

第3章

电磁超声导波检测信号走时提取方法

针对电磁超声导波的多模态及频散特征,主要从工作模式或工作点选择、导波检测信号处理两方面进行导波模态研究和控制。当超声导波处于多模态工作模式时,各种模态导波按照预设的工作点均在钢板中进行传播,经过与缺陷的作用由接收 EMAT 转换为电压信号,并经过放大、滤波以及采集处理后形成导波检测数据。导波检测数据在时域上以信号波包的形式存在,多种模态的导波检测信号在时域上混叠在同一个波包中,无法直接在时域上对其进行分析和处理,需要将时域波包中各模态导波检测信号进行分离,才能识别导波检测信号中对应的各模态导波,从而对导波检测信号做出明确、合理的解释。另一方面,当超声导波处于单一模态激励工作模式时,激励端理论上只产生一种模态的导波,但在导波与缺陷进行作用后,可能发生模态转换,使接收 EMAT 接收到不同模态的导波;对于钢板 SH_0 模态导波而言,若工作点选择在低频区即单一 SH_0 模态导波区域,由于该工作区域理论上只能存在 SH_0 一种模态的导波,当 SH_0 模态导波与缺陷发生作用后,在 SH 波范畴内不会产生其他模态的 SH 波,但有可能产生其他类型的导波如 Lamb 波,然而由于接收 EMAT 是专门针对 SH_0 模态导波设计的特殊类型换能器,其无法接收 Lamb 波,也就无法在导波检测信号中产生 Lamb 波模态的信号成分;因此对于钢板单一 SH_0 模态导波的检测,其优势就在于可基本不考虑导波与缺陷作用后的模态转换过程,从而简化了导波检测信号分析和处理过程。从导波检测信号处理方法的通用性和统一性角度考虑,在走时或幅值提取之前进行导波检测信号的模式识别是合理且有必要的,对于多模态工作模式能够将各导波模态分离开来,是后续导波检测信号走时或幅值提取的先决条件;对于单一模态激励工作模式,理论上不应分解出其他模态的导波,在走时或幅值提取之前对其进行模态识别能够对理论结论进行验证,若未分解出其他模态的导波,则进行下一步处理工作即可。因此,电磁超声导波检测信号的模式识别,对于多模态工作模式和单一模态激励工作模式都具有重要作用,有利于对导波检测信号做出明确合理的解释,也为后续的导波检测信号走时或幅值提取提供了重要的预处理工作。

走时是超声导波检测信号的重要信息和特征,是后续磁声阵列导波散射成像方法的直接输入量,在磁声阵列导波散射成像模型中,走时的微

小变动可能带来模型求解结果的较大误差,即模型求解的结果对走时的灵敏度较高,走时提取精度在一定程度上直接决定了磁声阵列导波散射成像方法的缺陷轮廓成像精度,因此,电磁超声导波检测信号的高精度走时提取对于缺陷检测和成像具有重要意义。然而,电磁超声导波检测信号在时域上的分布通常占据较大的时间宽度,无法在时域上准确得到该超声导波检测信号的到达时刻,也就无法确定该超声导波检测信号的走时;此外,超声导波的激励侧采用的是多个周期的 burst 激励信号,其频带较窄,导波的接收侧采用了窄带滤波电路对放大后的导波检测信号进行滤波,因此进入计算机待分析的导波检测数据是具有明显窄带特征的非平稳信号。因此,对具有窄带非平稳特征的电磁超声导波检测信号进行精确走时提取,为磁声阵列导波散射成像模型提供精确的走时输入量,对于减小磁声阵列导波散射成像模型计算误差、提高缺陷轮廓成像精度具有重要意义。

本章首先对 EMD 模态识别方法原理及其对时域混叠导波检测信号进行模态分离的可行性进行分析,并分别在 SH 导波多模态工作模式和单一模态工作模式下对 EMD 模态识别方法进行实验验证,指出 EMD 模态识别方法在磁声阵列导波散射成像方法中的重要作用。其次,对时频能量密度析出走时提取方法的理论基础、原理与步骤进行详细阐述,对时频能量密度析出走时提取方法结合窄带电磁超声导波检测信号特点及离散短时傅里叶变换的优势进行深入分析,并采用实验验证时频能量密度析出走时提取方法的走时提取精度。最后,本章将搭建钢板缺陷导波散射检测实验平台,分别对本章提出的 EMD 模态识别方法对缺陷导波散射检测信号的模态识别能力、时频能量密度析出走时提取方法对缺陷导波检测信号的走时提取精度进行实验验证,并指出本章提出的 EMD 模态识别方法和时频能量密度析出走时提取方法在磁声阵列导波散射成像方法中的重要作用。

