10}{10} \cdot \frac{1}{56} - \frac{1}{7}}{\frac{10}{10} \cdot \frac{1}{56} - \frac{1}{7}}$$

DIGITAL CHARACTERISTICS

Typical values are at +25°C, AVDD = 3.3 V, AVDD_5 = 5 V and AVDD_ADC = 1.8 V, DVDD = 1.8 V unless otherwise noted. Minimum and maximum values are across the full temperature range: T_{MIN} = 0°C to T_{MAX} = +85°C.

PARAMETER		CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT ⁽¹⁾
DIGITAL INPUTS AND OUTPUTS						
V _{IH}	Logic high input voltage		2		3.3	V
V _{IL}	Logic low input voltage		0		0.3	V
	Logic high input current			200		μA
	Logic low input current			200		μA
	Input capacitance			5		pF
V _{OH}	Logic high output voltage	SDOUT pin		DVDD		V
V _{OL}	Logic low output voltage	SDOUT pin		0		V
LVDS OUTPUTS						
	Output differential voltage	With 100-Ω external differential termination		400		mV
	Output offset voltage	Common-mode voltage		1100		mV
	FCLKP and FCLKM	1X clock rate	10		65	MHz
	DCLKP and DCLKM	7X clock rate	70		455	MHz
		6X clock rate	60		390	MHz
t _{SU}	Data setup time ⁽²⁾			350		ps
t _H	Data hold time ⁽²⁾			350		ps
ADC INPUT CLOCK						
	CLOCK frequency		10		65	MSPS
	Clock duty cycle		45%	50%	55%	
Clock input amplitude, differential (V _{CLKP_ADC} –V _{CLKM_ADC})	Sine-wave, AC-coupled		0.5			V _{pp}
	LVPECL, AC-coupled			1.6		V _{pp}
	LVDS, AC-coupled			0.7		V _{pp}
	Common-mode voltage	biased internally		1		V
	Clock input amplitude V _{CLKP_ADC} (single-ended)	CMOS CLOCK		1.8		V _{pp}

- (1) The DC specifications refer to the condition where the LVDS outputs are not switching, but are permanently at a valid logic level 0 or 1 with 100-Ω external termination.
- (2) Setup and hold time specifications take into account the effect of jitter on the output data and clock. These specifications also assume that the data and clock paths are perfectly matched within the receiver. Any mismatch in these paths within the receiver would appear as reduced timing margins



Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

General Description

The MAX2034 four-channel, low-power, ultra-low-noise preamplifier is designed for ultrasound and medical instrumentation applications. Each low-noise amplifier has a single-ended input, differential output, a highly accurate 19dB fixed gain, and a wide -3dB bandwidth of 70MHz. The high-gain accuracy of the amplifier allows for exceptional channel-to-channel gain matching, which is necessary for high-performance ultrasound-imaging applications. The MAX2034 also includes an on-chip programmable input impedance feature that allows the device to be compatible with a variety of common source impedances ranging from 50Ω to 1kΩ. The input impedance of each amplifier uses a feedback topology for active impedance matching. The active input impedance matching feature achieves an exceptionally low 2.2dB noise figure with a source and input impedance of 200Ω.

The MAX2034 has excellent dynamic and linearity performance characteristics optimized for all ultrasound-imaging modalities including second harmonic 2D imaging and continuous wave Doppler. The device achieves a second harmonic distortion of -68dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$, and an ultrasound-specific* two-tone third-order intermodulation distortion performance of -55dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$.

The MAX2034 is also optimized for quick overload recovery for operation under the large input signal conditions typically found in ultrasound input-buffer imaging applications.

The MAX2034 is available in a 48-pin thin QFN package with an exposed paddle. Electrical performance is guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range.

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX2034CTM+	0°C to +70°C	48 Thin QFN-EP** (7mm x 7mm)	T4877-4
MAX2034CTM	0°C to +70°C	48 Thin QFN-EP** (7mm x 7mm)	T4877-4
MAX2034CTM+T	0°C to +70°C	48 Thin QFN-EP** (7mm x 7mm)	T4877-4
MAX2034CTM-T	0°C to +70°C	48 Thin QFN-EP** (7mm x 7mm)	T4877-4

**EP = Exposed paddle.

+Denotes lead-free package.

T = Tape-and-reel package.

*See the Ultrasound-Specific IMD3 Specification in the Applications Information section.

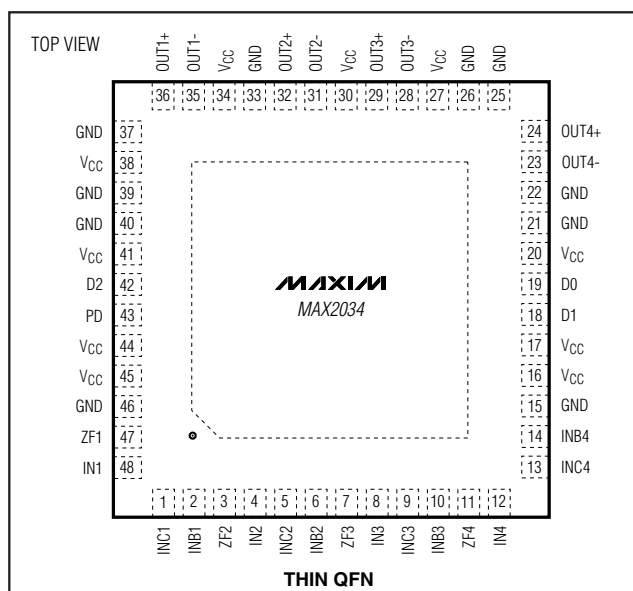
Features

- ◆ High-Level Integration of 4 Channels
- ◆ Digitally Programmable Input Impedance (R_{IN}) of 50Ω, 100Ω, 200Ω, and 1kΩ
- ◆ Integrated Input Clamp
- ◆ Integrated Input-Damping Capacitor
- ◆ Ultra-Low 2.2dB Noise Figure at $R_S = R_{IN} = 200Ω$
- ◆ 70MHz, -3dB Bandwidth
- ◆ Low 58mW/Channel Power Dissipation
- ◆ HD2 of -68dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$ for Exceptional Second Harmonic Imaging Performance
- ◆ Two-Tone Ultrasound-Specific* IMD3 of -55dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$ for Exceptional PW/CW Doppler Performance
- ◆ Quick Large-Signal Overload Recovery
- ◆ Single +5V Supply Operation
- ◆ Sleep Mode

Applications

Ultrasound Imaging
Sonar Signal Amplification

Pin Configuration



Typical Application Circuit appears at end of data sheet.



Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{CC} to GND-0.3V to +5.5V
 Any Other Pins to GND.....-0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
 IN₋ to INB₋-2V to +2V
 INC₋ to GND-24mA to +24mA
 Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 48-Pin TQFN (derated 40mW/°C above +70°C)3200mW

Operating Temperature Range.....0°C to +70°C
 Junction Temperature+150°C
 θ_{JC}.....0.8°C/W
 θ_{JA}.....25°C/W
 Storage Temperature Range-40°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX2034 Typical Application Circuit, V_{CC} = +4.75V to +5.25V, no input signal applied between IN1–IN4 and GND, T_A = 0°C to +70°C. Typical values are at V_{CC} = +5.0V and T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	V _{CC}		4.75	5.0	5.25	V
Total Supply Current	I _{CC}	Normal mode (PD = 0), no signals applied, see the <i>Typical Operating Characteristics</i> for I _{CC} as a function of input signal		46.5	54.5	mA
	I _{CC,PD}	Sleep mode (PD = 1), V _{IN_} = 112mV _{P-P} at 5MHz		0.8	4	
LOGIC INPUTS (PD, D2, D1, D0)						
Input High Voltage	V _{IH}		4.0			V
Input Low Voltage	V _{IL}				1.0	V
Input Current with Logic-High	I _{IH}				1	μA
Input Current with Logic-Low	I _{IL}				1	μA

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX2034 Typical Application Circuit, V_{CC} = +4.75V to +5.25V, source impedance R_S = 200Ω, PD = 0, D2/D1/D0 = 0/1/0 (R_{IN} = 200Ω), signal AC-coupled to IN₋, INB₋ is AC grounded, V_{OUT} is the differential output between OUT₊ and OUT₋, f_{IN} = 5MHz, R_L = 200Ω between the differential outputs, C_L = 20pF from each output to ground, T_A = 0°C to +70°C. Typical values are at V_{CC} = 5.0V and T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Resistance	R _{IN}	D2/D1/D0 = 0/0/0		53		Ω
		D2/D1/D0 = 0/0/1		105		
		D2/D1/D0 = 0/1/0		206		
		D2/D1/D0 = 0/1/1		870		
Typical Input Resistance Variation from Nominal Programmed				±1		%
Input Capacitance	C _{IN}			40		pF
Gain	A _V	(OUT ₊ - OUT ₋) / IN ₋		19		dB
Part-to-Part Gain Variation from Nominal		T _A = +25°C, R _L = 200Ω ±10%	0	±0.1	±0.5	dB
-3dB Small-Signal Gain Bandwidth	f _{-3dB}	D2/D1/D0 = 0/0/0, (50Ω input impedance), V _{OUT} = 0.2V _{P-P}		70		MHz
Slew Rate				280		V/μs