3.1 时域混叠导波检测信号 EMD 模态识别方法

不同模态的导波具有不同的质点振动模式,这是导波检测信号模式分离和识别方法的基本出发点。对于 SH 导波而言,SH 导波的整个位移场分为对称分量和反对称分量,也即将质点振动分为对称振动和反对称振动两部分,分别代表了对称模态和反对称模态的 SH 导波,这使得对于时域混叠的 SH 导波检测信号,可从不同模态 SH 导波具有不同振动模式出发,来对混叠在同一个信号波包内的不同模态 SH 导波进行分离。具体的,不同的质点振动模式引起不同的导波传播方式即导波模态,进而在接收 EMAT 上引起不同的电动势分布,从而形成具有不同振动模式的电压信号。因此,时域混叠导波检测信号的模态分离和识别问题,本质上是具有不同振动模式的非平稳信号在时域上发生混叠时,对其进行模态分离和识别的问题。

美国 NASA 的 Norden E. Huang 等人于 1998 年提出经验模态分解方法,用于对非线性和非平稳信号进行分析,首先对非平稳信号进行经验模态分解得到其固有模态函数(Intrinsic Mode Functions, IMF),然后对每个 IMF 进行希尔伯特变换(Hilbert Transform, HT),并得到原始信号的时频分布。由于此方法不依托任何先验基函数,完全根据信号自身的振动模式和特点进行信号分解,理论上可适用于任何类型和振动模式的信号分解,因此具有较好的自适应性。此方法目前在不同工程领域均获得了广泛应用,通常被称为希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang Transform, HHT)。

电磁超声导波检测信号属于典型的非平稳信号,时域混叠的导波检测信号中包含了不同振动模态的导波,而 EMD 方法能够对非平稳信号进行分析并得到其固有模态函数,能够将时域上混叠的不同振动模态的导波检测信号分离开来,因此,采用 EMD 方法对时域混叠不同模态电磁超声导波检测信号进行模态分离和识别,充分考虑和结合了时域混叠电磁超声导波检测信号的信号特征以及 EMD 方法的优势,在 EMD 算法原理上具有可行性。下面,具体阐述采用 EMD 方法进行时域混叠导波检测信号模态分离和识别的理论方法。

3.1.1 EMD 模态识别方法原理

用 EMD 方法进行时域混叠导波检测信号的模态分离的关键是求解出原始导波检测信号的各个固有模态函数 IMF。求解出的固有模态函数 IMF 需满足两个条件:①对于其所有数据点,局部极值点数目和过零点数目之差不超过 1;②数据的局部均值为 0,表现为数据的局部最大值包络(上包络线)与局部最小值包络(下包络线)的平均值为 0。对于原始导波检测信号 $x(n)$, $n=1,2,3,\dots,N$,其中 N 为该导波检测信号的总点数,其上下包络线可分别表示为 $x_{\max}(n)$ 和 $x_{\min}(n)$,上下包络线的均值 $x_{m11}(n)$ 可表示为

$$x_{m11}(n) = \frac{x_{\max}(n) + x_{\min}(n)}{2} \quad (3-1)$$

从原始导波检测信号 $x(n)$ 中减去此上下包络线均值 $x_{m11}(n)$,得到第一个固有模态函数 IMF1 的第一个估计值 $h_{11}(n)$

$$h_{11}(n) = x(n) - x_{m11}(n) \quad (3-2)$$

将 $h_{11}(n)$ 视为原始导波检测信号 $x(n)$,按照上述对原始导波检测信号 $x(n)$ 的处理方式对其进行迭代,则第一个固有模态函数 IMF1 的第二个估计值 $h_{12}(n)$ 可表示为

$$h_{12}(n) = h_{11}(n) - x_{m12}(n) \quad (3-3)$$

很显然,其中 $x_{m12}(n)$ 的计算方法为

$$x_{m12}(n) = \frac{h_{11\max}(n) + h_{11\min}(n)}{2} \quad (3-4)$$

与上述类似,将 $h_{12}(n)$ 再视为原始导波检测信号 $x(n)$,并按照相同的方式进行迭代。进行到第 k 次迭代时,得到第一个固有模态函数 IMF1 的第 k 个估计值 $h_{1k}(n)$,迭代终止的条件为

$$\sum_{n=1}^N \frac{|h_{1(k-1)}(n) - h_{1k}(n)|^2}{h_{1(k-1)}^2(n)} \leq \epsilon \quad (3-5)$$

其中, ϵ 的取值范围通常为 0.2 至 0.3。上式表明,当第一个固有模态函数 IMF1 的相邻两个估计值 $h_{1k}(n)$ 和 $h_{1(k-1)}(n)$ 相差足够小的时候,即可终止对第一个固有模态函数 IMF1 的求解迭代。第一个固有模态函数 IMF1 即为 $c_1(n)$

$$c_1(n) = h_{1k}(n) \quad (3-6)$$

至此,第一个固有模态函数 IMF1 $c_1(n)$ 求解完毕。用原始导波检测信号 $x(n)$ 减去第一个固有模态函数 IMF1 $c_1(n)$,得到第一个固有模态函数的残差信号 $r_1(n)$

$$r_1(n) = x(n) - c_1(n) \quad (3-7)$$

接下来,将第一个固有模态函数的残差信号 $r_1(n)$ 视为原始导波检测信号,按照上述相

似的迭代过程求解第二个固有模态函数 IMF2 $c_2(n)$, 并得到其残差信号 $r_2(n)$ 。以此类推, 最后共得到 M 个固有模态函数及一个残差信号 $r_M(n)$, 其中 M 为正整数, 则原始导波检测信号 $x(n)$ 可表示为

$$x(n) = \sum_{i=1}^M c_i(n) + r_M(n) \quad (3-8)$$

其中, $i=1, 2, 3, \dots, M$, M 为正整数, 表示对原始导波检测信号 $x(n)$ 进行分解得到的固有模态函数个数。

原始导波检测信号 $x(n)$ 被分解成了 M 个固有模态函数 IMF 和一个残差信号 $r_M(n)$ 的叠加形式, 每个固有模态函数 IMF 代表了原始导波检测信号中不同的振动模式分量。对于不同模态时域混叠的导波检测信号, EMD 模态分解方法从原理上能够对多模态混叠导波检测信号进行分离, 并将各模态导波检测信号以其固有模态函数的形式表征出来, 从而实现不同模态时域混叠导波检测信号的分离和识别。

下面, 将分别在 SH 导波多模态工作模式和单一模态工作模式下, 对提出的 EMD 模态识别方法进行实验验证。在 SH 导波多模态工作模式时, 采用的发射和接收 EMAT 均为第 2 章中使用的基于磁致伸缩机理、采用缺口圆环镍带和密绕线圈 PCB 构成的全向 EMAT, 主要原因是该类型 EMAT 基本不受 SH 导波工作点和工作模式限制, 即该类型 EMAT 不是针对某一模态 SH 导波工作点或工作频率而设计, 因此应用在 SH 导波多模态工作模式; 在 SH 导波单一模态工作模式时, 采用的发射 EMAT 为第 2 章提出的方向可控 EMAT, 工作点即为该方向可控 EMAT 的设计工作点, 接收 EMAT 为第 2 章中采用的基于磁致伸缩机理、采用缺口圆环镍带和密绕线圈 PCB 构成的全向 EMAT, 与第 2 章中发射换能器、接收换能器以及 SH 导波工作模式和工作点均一致, 这样设计的理由主要是与后续导波散射成像工作的发射/接收 EMAT 工作模式和工作点保持一致, 为后续导波散射成像实验平台的搭建打下基础, 同时也可以为本书提出的磁致伸缩方向可控 EMAT 和全向 EMAT 关键性能进行实验验证, 对方向可控 EMAT 激发单一模态 SH₀ 导波的性能、全向 EMAT 接收单一模态 SH₀ 导波的性能进行验证。另外, 两种工作模式实验条件的改变, 特别是发射 EMAT 的改变, 并不会对 EMD 模态识别方法的实验验证构成负面影响, 主要原因是 EMD 模态识别方法的关注对象是时域混叠多模态导波检测信号或单一模态导波检测信号, 无论采用何种发射 EMAT 及在何种工作模式和工作点下工作, 对于时域混叠的多模态导波检测信号, EMD 模态识别方法从原理上应能将不同模态导波信号分离出来, 对于单一模态导波检测信号, EMD 模态识别方法应能够将该模态导波体现在其固有模态函数中, 因此 EMD 模态识别方法对导波检测信号的处理, 基本不受发射换能器全向或定向类型的影响, 对导波检测信号具有很好的自适应性。

3.1.2 EMD 模态识别方法实验验证

EMD 模态识别方法的实验验证将分别在 SH 导波多模态工作模式和单一模态工作模式下进行, 下面分别对这两种工作模式下的实验验证进行详细论述。

3.1.2.1 SH 导波多模态工作模式 EMD 模态识别方法实验验证

根据图 3.1 所示的 4mm 厚钢板中 SH 导波的群速度频散曲线, 选定 SH 导波的工作频

率为 700kHz,在该工作频率下,理论上会产生两种模态的 SH 导波,分别为 SH_0 和 SH_1 ,其理论群速度分别为 $c_{g0}=3200\text{m/s}$ 和 $c_{g1}=2626\text{m/s}$ 。