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(MAX2034 Typical Application Circuit, $V_{CC} = +4.75V$ to $+5.25V$, source impedance $R_S = 200\Omega$, $P_D = 0$, $D2/D1/D0 = 0/1/0$ ($R_{IN} = 200\Omega$), signal AC-coupled to IN_- , INB_- is AC grounded, V_{OUT} is the differential output between OUT_+ and OUT_- , $f_{IN} = 5MHz$, $R_L = 200\Omega$ between the differential outputs, $C_L = 20pF$ from each output to ground, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$. Typical values are at $V_{CC} = 5.0V$ and $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 1)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Noise Figure	NF	$R_S = R_{IN} = 50\Omega$		4.1		dB
		$R_S = R_{IN} = 100\Omega$		2.9		
		$R_S = R_{IN} = 200\Omega$		2.2		
		$R_S = R_{IN} = 1000\Omega$		1.4		
Input-Referred Noise Voltage		$D2 = 1$ (high input impedance), $f_{IN} = 5MHz$		0.87		$nV/\sqrt{Hz}$
Input-Referred Noise Current		$D2 = 1$ (high input impedance), $f_{IN} = 5MHz$		2.1		$pA/\sqrt{Hz}$
Second Harmonic	HD2	$f_{IN} = 5MHz$, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential	-50	-68		dBc
		$f_{IN} = 10MHz$, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential		-66		
Third Harmonic	HD3	$f_{IN} = 5MHz$, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential		-50		dBc
		$f_{IN} = 10MHz$, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential		-44		
Two-Tone Intermodulation Distortion (Note 2)	IMD3	4.99MHz tone relative to the second tone at 5.01MHz, which is 25dB lower than the first tone at 5.00MHz, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential	-45	-55		dBc
		7.49MHz tone relative to the second tone at 7.51MHz, which is 25dB lower than the first tone at 7.50MHz, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential		-52		
Maximum Output Signal Amplitude		Differential output		4.4		V_{P-P}
Gain Compression		Gain at $V_{IN} = 112mV_{P-P}$ relative to gain at $V_{IN} = 550mV_{P-P}$		0.5	3	dB
Output Common-Mode Level				2.45		V
Output Impedance		Single-ended		5.3		Ω
Phase Matching Between Channels		Phase difference between channels with $V_{IN} = 195mV$ peak (-3dB full scale), $f_{IN} = 10MHz$		± 1.5		deg
Channel-to-Channel Crosstalk		$f_{IN} = 10MHz$, $V_{OUT} = 1V_{P-P}$, adjacent channels	50	66		dB
Switch Time from Normal to Sleep Mode		Supply current settles to 90% of nominal sleep-mode current $I_{CC,PD}$		0.3		ms
Switch Time from Sleep to Normal Mode		V_{OUT} settles to 90% of final $1V_{P-P}$ output		0.3		ms

Note 1: Min and max limits at $T_A = +25^\circ C$ and $+70^\circ C$ are guaranteed by design, characterization, and/or production test.

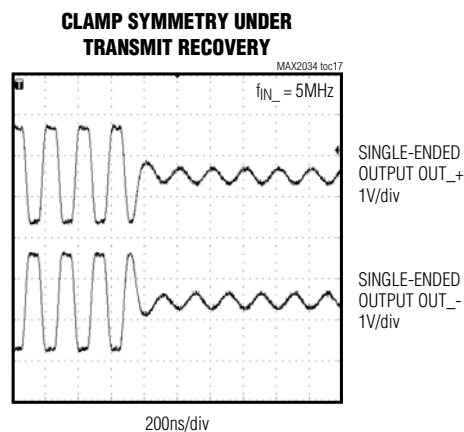
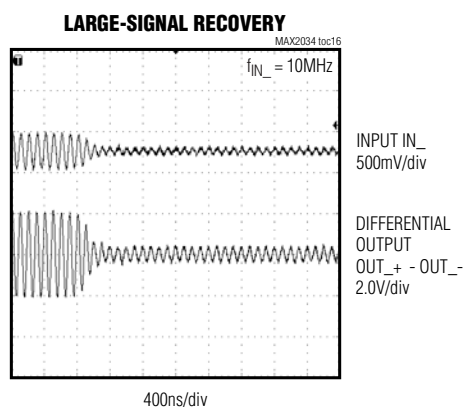
Note 2: See the *Ultrasound-Specific IMD3 Specification* in the *Applications Information* section.

MAX2034

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

Typical Operating Characteristics (continued)

(MAX2034 Typical Application Circuit, $V_{CC} = +4.75V$ to $+5.25V$, source impedance $R_S = 200\Omega$, $PD = 0$, $D2/D1/D0 = 0/1/0$ ($R_{IN} = 200\Omega$), signal AC-coupled to IN_- , INB_- is AC grounded, V_{OUT} is the differential output between OUT_+ and OUT_- , $f_{IN} = 5MHz$, $R_L = 200\Omega$ between the differential outputs, $C_L = 20pF$ from each output to ground, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, unless otherwise specified.)



Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	INC1	Channel 1 Analog Input Clamp. Input port to the integrated clamping diodes.
2	INB1	Channel 1 Analog Bypass Input. Connect a capacitor to GND as close as possible to the pin.
3	ZF2	Channel 2 Active Impedance-Matching Port. AC-couple to the source circuit with a capacitor.
4	IN2	Channel 2 LNA Analog Input. Single-ended input for channel 2 amplifier. Connect the analog input to the source circuit through a series capacitor.
5	INC2	Channel 2 Analog Input Clamp. Input port to the integrated clamping diodes.
6	INB2	Channel 2 Analog Bypass Input. Connect a capacitor to GND as close as possible to the pin.
7	ZF3	Channel 3 Active Impedance-Matching Port. AC-couple to the source circuit with a capacitor.
8	IN3	Channel 3 LNA Analog Input. Single-ended input for channel 3 amplifier. Connect the analog input to the source circuit through a series capacitor.
9	INC3	Channel 3 Analog Input Clamp. Input port to the integrated clamping diodes.
10	INB3	Channel 3 Analog Bypass Input. Connect a capacitor to GND as close as possible to the pin.
11	ZF4	Channel 4 Active Impedance-Matching Port. AC-couple to the source circuit with a capacitor.
12	IN4	Channel 4 LNA Analog Input. Single-ended input for channel 4 amplifier. Connect the analog input to the source circuit through a series capacitor.
13	INC4	Channel 4 Analog Input Clamp. Input port to the integrated clamping diodes.
14	INB4	Channel 4 Analog Bypass Input. Connect a capacitor to GND as close as possible to the pin.
15, 21, 22, 25, 26, 33, 37, 39, 40, 46	GND	Ground
16, 17, 20, 27, 30, 34, 38, 41, 44, 45	V_{CC}	5V Power Supply. Supply for the four LNAs. Bypass each V_{CC} supply with a 100nF capacitor as close as possible to the pin.

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

Pin Description (continued)

PIN	NAME	FUNCTION
18, 19, 42	D1, D0, D2	Digitally Programmable Inputs. Programs the input impedance of each amplifier. See Table 1 on input impedance programming information.
23	OUT4-	Channel 4 LNA Analog Inverting Output
24	OUT4+	Channel 4 LNA Analog Noninverting Output
28	OUT3-	Channel 3 LNA Analog Inverting Output
29	OUT3+	Channel 3 LNA Analog Noninverting Output
31	OUT2-	Channel 2 LNA Analog Inverting Output
32	OUT2+	Channel 2 LNA Analog Noninverting Output
35	OUT1-	Channel 1 LNA Analog Inverting Output
36	OUT1+	Channel 1 LNA Analog Noninverting Output
43	PD	Power-Down. Drive PD high to put the device in sleep mode. Drive PD low for normal mode.
47	ZF1	Channel 1 Active Impedance-Matching Port. AC-couple to the source circuit with a capacitor.
48	IN1	Channel 1 LNA Analog Input. Single-ended input for channel 1 amplifier. Connect the analog input to the source circuit through a series capacitor.
EP	GND	Exposed Paddle. Solder the exposed paddle to the ground plane using multiple vias.

Detailed Description

The MAX2034 is a four-channel, ultra-low-noise preamplifier. Each amplifier features single-ended inputs, differential outputs, and provides an accurate fixed gain of 19dB with a wide -3dB bandwidth of 70MHz. The high-gain accuracy of the amplifier allows for exceptional channel-to-channel gain matching, which is necessary for high-performance ultrasound-imaging applications. The device has an exceptionally low noise figure, making it ideal for use in ultrasound front-end designs. Noise figure is typically 2.2dB for a source impedance and programmed input impedance of 200Ω.

The MAX2034 is optimized for excellent dynamic range and linearity performance characteristics, making it ideal for ultrasound-imaging modalities including second harmonic 2D imaging and continuous wave Doppler. The device achieves an HD2 of -68dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$, and an ultrasound-specific two-tone IMD3 performance of -55dBc at $V_{OUT} = 1V_{P-P}$ and $f_{IN} = 5MHz$. See the *Ultrasound-Specific IMD3 Specification* in the *Applications Information* section.

Active Impedance Matching

To provide exceptional noise-figure characteristics, the input impedance of each amplifier uses a feedback topology for active impedance matching. A feedback resistor of the value $(1 + (A / 2)) \times R_S$ is added between the inverting output of the amplifier to the input. The input impedance is the feedback resistor, Z_F , divided by $1 + (A / 2)$. The factor of two is due to the gain of the

amplifier, A , being defined with a differential output. For common input impedances, the internal digitally programmed impedances can be used (see Table 1). For other input impedances, program the impedance for external resistor operation, and then use an externally supplied resistor to set the input impedance according to the above formula.