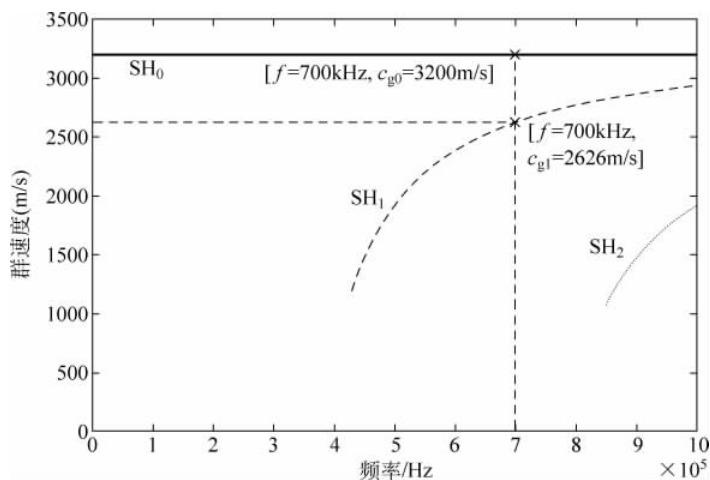


图 3.1 用于 EMD 模态识别方法实验验证的 4mm 厚钢板 SH 导波多模态工作点

在 4mm 的钢板上搭建了 SH 导波多模态工作模式下 EMD 模态识别方法实验验证平台,如图 3.2 所示。发射和接收 EMAT 均为基于磁致伸缩的全向 EMAT,两者之间的距离为 0.2m。

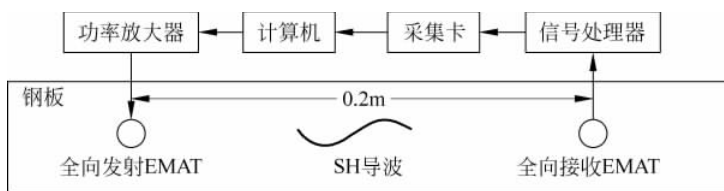


图 3.2 SH 导波多模态工作模式下 EMD 模态识别方法实验验证平台原理框图

上述实验验证平台的工作原理与第 2 章中方向可控 EMAT 性能验证和检测实验平台工作原理类似,此处不再赘述。实验过程中的实验参数设置如表 3.1 所示。

表 3.1 SH 导波多模态工作模式下 EMD 模态识别方法实验参数设置

参数名称	参数值
激励电压峰-峰值(V)	100
激励频率 f (kHz)	700
激励周期数(个)	12
钢板长度(mm)	1000
钢板宽度(mm)	1000
钢板厚度(mm)	4
发射 EMAT 与接收 EMAT 距离(mm)	200
信号处理器放大倍数	5000
信号处理器窄带滤波中心频率(kHz)	700
信号处理器窄带滤波带宽(kHz)	20

按照上述实验参数的设置进行 SH 导波多模态工作模式下 EMD 模态识别方法验证实验,下面将对其实验结果进行分析和讨论。

根据 SH 导波的工作点及 SH_0 和 SH_1 模态导波的理论传播速度,在上述实验参数下,其理论传播时间分别为 $62.5\mu s$ 和 $76.16\mu s$ 。在上述工作模式和实验参数设置下,采集到的导波检测数据波形如图 3.3 所示。

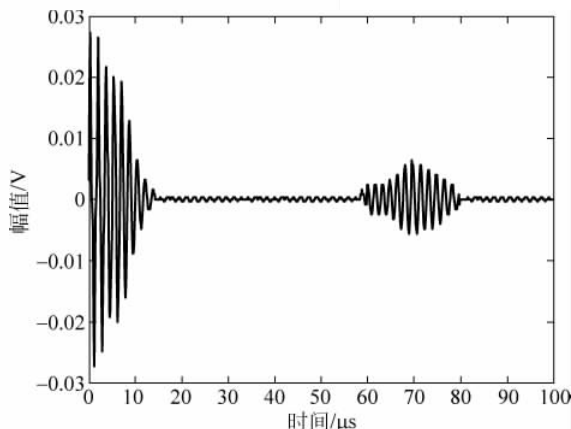


图 3.3 SH 导波多模态工作模式下导波检测数据波形

由图 3.3 可知,理论传播时间为 $62.5\mu s$ 的 SH_0 模态导波和 $76.16\mu s$ 的 SH_1 导波在时域上混叠在一个导波检测信号波包中,时域上无法对两种模态的导波进行区分;若实验参数及换能器位置尺寸未知,该导波检测信号在很大程度上会被误判为某种模态导波的直来波。

采用 EMD 模态识别方法对上述时域混叠的导波检测信号进行分析,迭代求取其固有模态函数 IMF,在每次求取 IMF 的筛选过程中,其筛选迭代终止条件为 $\epsilon \leq 0.25$,模态分解整个过程的终止条件为不再有新的 IMF 产生。对该时域混叠导波检测信号的固有模态函数求解结果如图 3.4 所示。

在上述时域混叠导波检测信号 IMF 求解结果中,IMF1 和 IMF2 作为主要的固有模态函数在时域上被分离出来,两者具有不同的质点振动模式,在时域上也分别占据了不同的时间范围;IMF3 主要为时域混叠导波检测信号波包的中间幅值较大部分作出了贡献;IMF4 至 IMF7 幅值较小,对原始导波检测信号的影响和贡献也相对较小。

为描述 IMF3 与 IMF1 和 IMF2 的差异所在,分别计算 IMF1 至 IMF3 的功率谱密度,计算结果如图 3.5 所示。IMF1 和 IMF2 的功率谱密度分布较为接近,其数值上的变化范围大部分均位于 -50dB 至 -100dB 之间,而 IMF3 的功率谱密度在数值上已出现低于 -100dB 的区域。此外,IMF1 与 IMF2 在低角频率区域的功率谱密度分布较为集中,而 IMF3 的功率谱密度分布较为均匀,出现明显的低角频率区域分布集中现象。因此,IMF3 的功率谱密度分布相对于 IMF1 和 IMF2 的功率谱密度已存在明显差别,是 IMF1 的尾部与 IMF2 的首部畸变叠加的结果,不应作为原始导波检测信号中所包含的导波模态。

为准确得到 IMF1 和 IMF2 的时间信息以及对两个固有模态函数进行识别,采用 STFT 短时傅里叶变换 (Short Time Fourier Transform, STFT) 时频分析的方法,对 IMF1 和 IMF2 进行走时提取,提取结果如图 3.6 所示。

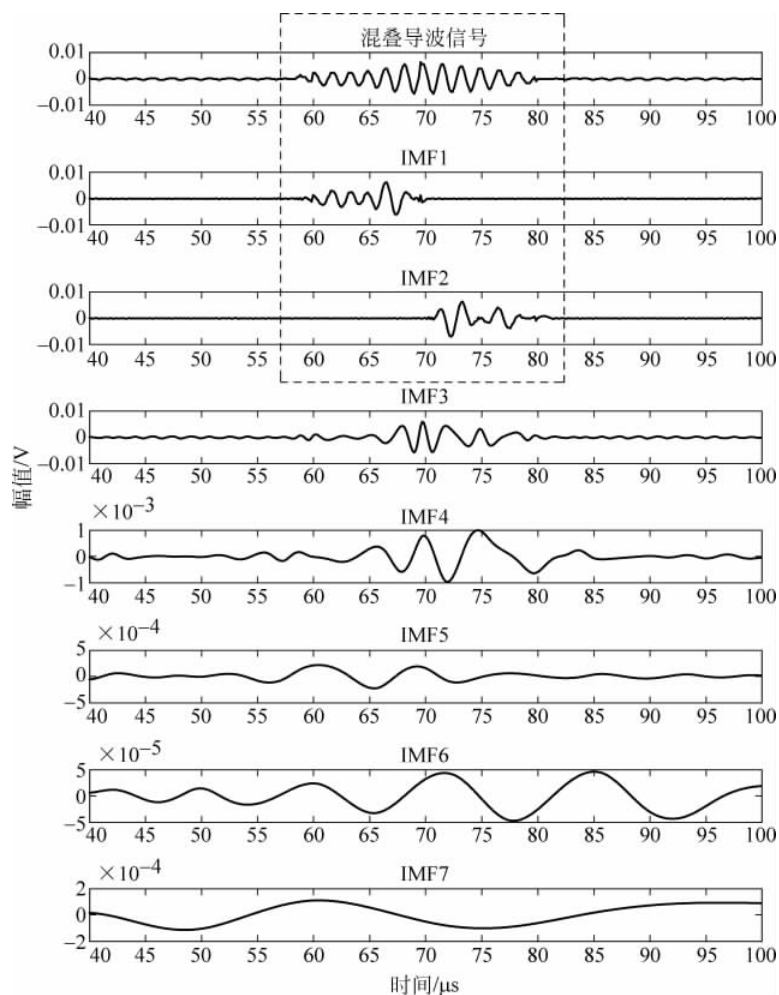


图 3.4 时域混叠导波检测信号固有模式函数求解结果

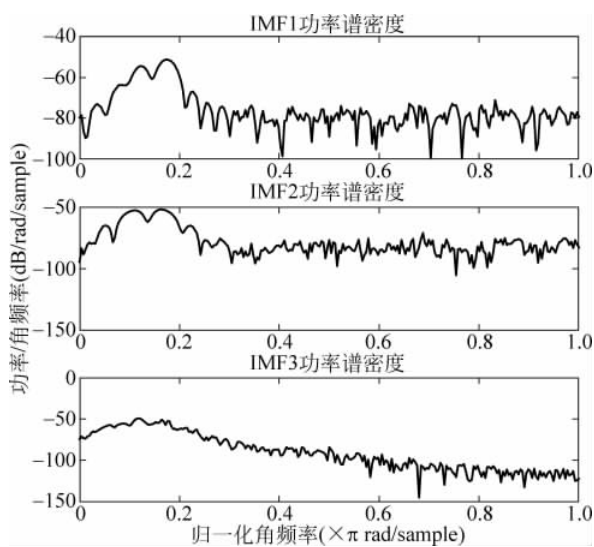


图 3.5 时域混叠导波检测信号 IMF1 至 IMF3 功率谱密度计算结果

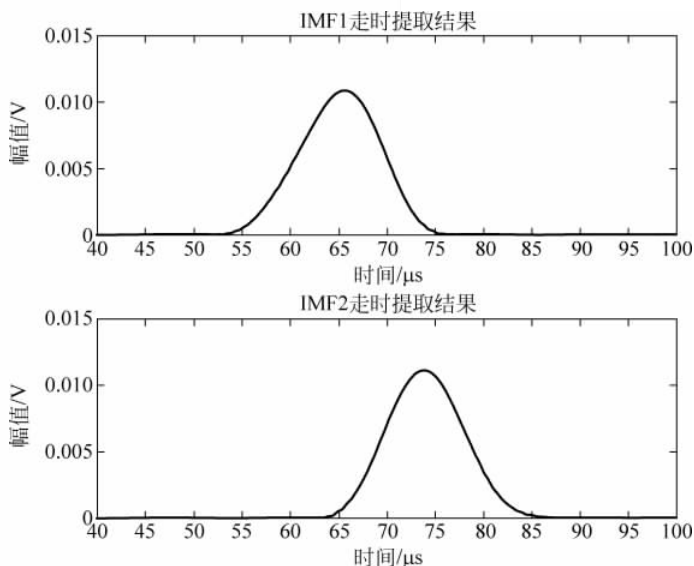


图 3.6 时域混叠导波检测信号 IMF1 和 IMF2 走时提取结果

其中, IMF1 的走时提取结果为 $65.49\mu\text{s}$, 与 SH_0 模态导波的理论传播时间 $62.5\mu\text{s}$ 接近; IMF2 的走时提取结果为 $73.79\mu\text{s}$, 与 SH_1 模态导波的理论传播时间 $76.16\mu\text{s}$ 接近。为对 SH 导波的走时提取结果 t_{ex} 和理论传播时间 t_{the} 进行定量比较, 定义导波走时提取结果和理论传播时间的相对误差 e_r

$$e_r = \frac{|t_{\text{ex}} - t_{\text{the}}|}{t_{\text{the}}} \times 100\% \quad (3-9)$$

对上述 SH 导波的走时提取结果和理论传播时间进行比较, 结果如表 3.2 所示。

表 3.2 SH 导波多模态工作模式下走时提取和理论传播时间比较