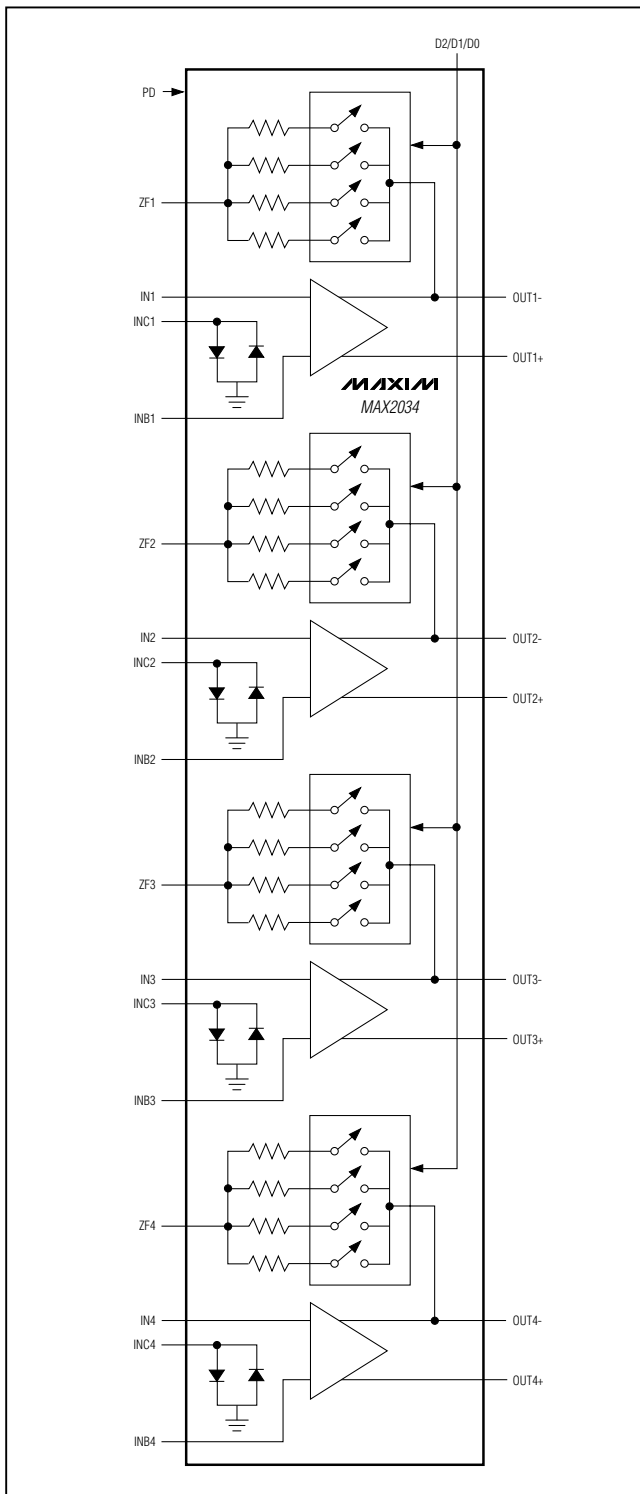
The gain and input impedance of the MAX2034 vs. frequency are shown in the *Typical Operating Characteristics*. Both gain and input impedance are well behaved, with no peaking characteristics. This allows the device to be used with a variety of input networks, with no requirement for series ferrite beads or shunt capacitors for stability control.

Table 1. Digitally Programmable Input Impedance

D2	D1	D0	$R_{IN} (\Omega)$
0	0	0	50
0	0	1	100
0	1	0	200
0	1	1	1k
1	0	0	Defined by external resistor
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

Functional Diagram



Digitally Programmable Input Impedance

The MAX2034 features an on-chip digitally programmable input impedance, which makes the part compatible with a variety of source impedances ranging from 50Ω to 1kΩ. The input impedance can be programmed for 50Ω, 100Ω, 200Ω, or 1kΩ through the digital inputs D2, D1, and D0. See Table 1 for programming details. In addition to these fixed values, virtually any other input impedance can be supported by using an off-chip external feedback resistor, R_F . To utilize this feature, set D2, D1, and D0 to any of the four external resistor-controlled states shown in Table 1. The value of the off-chip feedback resistor can be determined by using the following relationship:

$$R_F = (1 + (A / 2)) \times R_S$$

where R_S is the source impedance, and A is the gain of the amplifier ($A = 9$) defined with a differential output.

Noise Figure

The MAX2034 is designed to provide maximum input sensitivity with its exceptionally low noise figure. The input active devices are selected for very low equivalent input noise voltage and current, and they have been optimized for source impedances from 50Ω to 1000Ω. Additionally, the noise contribution of the matching resistor is effectively divided by $1 + (A / 2)$. Using this scheme, typical noise figure of the amplifier is approximately 2.2dB for $R_{IN} = R_S = 200\Omega$. Table 2 illustrates the noise figure for other input impedances.

Table 2. Noise Figure vs. Source and Input Impedances

R_S (Ω)	R_{IN} (Ω)	NF (dB)
50	50	4.1
100	100	2.9
200	200	2.2
1000	1000	1.4

Input Clamp

The MAX2034 includes configurable integrated input-clamping diodes. The diodes are clamped to ground at $\pm 275\text{mV}$. The input-clamping diodes can be used to prevent large transmit signals from overdriving the inputs of the amplifiers. Overdriving the inputs could possibly place charge on the input-coupling capacitor, causing longer transmit overload recovery times. Input signals are AC-coupled to the single-ended inputs IN1–IN4, but are clamped with the INC1–INC4 inputs. See the *Typical Application Circuit*. If external clamping devices are preferred, simply leave INC1–INC4 unconnected.

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

Integrated Input Damping Capacitor

At high frequencies, gain peaking can occur due to an active input termination becoming less effective when the gain rolls off. Although an external shunting capacitor can be used to mitigate this effect, different input impedance modes require different capacitor values. The MAX2034 integrates a damping capacitor for each of the four programmed input impedance modes. When the input impedance is programmed by applying the appropriate D2/D1/D0, an optimal capacitor value is also chosen for the particular input impedance mode, eliminating the need for external capacitors.

Overload Recovery

The device is also optimized for quick overload recovery for operation under the large input signal conditions that are typically found in ultrasound input-buffer imaging applications. Internal signal clipping is symmetrical. Input overloads can be prevented with the input-clamping diodes. See the *Typical Operating Characteristics* that illustrate the rapid recovery time from a transmit-related overload.

Sleep Mode

The sleep mode function allows the MAX2034 to be configured in a low-power state when the amplifiers are not being used. In sleep mode, all amplifiers are powered down, the total supply current of the device reduces to 0.8mA, and the input impedance of each amplifier is set at high impedance. Drive the PD input high to activate sleep mode. For normal operation, drive the PD input low.

Applications Information

Analog Input Coupling

AC-couple to ground the analog bypass input by connecting a 0.1μF capacitor at the INB1–INB4 input to GND (0.1μF recommended). Since the amplifiers are designed with a differential input stage, bypassing the INB1–INB4 inputs configures the MAX2034 for single-ended inputs at IN1–IN4.

Connect the IN1–IN4 inputs to their source circuits through 0.1μF series capacitors. Connect the feedback ports ZF1–ZF4 to the source circuits through 0.018μF capacitors. (These capacitors will be 1/(5.5) as large as the input-coupling capacitors. This equalizes the high-pass filter characteristic of both the input and feedback input ports, due to the feedback resistance related by a factor of 1/(5.5) to the input impedance.)

Note that the active input circuitry of the MAX2034 is stable, and does not require external ferrite beads or shunt capacitors to achieve high-frequency stability.

The *Typical Application Circuit* illustrates these coupling capacitors. If a ground-referenced current-limiting stage precedes the MAX2034 inputs, its output can be connected to the integrated clamping diodes on pins INC1–INC4 to facilitate very rapid recovery from transient overloads associated with transmitter operation in ultrasound applications.

Analog Output Coupling

The differential outputs of the MAX2034 are capable of driving a differential load impedance of 200Ω or greater. The differential output has a common-mode bias of approximately 2.45V. AC-couple these differential outputs if the next stage has a different common-mode input range.

Board Layout

The pin configuration of the MAX2034 is optimized to facilitate a very compact physical layout of the device and its associated discrete components. A typical application for this device might incorporate several devices in close proximity to handle multiple channels of signal processing.

The exposed paddle (EP) of the MAX2034's thin QFN-EP package provides a low thermal-resistance path to the die. It is important that the PC board on which the MAX2034 is mounted be designed to conduct heat from the EP. In addition, provide the EP with a low-inductance path to electrical ground. The EP **MUST** be soldered to a ground plane on the PC board, either directly or through an array of plated via holes.