SH 导波模态	理论传播 速度 (m/s)	理论传播 时间 (μs)	走时提取 结果 (μs)	相应 IMF	相对误差
SH_0	3200	62.5	65.49	IMF1	4.78%
SH_1	2626	76.16	73.79	IMF2	3.11%

根据表 3.2, IMF1 走时提取结果与 SH_0 模态导波的理论传播时间相对误差较小, IMF2 走时提取结果与 SH_1 模态导波的理论传播时间相对误差较小, 且两者的相对误差均在 5% 以内, 说明图 3.4 对时域混叠导波检测信号的 IMF 求解结果中, 经过 EMD 分解出的 IMF1 即为混叠在导波检测信号波包中的 SH_0 模态导波, IMF2 即为混叠在导波检测信号波包中的 SH_1 模态导波。因此, 采用 EMD 模态识别方法对不同模态时域混叠的导波检测信号进行了分离和识别, 混叠在同一个导波检测信号波包中的不同模态 SH 导波以不同固有模态函数 IMF 的形式被分离出来, 实现了 SH 导波多模态工作模式下时域混叠导波检测信号波包的模态分离和识别, 从而在 SH 导波多模态工作模式下对 EMD 模态识别方法进行了验证。

下面, 将在 SH 导波单一模态工作模式下, 对提出的 EMD 模态识别方法进行实验验证。

3.1.2.2 SH 导波单一模态工作模式 EMD 模态识别方法实验验证

在 SH 导波单一模态工作模式 EMD 模态识别方法验证实验中, 采用的发射 EMAT 为

第2章提出的基于磁致伸缩的方向可控 EMAT,接收 EMAT 为基于镍带和密绕线圈 PCB 的全向 EMAT,验证实验平台的构建采用第2章 2.2.6.1 节提出的方向可控 EMAT 性能验证和检测实验平台,实验参数配置与该平台相同。激发频率和信号处理模块的窄带滤波频率均为 3200kHz,由图 2.19 所示的 SH 波在 4mm 厚钢板的群速度频散曲线可知,该工作点下理论上只存在 SH_0 一种模态的导波。在第2章 2.2.6.1 节搭建的实验平台和实验参数设置下,对 2.2.6.1 节中方向可控 EMAT 对准 90° 方向激发的 SH_0 导波进行分析。

采用 EMD 模态识别方法对上述 90° 位置全向接收 EMAT 采集到的 SH 导波检测信号进行分析,迭代求取其固有模态函数 IMF,在每次求取 IMF 的筛选过程中,其筛选迭代终止条件为 $\epsilon \leq 0.25$,模态分解整个过程的终止条件为不再有新的 IMF 产生。对该 SH 导波检测信号的固有模态函数求解结果如图 3.7 所示。