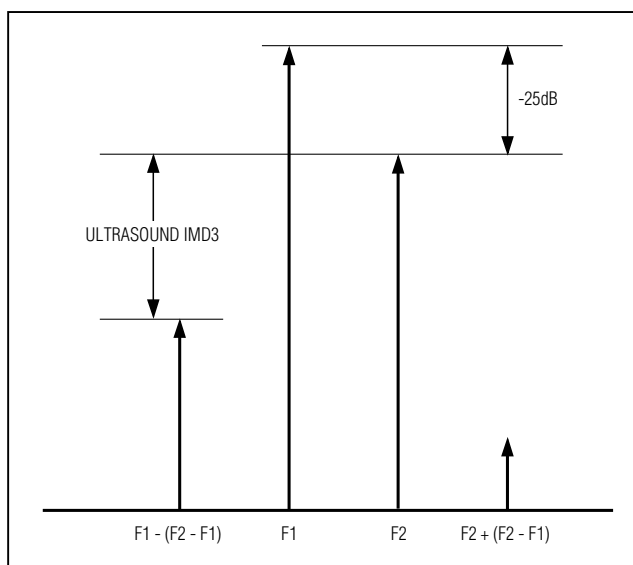


Figure 1. Ultrasound IMD3 Measurement Technique

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

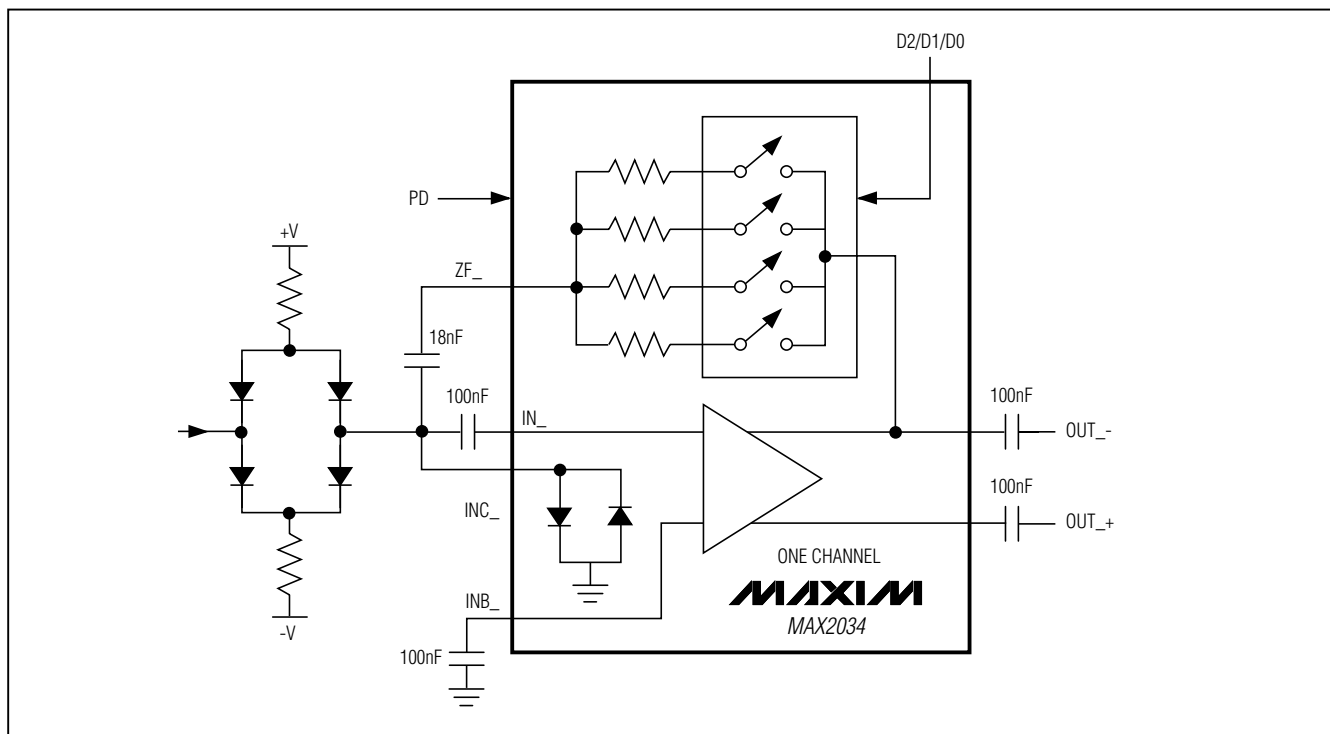


Figure 2. Typical Single-Channel Ultrasound Application Circuit

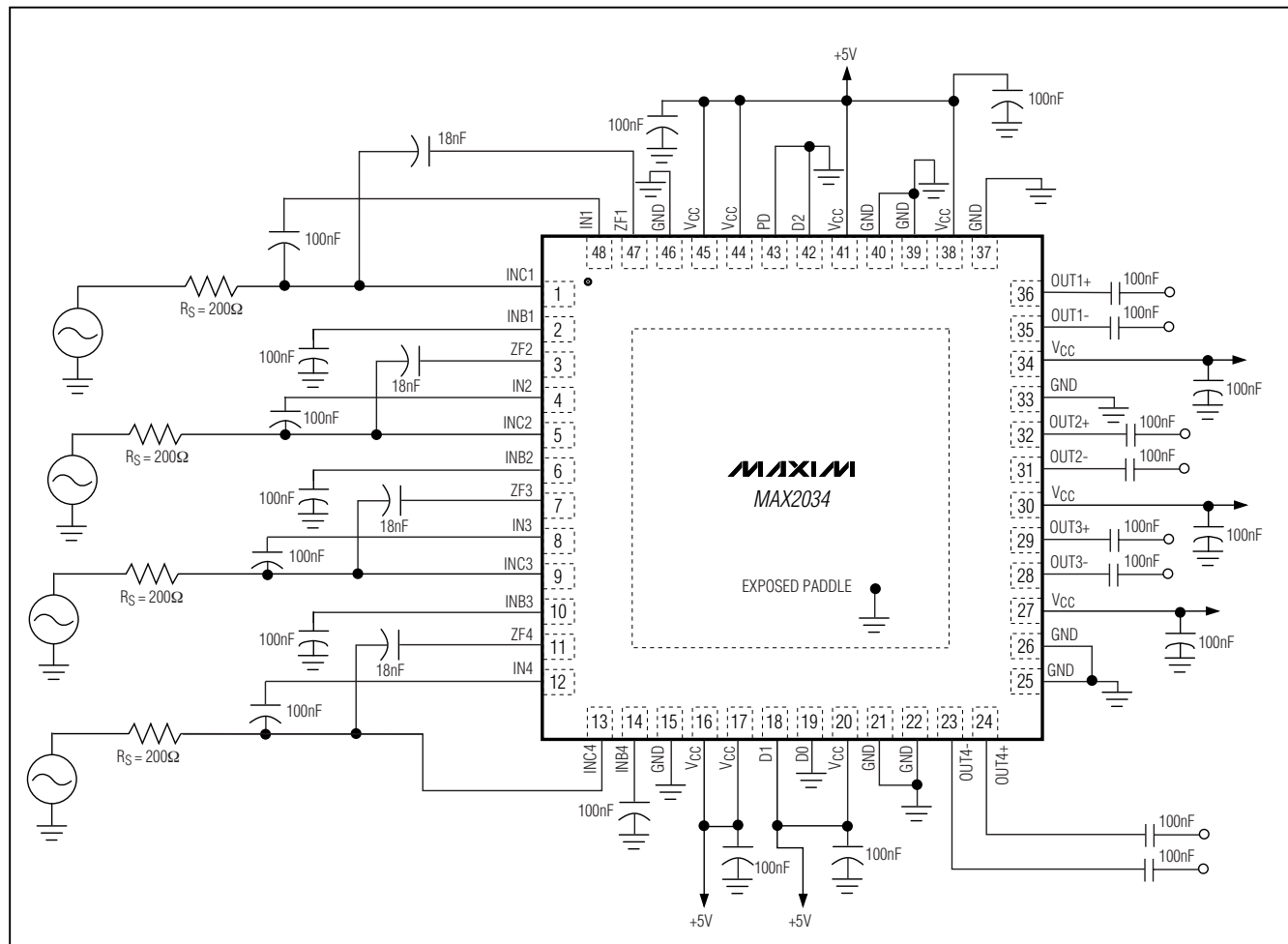
Ultrasound-Specific IMD3 Specification

Unlike typical communications specs, the two input tones are not equal in magnitude for the ultrasound-specific IMD3 two-tone specification. In this measurement, F1 represents reflections from tissue and F2 represents reflections from blood. The latter reflections are typically 25dB lower in magnitude, and hence the measurement is defined with one input tone 25dB lower than the other. The IMD3 product of interest ($F1 - (F2 - F1)$) presents itself as an undesired Doppler error signal in ultrasound applications. See Figure 1.

Quad-Channel, Ultra-Low-Noise Amplifier with Digitally Programmable Input Impedance

Typical 200Ω Application Circuit

MAX2034





Ultrasound Variable-Gain Amplifier

MAX2037

General Description

The MAX2037 8-channel variable-gain amplifier (VGA) is designed for high linearity, high dynamic range, and low-noise performance targeting ultrasound imaging and Doppler applications. Each amplifier features differential inputs and outputs and a total gain range of typically 42dB. In addition, the VGAs offer very low output-referred noise performance suitable for interfacing with 12-bit ADCs.

The MAX2037 VGA is optimized for less than $\pm 0.25\text{dB}$ absolute gain error to ensure minimal channel-to-channel ultrasound beamforming focus error. The device's differential outputs are designed to directly drive ultrasound ADCs through an external passive anti-aliasing filter. A switchable clamp is also provided at each amplifier's outputs to limit the output signals, thereby preventing ADC overdrive or saturation.

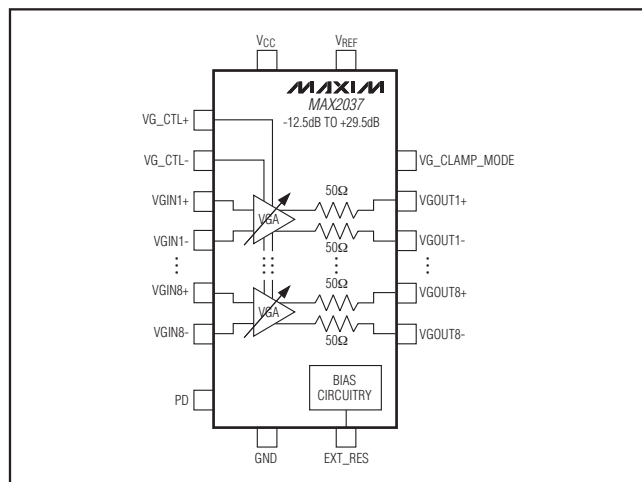
Dynamic performance of the device is optimized to reduce distortion to support second-harmonic imaging. The device achieves a second-harmonic distortion specification of -70dBc at $V_{\text{OUT}} = 1.5\text{V}_{\text{P-P}}$ and $f_{\text{IN}} = 5\text{MHz}$, and an ultrasound-specific* two-tone third-order intermodulation distortion specification of -52dBc at $V_{\text{OUT}} = 1.5\text{V}_{\text{P-P}}$ and $f_{\text{IN}} = 5\text{MHz}$.

The MAX2037 operates from a $+5.0\text{V}$ power supply, consuming only $120\text{mW}/\text{channel}$. The device is available in a 100-pin TQFP package with an exposed pad. Electrical performance is guaranteed over a 0°C to $+70^\circ\text{C}$ temperature range.

Applications

Ultrasound Imaging Sonar

Functional Diagram



Features

- ◆ 8-Channel Configuration
- ◆ High Integration for Ultrasound Imaging Applications
- ◆ Pin Compatible with the MAX2038 Ultrasound VGA Plus CW Doppler Beamformer
- ◆ Maximum Gain, Gain Range, and Output-Referred Noise Optimized for Interfacing with 12-Bit ADCs
 - Maximum Gain of 29.5dB
 - Total Gain Range of 42dB
 - $22\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Ultra-Low Output-Referred Noise at 5MHz
 - Pin-for-Pin 10-Bit Compatibility Supported By MAX2035/MAX2036
- ◆ $\pm 0.25\text{dB}$ Absolute Gain Error
- ◆ Switchable Output VGA Clamp Eliminating ADC Overdrive
- ◆ Fully Differential VGA Outputs for Direct ADC Drive
- ◆ Variable Gain Range Achieves 42dB Dynamic Range
- ◆ -70dBc HD2 at $V_{\text{OUT}} = 1.5\text{V}_{\text{P-P}}$ and $f_{\text{IN}} = 5\text{MHz}$
- ◆ Two-Tone Ultrasound-Specific* IMD3 of -52dBc at $V_{\text{OUT}} = 1.5\text{V}_{\text{P-P}}$ and $f_{\text{IN}} = 5\text{MHz}$
- ◆ 120mW Consumption Per Channel

*See the Ultrasound-Specific IMD3 Specification in the Applications Information section.

Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2037CCQ+D	0°C to $+70^\circ\text{C}$	100 TQFP-EP†
MAX2037CCQ+TD	0°C to $+70^\circ\text{C}$	100 TQFP-EP†

†EP = Exposed pad.

+Denotes a lead(Pb)-free/RoHS-compliant package.

T = Tape and reel.

D = Dry packing.



Ultrasound Variable-Gain Amplifier

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{CC}, V_{REF} to GND-0.3V to +5.5V
 Any Other Pins to GND.....-0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
 VGA Differential Input Voltage (V_{GIN+} - V_{GIN-}).....8.0V_{P-P}
 Analog Gain-Control Input Differential Voltage
 (V_{G_CTL+} - V_{G_CTL-}).....8.0V_{P-P}
 Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 100-Pin TQFP
 (derated 45.5mW/°C above +70°C).....3636.4mW

Operating Temperature Range.....0°C to +70°C
 Junction Temperature.....+150°C
 θ_{JC} (Note 1)+2°C/W
 θ_{JA} (Note 1)+22°C/W
 Storage Temperature Range-40°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer board. For detailed information on package thermal considerations, refer to www.maxim-ic.com/thermal-tutorial.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Figure 2, V_{CC} = V_{REF} = 4.75V to 5.25V, V_{CM} = (3/5)V_{REF}, T_A = 0°C to +70°C, V_{GND} = 0, PD = 0, no RF signals applied, capacitance to GND at each of the VGA differential outputs is 60pF, differential capacitance across the VGA outputs is 10pF, R_L = 1kΩ. Typical values are at V_{CC} = V_{REF} = 5V, T_A = +25°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage Range	V _{CC}		4.75	5	5.25	V
V _{CC} External Reference Voltage Range	V _{REF}	(Note 3)	4.75	5	5.25	V
Total Power Supply Current		Refers to V _{CC} supply current plus V _{REF} current		204	231	mA
		PD = 1		27	33	
V _{CC} Supply Current	I _{VCC}			192	216	mA
V _{REF} Current	I _{REF}			12	15	mA
Current Consumption per Amplifier Channel		Refers to V _{CC} supply current		24	27	mA
Differential Analog Control Voltage Range		Minimum gain		+2		V _{P-P}
		Maximum gain		-2		
Differential Analog Control Common-Mode Voltage	V _{CM}		2.85	3.0	3.15	V
Analog Control Input Source/Sink Current				4.5	5	mA
LOGIC INPUTS						
CMOS Input High Voltage	V _{IH}		2.0			V
CMOS Input Low Voltage	V _{IL}				0.8	V

Ultrasound Variable-Gain Amplifier

MAX2037

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Figure 2, $V_{CC} = V_{REF} = 4.75V$ to $5.25V$, $V_{CM} = (3/5)V_{REF}$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, $V_{GND} = 0$, $PD = 0$, $VG_CLAMP_MODE = 1$, $f_{RF} = 5MHz$, capacitance to GND at each of the VGA differential outputs is $60pF$, differential capacitance across the VGA outputs is $10pF$, $R_L = 1k\Omega$. Typical values are at $V_{CC} = V_{REF} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Full-Scale Bandwidth	f-1.3dB	$V_{OUT} = 1.5V_{P-P}$, 3dB bandwidth, gain = 10dB	Differential output capacitance is $10pF$, capacitance to GND at each single-ended output is $60pF$, $R_L = 1k\Omega$		18		MHz
			No capacitive load $R_L = 1k\Omega$		29		
Small Signal Bandwidth	f-1.3dB	$V_{OUT} = 1.5mV_{P-P}$, 3dB bandwidth, gain = 10dB			30		MHz
Differential Input Resistance	R_{IN}			170	200	230	Ω
Input Effective Capacitance	C_{IN}	$f_{RF} = 10MHz$, each input to ground			15		pF
Differential Output Resistance	R_{OUT}				100		Ω
Maximum Gain					+29.5		dB
Minimum Gain					-12.5		dB
Gain Range					42		dB
Absolute Gain Error		$T_A = +25^\circ C$, full gain range 0% to 100%, $V_{REF} = 5V$			± 0.25	± 1.5	dB
VGA Gain Response Time		40dB gain change to within 1dB final value			1		μs
Input-Referred Noise		VG_CTL set for maximum gain, no input signal			2		$nV/\sqrt{Hz}$
Output-Referred Noise		VG_CTL set for +10dB of gain	No input signal		22		$nV/\sqrt{Hz}$
			$V_{OUT} = 1.5V_{P-P}$, 1kHz offset		55		
Second Harmonic	HD2	VG_CLAMP_MODE = 1, VG_CTL set for +10dB of gain, $f_{RF} = 5MHz$, $V_{OUT} = 1.5V_{P-P}$			-70		dBc
		VG_CLAMP_MODE = 1, VG_CTL set for +10dB of gain, $f_{RF} = 10MHz$, $V_{OUT} = 1.5V_{P-P}$		-55	-65		
Third-Order Intermodulation Distortion	IMD3	VG_CLT set for +10dB of gain, $f_{RF1} = 5MHz$, $f_{RF2} = 5.01MHz$, $V_{OUT} = 1.5V_{P-P}$, $V_{REF} = 5V$ (Note 4)		-40	-52		dBc

Ultrasound Variable-Gain Amplifier

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Figure 2, $V_{CC} = V_{REF} = 4.75V$ to $5.25V$, $V_{CM} = (3/5)V_{REF}$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, $V_{GND} = 0$, $PD = 0$, $VG_CLAMP_MODE = 1$, $f_{RF} = 5MHz$, capacitance to GND at each of the VGA differential outputs is $60pF$, differential capacitance across the VGA outputs is $10pF$, $R_L = 1k\Omega$. Typical values are at $V_{CC} = V_{REF} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Channel-to-Channel Crosstalk		$V_{OUT} = 1V_{P-P}$ differential, $f_{RF} = 10MHz$, VG_CTL set for +10dB of gain		-80		dB
Maximum Output Voltage at Clamp ON		$VG_CLAMP_MODE = 0$, VG_CTL set for +20dB of gain, $350mV_{P-P}$ differential input		2.4		V_{P-P} differential
Maximum Output Voltage at Clamp OFF		$VG_CLAMP_MODE = 1$, VG_CTL set for +20dB of gain, $350mV_{P-P}$ differential input		2.8		V_{P-P} differential