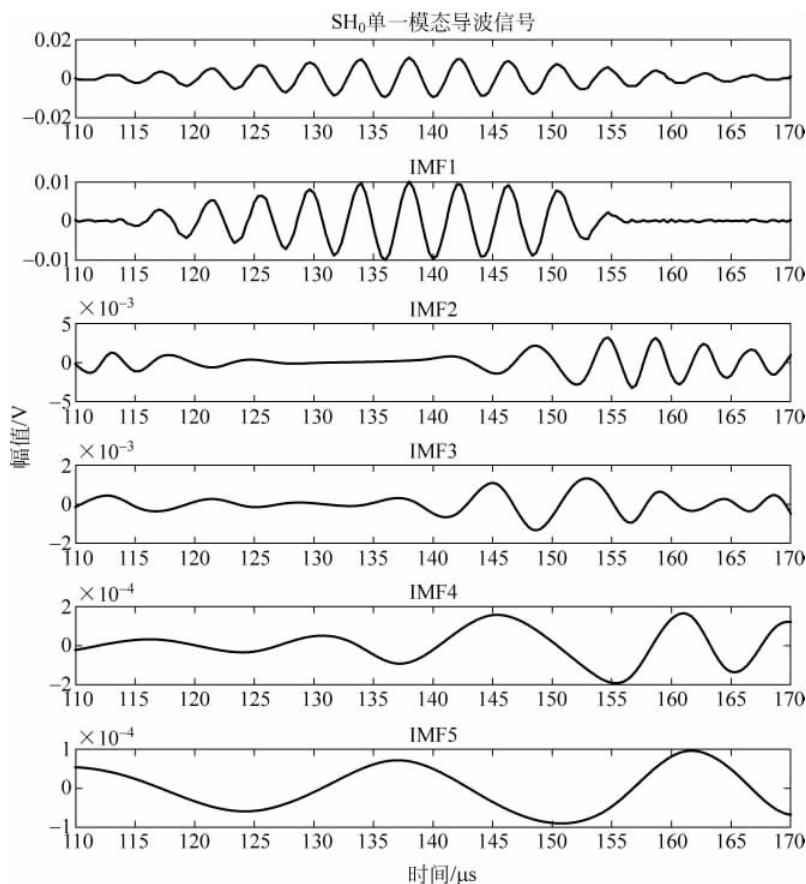


图 3.7 SH_0 单一模态导波检测信号固有模态函数求解结果

在上述 SH_0 单一模态导波检测信号 IMF 求解结果中,只有 IMF1 信号的幅值数量级与原始 SH_0 单一模态导波检测信号的幅值数量级相当,IMF2 至 IMF5 的幅值相对于原始导波检测信号都很小,对原始导波检测信号基本没有影响。因此,对上述 SH 导波检测信号进行 EMD 模态分解,只分解出了一个占主导地位的固有模态函数 IMF1,未出现其他同样占主导地位的固有模态函数,说明原始导波检测信号中只存在一种模态的导波。

为进一步说明占主导地位的固有模态函数 IMF1 对原始 SH_0 导波检测信号的代表作

用,与前文的处理类似,对原始 SH_0 导波检测信号和分解出的固有模态函数 IMF1 进行 STFT 走时提取,提取结果如图 3.8 所示。

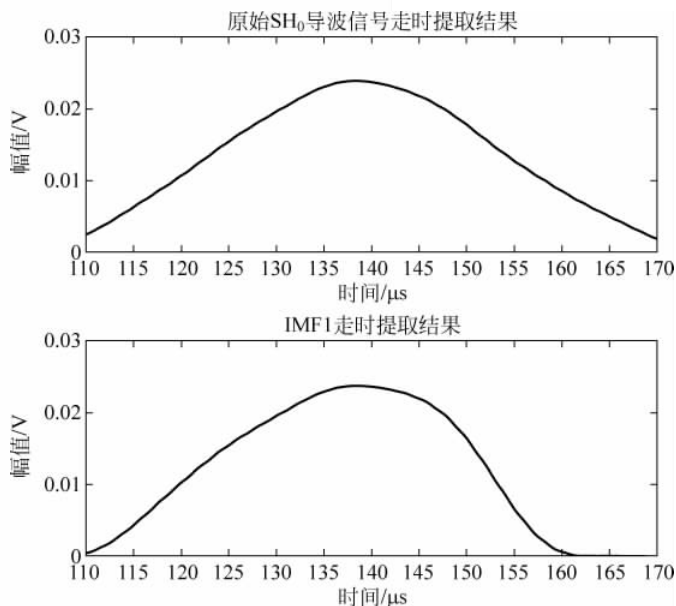


图 3.8 原始 SH_0 导波检测信号和固有模态函数 IMF1 走时提取结果

在上述走时提取结果中,原始 SH_0 导波检测信号的走时提取结果为 $138.3\mu s$,其分解出的固有模态函数 IMF1 的走时提取结果也为 $138.3\mu s$,两者走时提取结果完全一致,定量说明了固有模态函数 IMF1 对原始 SH_0 导波检测信号的代表作用,同时也证明原始导波检测信号中只含有 SH_0 一种模态的导波。