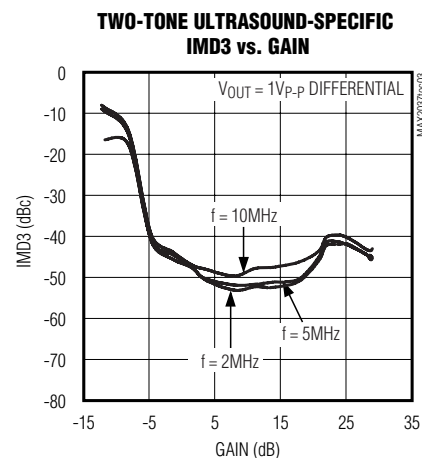
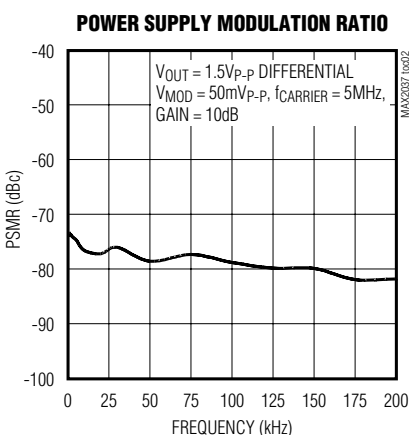
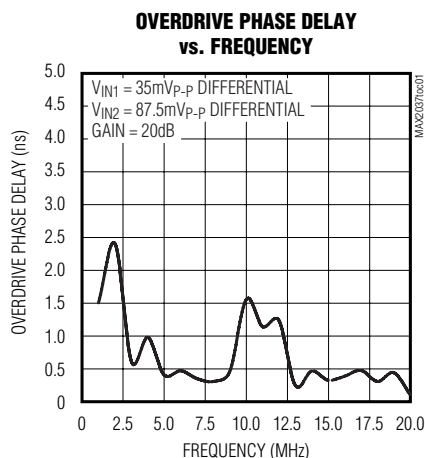
Note 2: Specifications at $T_A = +25^\circ C$ and $T_A = +70^\circ C$ are guaranteed by production test. Specifications at $T_A = 0^\circ C$ are guaranteed by design and characterization.

Note 3: Noise performance of the device is dependent on the noise contribution from the supply to V_{REF} . Use a low noise supply for V_{REF} . V_{CC} and V_{REF} can be connected together to share the same supply voltage if the supply for V_{CC} exhibits low noise.

Note 4: See the *Ultrasound-Specific IMD3 Specification* in the *Applications Information* section.

Typical Operating Characteristics

(Figure 2, $V_{CC} = V_{REF} = 4.75V$ to $5.25V$, $V_{GND} = 0$, $PD = 0$, $VG_CLAMP_MODE = 1$, $f_{RF} = 5MHz$, capacitance to GND at each of the VGA differential outputs is $60pF$, differential capacitance across the VGA outputs is $10pF$, $R_L = 1k\Omega$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$. Typical values are at $V_{CC} = V_{REF} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



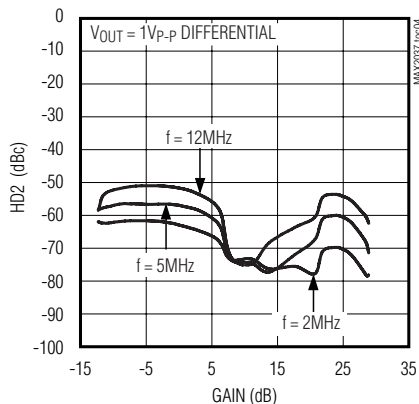
Ultrasound Variable-Gain Amplifier

MAX2037

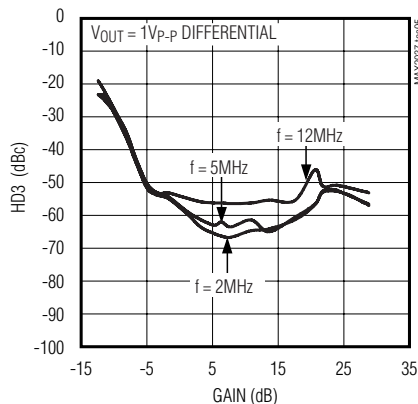
Typical Operating Characteristics (continued)

(Figure 2, $V_{CC} = V_{REF} = 4.75V$ to $5.25V$, $V_{GND} = 0$, $PD = 0$, $VG_CLAMP_MODE = 1$, $f_{RF} = 5MHz$, capacitance to GND at each of the VGA differential outputs is 60pF, differential capacitance across the VGA outputs is 10pF, $R_L = 1k\Omega$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$. Typical values are at $V_{CC} = V_{REF} = 5V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

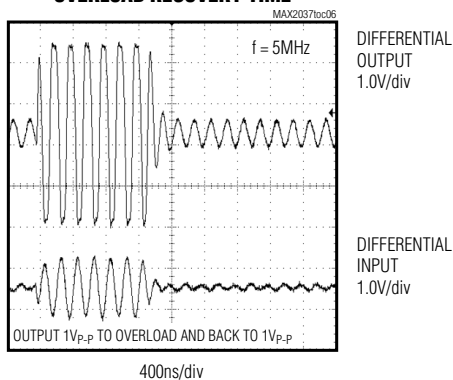
SECOND HARMONIC DISTORTION vs. GAIN



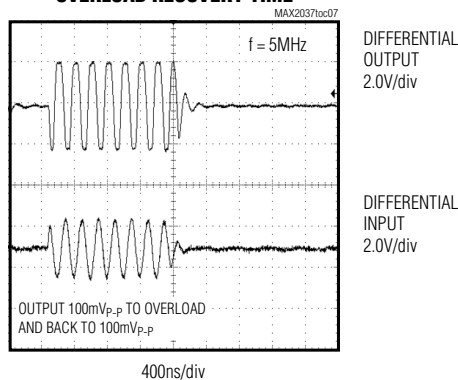
THIRD HARMONIC DISTORTION vs. GAIN



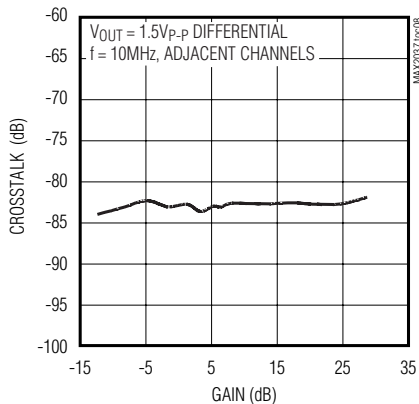
OVERLOAD RECOVERY TIME



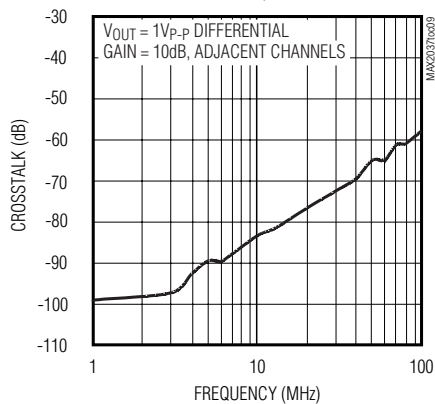
OVERLOAD RECOVERY TIME



CHANNEL-TO-CHANNEL CROSSTALK vs. GAIN



CHANNEL-TO-CHANNEL CROSSTALK vs. FREQUENCY



Ultrasound Variable-Gain Amplifier

MAX2037

Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1, 2, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 19, 20, 21, 24, 25, 26, 29, 30, 31, 34, 35, 36, 41, 43, 44, 45, 47, 48, 51, 55, 58, 59, 64, 65, 66, 69, 73, 76, 79, 80, 81, 83, 84, 85, 88–92, 96, 97, 98	GND	Ground
3	VGIN3-	VGA Channel 3 Inverting Differential Input
4	VGIN3+	VGA Channel 3 Noninverting Differential Input
8	VGIN4-	VGA Channel 4 Inverting Differential Input
9	VGIN4+	VGA Channel 4 Noninverting Differential Input
13	EXT_C1	External Compensation. Connect a 4.7 μ F capacitor to ground.
14	EXT_C2	External Compensation. Connect a 4.7 μ F capacitor to ground.
15	EXT_C3	External Compensation. Connect a 4.7 μ F capacitor to ground.
16, 39, 42, 46, 54, 72, 82, 87	V _{CC}	5V Power Supply. Bypass each V _{CC} supply to ground with 0.1 μ F capacitors as close to the pins as possible.
17	VGIN5-	VGA Channel 5 Inverting Differential Input
18	VGIN5+	VGA Channel 5 Noninverting Differential Input
22	VGIN6-	VGA Channel 6 Inverting Differential Input
23	VGIN6+	VGA Channel 6 Noninverting Differential Input
27	VGIN7-	VGA Channel 7 Inverting Differential Input
28	VGIN7+	VGA Channel 7 Noninverting Differential Input
32	VGIN8-	VGA Channel 8 Inverting Differential Input
33	VGIN8+	VGA Channel 8 Noninverting Differential Input
37, 93	VREF	5V Reference Supply. Bypass to GND with a 0.1 μ F capacitor as close to the pins as possible. Note that noise performance of the device is dependent on the noise contribution from the supply to VREF. Use a low noise supply for VREF. V _{CC} and VREF can be connected together to share the same supply voltage if the supply for V _{CC} exhibits low noise.
38	EXT_RES	External Resistor. Connect a 7.5k Ω resistor to ground.
40	PD	Power-Down Switch. Drive PD high to set the device in power-down mode. Drive PD low for normal operation.
49	VGOUT8+	VGA Channel 8 Noninverting Differential Output
50	VGOUT8-	VGA Channel 8 Inverting Differential Output
52	VGOUT7+	VGA Channel 7 Noninverting Differential Output
53	VGOUT7-	VGA Channel 7 Inverting Differential Output
56	VGOUT6+	VGA Channel 6 Noninverting Differential Output
57	VGOUT6-	VGA Channel 6 Inverting Differential Output
60	VGOUT5+	VGA Channel 5 Noninverting Differential Output

Ultrasound Variable-Gain Amplifier

Pin Description (continued)

PIN	NAME	FUNCTION
61	VGOUT5-	VGA Channel 5 Inverting Differential Output
62	VG_CTL-	VGA Analog Gain-Control Inverting Input
63	VG_CTL+	VGA Analog Gain-Control Noninverting Input
67	VGOUT4+	VGA Channel 4 Noninverting Differential Output
68	VGOUT4-	VGA Channel 4 Inverting Differential Output
70	VGOUT3+	VGA Channel 3 Noninverting Differential Output
71	VGOUT3-	VGA Channel 3 Inverting Differential Output
74	VGOUT2+	VGA Channel 2 Noninverting Differential Output
75	VGOUT2-	VGA Channel 2 Inverting Differential Output
77	VGOUT1+	VGA Channel 1 Noninverting Differential Output
78	VGOUT1-	VGA Channel 1 Inverting Differential Output
86	VG_CLAMP_MODE	VGA Clamp Mode Enable. Drive VG_CLAMP_MODE low to enable VGA clamping. VGA output will be clamped at typically 2.4V _{P-P} differential. Drive VG_CLAMP_MODE high to disable VGA clamp mode.
94	VGIN1-	VGA Channel 1 Inverting Differential Input
95	VGIN1+	VGA Channel 1 Noninverting Differential Input
99	VGIN2-	VGA Channel 2 Inverting Differential Input
100	VGIN2+	VGA Channel 2 Noninverting Differential Input
—	EP	Exposed pad. Internally connected to GND. Solder the exposed pad to the ground plane using multiple vias.

MAX2037

Detailed Description

The MAX2037's VGAs are optimized for high linearity, high dynamic range, and low output noise performance, making this component ideal for ultrasound-imaging applications. The VGA paths also exhibit a channel-to-channel crosstalk of -80dB at 10MHz and an absolute gain error of less than ± 0.25 dB for minimal channel-to-channel focusing error in an ultrasound system. Each VGA path includes circuitry for adjusting analog gain, an output buffer with differential output ports (VGOUT₊, VGOUT₋) for driving ADCs, and differential input ports (VGIN₊, VGIN₋) that are ideal for directly interfacing to the MAX2034 quad LNA. See the *Functional Diagram* for details.

The VGA has an adjustable gain range from -12.5dB to +29.5dB, achieving a total dynamic range of typically 42dB. The VGA gain can be adjusted with the differential gain-control input VG_CTL+ and VG_CTL-. Set the differential gain-control input voltage at -2V for maximum gain and +2V for minimum gain. The differential analog control common-mode voltage is typically 3.0V.

VGA Clamp

A clamp is provided to limit the VGA output signals to avoid overdriving the ADC or to prevent ADC saturation. Set VG_CLAMP_MODE low to clamp the VGA differential outputs at 2.4V_{P-P}. Set the VG_CLAMP_MODE high to disable the clamp.

Power Down

The device can also be powered down with PD. Set PD to logic-high for power-down mode. In power-down mode, the device draws a total supply current of 27mA. Set PD to a logic-low for normal operation.

Overload Recovery

The device is also optimized for quick overload recovery for operation under the large input signal conditions that are typically found in ultrasound input buffer imaging applications. See the *Typical Operating Characteristics* for an illustration of the rapid recovery time from a transmit-related overload.

Ultrasound Variable-Gain Amplifier

Applications Information

External Compensation

External compensation is required for bypassing internal biasing circuitry. Connect, as close as possible, individual 4.7 μ F capacitors from each pin EXT_C1, EXT_C2, and EXT_C3 (pin 13, 14, 15) to ground.

External Bias Resistor

An external resistor at EXT_RES is required to set the bias for the internal biasing circuitry. Connect, as close as possible, a 7.5k Ω resistor from EXT_RES (pin 38) to ground.

Analog Input and Output Coupling

In typical applications, the MAX2037 is being driven from a low-noise amplifier (such as the MAX2034) and is typically driving a discrete differential anti-alias filter into an ADC (such as the MAX1436 octal ADC). The differential input impedance of the MAX2037 is typically 200 Ω . The differential outputs are capable of driving a differential load resistance of 1000 Ω . The output impedance is 100 Ω differential. The differential outputs have a common-mode bias of approximately 3.0V. AC-couple these differential outputs if the next stage has a different common-mode input range.

Ultrasound-Specific IMD3 Specification

Unlike typical communications specs, the two input tones are not equal in magnitude for the ultrasound-specific IMD3 two-tone specification. In this measurement, f_1 represents reflections from tissue and f_2 represents reflections from blood. The latter reflections are typically 25dB lower in magnitude, and hence the measurement is defined with one input tone 25dB lower than the other. The IMD3 product of interest ($f_1 - (f_2 - f_1)$) presents itself as an undesired Doppler error signal in ultrasound applications. See Figure 1.

Board Layout

The pin configuration of the MAX2037 is optimized to facilitate a very compact physical layout of the device and its associated discrete components. A typical application for this device might incorporate several devices in close proximity to handle multiple channels of signal processing.

The exposed pad (EP) of the MAX2037's TQFP-EP package provides a low thermal-resistance path to the die. It is important that the PCB on which the MAX2037 is mounted be designed to conduct heat from the EP. In addition, provide the EP with a low-inductance path to electrical ground. The EP **MUST** be soldered to a ground plane on the PCB, either directly or through an array of plated via holes.

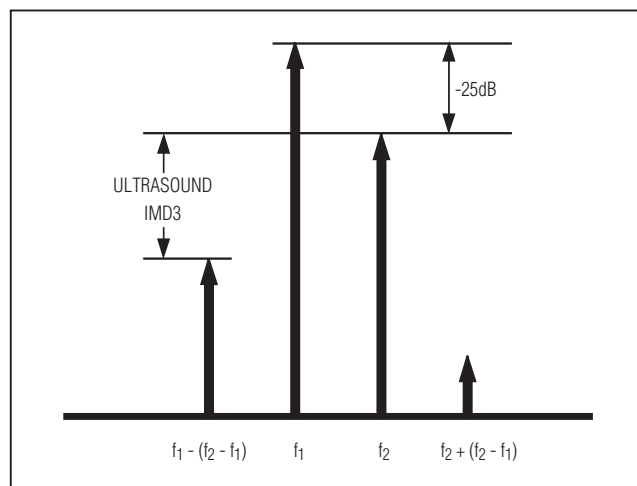


Figure 1. Ultrasound IMD3 Measurement Technique

MAX2037



MAX2037

MAX2037



GE Healthcare

LOGIQ *e*

Transducer Guide

The LOGIQ* *e* features a wide range of applications that increase your system's versatility across general imaging, anesthesia, musculoskeletal, interventional, emergency and critical care. The transducers feature a ComfortScan design that maximizes ease of use, ergonomics and patient comfort. A lightweight transducer cable minimizes strain, to better facilitate transducer placement.

Transducer	Description	Applications	Footprint	Bandwidth	Biopsy Guide
 8L-RS	Wide-band linear array	Peripheral vascular, small parts	14.2 x 47 mm	4.0–12.0 MHz Imaging Frequency	Multi angle
 9L-RS	Wide-band linear array	Peripheral vascular, vascular access, musculoskeletal	14.1 x 53 mm	3.33–10.0 MHz Imaging Frequency	Multi angle
 12L-RS	Wide-band linear array	Peripheral vascular, small parts, musculoskeletal, nerve blocks, superficial thoracic/pleural, needle guidance	12.7 x 47.1 mm	5.0–13.0 MHz Imaging Frequency	Multi angle out-of-plane
 16L-RS†	Wide-band high-frequency linear array	Peripheral vascular, small parts, musculoskeletal, nerve blocks, superficial	12.7 x 43.4 mm	8.0–16.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 i12L-RS	Wide-band linear array	Intraoperative, vascular, musculoskeletal, nerve block, small parts, pediatrics	12.2 x 32 mm	4.0–10.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 3S-RS	Wide-band phased array	Adult and pediatric cardiac, abdomen, OB/GYN, thoracic/pleural	19.3 x 27.6 mm	1.7–4.0 MHz Imaging Frequency	Multi angle

†only available in Europe



Transducer	Description	Applications	Footprint	Bandwidth	Biopsy Guide
 6S-RS	Wide-band phased array	Pediatric, cardiac, abdomen, GYN	16.8 x 23.5 mm	2.5–7.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 4C-RS	Wide-band convex array	Abdomen, OB/GYN, hip, spine, bladder, conventional musculoskeletal	18.3 x 66.2 mm	2.0–5.5 MHz Imaging Frequency	Multi angle
 8C-RS	Wide-band microconvex array	Intraoperative, pediatric abdomen, neonatal cephalic, small parts	12 x 22 mm	4.0–10.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 E8C-RS	Wide-band microconvex array	Intercavitary probe, i.e. transvaginal and transrectal exams	16.9 x 21.2 mm	4.0–10.0 MHz Imaging Frequency	Fixed angle
 6Tc-RS	TEE	Cardiac	L45 x W14 (x H12.5) mm	2.9–8.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 i739L-RS	Wide-band linear array	Interoperative, vascular, small parts	14 x 48 mm	3.5–10.0 MHz Imaging Frequency	Not available
 T739L-RS	Wide-band linear array	Vascular, interoperative, small parts	14 x 48 mm	3.5–10.0 MHz Imaging Frequency	Not available

GE Healthcare
9900 Innovation Drive
Wauwatosa, WI 53226
888 526 5144
U.S.A.

www.gehealthcare.com



imagination at work

© 2011 General Electric Company – All rights reserved.
GE Healthcare, a division of General Electric Company.

General Electric Company reserves the right to make changes in specifications and features shown herein, or discontinue the product described at any time without notice or obligation. Contact your GE representative for the most current information.

*GE, GE Monogram and LOGIQ are trademarks of General Electric Company.

GE Medical Systems Ultrasound & Primary Care Diagnostics, LLC, a General Electric Company, doing business as GE Healthcare.

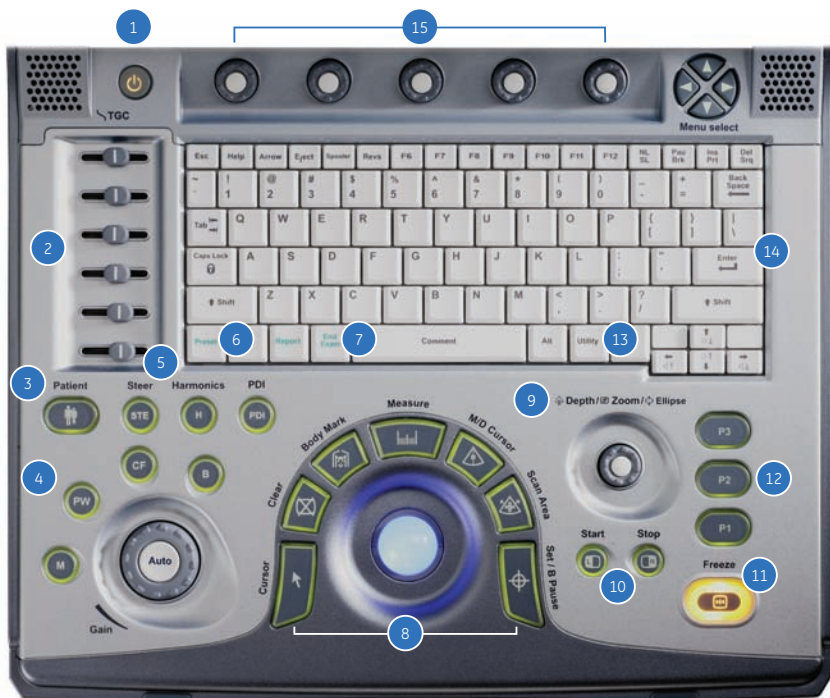
GE Healthcare

Quick Card

LOGIQ®e



Control Panel



1. Power
2. Time Gain Compensation (TGC)
3. Patient
4. Mode/Gain/Auto Optimize Keys:
 - M-Mode (M)
 - Pulsed Wave Doppler Mode (PW)
 - Color Flow Mode (CF)
 - B-Mode (B)
5. Steer/B-Steer+/Harmonics/PDI
6. Preset Key
7. End Exam
8. Imaging/Measurement Key:
 - Cursor
 - Clear
 - Body Mark
 - Measure
 - M/D Cursor
 - Scan Area
 - Set/Pause
9. Depth/Zoom/Ellipse
10. Start/Stop:
 - Split Screen Left/Right
 - Easy 3D Controls
 - LOGIQview
11. Freeze
12. Programmable Print Keys
13. Utility
14. Alphanumeric Keyboard:
 - Use the Keyboard to enter patient information and annotations
 - Function Keys
15. Soft Key Rotary Dial/Menu Select Keys

Scanning

Connecting the Probe

1. Handling the probe carefully, slide the connector straight into the port.
2. Lift the probe latch up into place.

Entering Patient Data

1. Press the **Patient** key [3].
2. Enter the patient ID and Name, **a patient ID must be entered in order to store your images**—the system can be programmed to automatically generate Patient ID (*utility>connectivity>select Automatic generation of patient ID>save*).
3. Exit the patient page by selecting **Exit** or pressing the **B** [4] or **Freeze** [11] keys.

Selecting a Preset

1. Press the **Preset** key [6].
2. Use the pointer arrow to select the exam type that you will be performing.
3. Press the **Set** key [8]. The system will go to the scan screen after the preset is selected.

Measurements

1. Press the **Measurement** key [8]. A caliper will appear on the screen.
2. Place a caliper in the appropriate position and press the **Set** key.

3. A second caliper will appear.
4. Place the second caliper in the appropriate position and press **Set**.

A measurement box appears with the generic measurement that you have just completed. If you want the measurement to be labeled with the name of the anatomy being scanned, begin the measurement process by pressing the measurement key, choosing the anatomy and location from the list provided on the left hand side or bottom of the image monitor.

5. A new caliper may appear for the next measurement. If measurements are complete, press the **Clear** key [8] or **Freeze** to exit the measurement function.

Annotating an Image

1. To add text to an image:
 - a. Begin typing on the keyboard; if a word appears, press the **Tab** key on the keyboard to type the offered word (type and tab feature).
 - b. Press the comment key (space bar) and type the desired word(s).
 - c. Press the **Comment** key and choose a word from the Comments list with the pointer arrow and press the **Set** key.
2. To set the text on the screen, place the cursor in the desired location, type the desired word(s) and press **Set**. Set text is yellow.
3. To edit or move set text, reselect the text with the cursor. Editable text is green.

Color Flow

1. Press the **CF** key [4].
2. The color box appears over the B-Mode image.
3. Use the trackball to move the color box.
4. Press **Scan Area** key [8] once to size the color box and press once more to move the color box.

Power Doppler Imaging

5. Press the **PDI** key [5].
6. The color box appears over the B-Mode image.
7. Use the trackball to move the color box.
8. Press the **Scan Area** key once to size the color box and press once more to move the color box.

Pulsed Wave Doppler

1. Press the **PW** key [4].
2. The Doppler gate and B-Mode image appear above the Pulsed Wave Doppler spectral display.
3. Use the trackball to move the Doppler gate.
4. Press **Freeze** and **Measure** to complete calculations.

Split Screen

1. Press the **Start (L)** key [10] to display the left side of the image as active.
2. Press the **Stop (R)** key [10]. The left side of the screen will be frozen and the right side will be active.
3. Toggle between **(L)** and **(R)** to obtain the desired images and then press **Freeze**.
4. Press both **(L)** and **(R)** keys at the same time; the image will be live on both sides of the screen.

Print Keys (Default Settings)

1. Press **P1** to store images to the hard drive.
2. Press **P2** to print images on the thermal paper printer.
3. Press **P3** to store images directly to a USB drive/memory stick or network.

End Exam

1. Press the **Patient** key [3].
2. Select **New Patient**.
3. Select **Store All** from the **Unsaved Exam Data** menu.
4. You are ready to begin the next exam.

B-Mode Optimization

Focus

Increases or decreases the number of focal zones or moves the focal zone(s) to the area of interest. Multiple focal zones can slow the frame rate. Ensure that focal zones are centered to the anatomy of interest.

Benefit: *Optimizes the image by increasing resolution for specific area.*

Range Focus

Provides a focal zone in the near field.

Benefit: *Improves near field imaging, decreases vessel fill-in, increases contrast and detail resolution, and provides optimal imaging.*

Auto Optimize

Optimizes the image based on a specific region of interest or anatomy within the B-Mode image.

Benefit: *Automatically optimizes the image based on specific anatomy.*

Gray Maps

Varies the appearance of the shades of gray from black to white. Gray Maps gradually change from the least amount of contrast or softest appearing image to the greatest amount of contrast (most black and white image). Clear Maps provide a more transparent appearance. If you change the gray map you may need to change dynamic range, gain, etc., to obtain the image appearance that you want.

Benefit: Optimizes the grayscale of the anatomy being visualized.

CrossXBeam

Combines three or more frames from different angles into a single frame.

Benefit: Improved border definition, continuous boundaries and interfaces, reduced speckle and "noise."

Speckle Reduction Imaging

An embedded, adapted algorithm to reduce the unwanted effects of speckle in the ultrasound image.

Benefit: Smooths the image and reduces "noise."