根据式(3-9),计算 SH_0 导波走时提取结果和理论传播时间的相对误差,结果如表 3.3 所示。

表 3.3 SH 导波单一模态工作模式下走时提取和理论传播时间比较

SH 导波模态	理论传播速度(m/s)	理论传播时间(μs)	走时提取结果(μs)	相应 IMF	相对误差
SH_0	3200	140.625	138.3	IMF1	1.65%

根据上表,IMF1 走时提取结果与 SH_0 单一模态导波的理论传播时间相对误差较小,且 IMF1 走时提取结果与原始 SH_0 导波检测信号的走时提取结果相同,说明原始导波检测信号中只含有 SH_0 一种模态的导波。因此,采用 EMD 模态识别方法对单一模态导波检测信号进行分析,只会分解出所包含模态的导波检测信号,并以与原始导波检测信号相同幅值数量级的固有模态函数 IMF 的形式体现出来,且对此固有模态函数 IMF 的走时提取结果与对原始单一模态导波检测信号的走时提取结果相同,说明了该固有模态函数 IMF 对原始单一模态导波检测信号具有很好的代表作用。上述对 SH 导波单一模态工作模式 EMD 模态识别方法的实验验证结果,可以作为判断某导波检测信号是否为单一模态以及识别具体模态类型的重要依据,即对某导波检测信号进行 EMD 分解,若只出现一个与原始导波检测信号相同幅值数量级的固有模态函数 IMF,且该固有模态函数 IMF 的走时提取结果与直接对该导波检测信号进行走时提取的结果基本相同,则该导波检测信号为单一模态导波信号,其

具体模态类型可通过计算其实际传播速度并且与频散曲线的相关工作点比对来确定。

3.2 窄带导波检测信号时频能量密度析出走时提取方法

电磁超声导波检测信号是典型的非平稳信号,其所含的频率分量会随时间发生变化,传统的傅里叶变换只能得到其含有哪些频率分量,而不能获得各频率分量随时间的变化规律。信号的时频表征方法是对非平稳信号的有效处理手段之一,可以描述非平稳信号各频率分量随时间的变化特征,即其时变谱特征。短时傅里叶变换 STFT 是非平稳信号时频表征方法中相对高效的一类,具有计算速度快、物理意义明确以及窗函数时宽可控性强等优势,广泛应用于对非平稳信号的分析。

短时傅里叶变换的基本原理是将信号 $x(t)$ 在时域 t 上分解为多段时宽足够小的信号成分,对每段信号成分进行加窗处理后分别施加傅里叶变换

$$\text{STFT}_x(t, \omega) = \int x(\tau) g^*(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (3-10)$$

其中, $g(t)$ 是短时傅里叶变换过程中对信号施加的窗函数。由上式可知,经过短时傅里叶变换,将时域信号 $x(t)$ 同时在时域 t 和频域 ω 中进行了表征,将非平稳信号 $x(t)$ 的时域一维表征 t 转换为时频域二维表征 (t, ω) ,既可在时域 t 中描述非平稳信号的不同频率分量强度随时间的变化,也可以在频域 ω 中描述非平稳信号在不同时刻的频率分量分布。为便于描述非平稳信号 $x(t)$ 在二维时频域 (t, ω) 中的能量分布,定义非平稳信号 $x(t)$ 在二维时频域 (t, ω) 中的能量密度 $E(t, \omega)$

$$E(t, \omega) = |\text{STFT}_x(t, \omega)|^2 \quad (3-11)$$

短时傅里叶变换是对非平稳信号 $x(t)$ 的线性变换,其变换过程中的时宽和频宽的乘积为一常数,这就导致,若期望获得较高的时间分辨率,则须采取较小的时宽,由于时宽和频宽的乘积一定,因此较小的时宽对应了较大的频宽,而较大的频宽则对应了较低的频率分辨率。这是由短时傅里叶变换的定义所决定的本质特性,基本无法同时满足很高的时间分辨率要求和很高的频率分辨率要求。

本书采用的窄带电磁超声导波检测信号是频带范围很窄的非平稳信号,导波激励端采用多周期窄带激发信号电压,在信号处理器中采用窄带滤波电路对接收到的导波检测信号进行窄带滤波。按照第2章中方向可控 EMAT 的工作点计算,信号处理器窄带滤波中心频率为 320kHz,窄带滤波带宽为 20kHz,带宽仅占滤波中心频率的 6.25%,因此大部分导波检测信号能量原理上都集中在中心频率 320kHz 附近。因此,本书采用的窄带电磁超声导波检测信号的频带范围很窄,频域上的信息相对匮乏,其主要信息体现在时域上,比如各导波检测信号的走时信息等。上述窄带电磁超声导波检测信号的时频特点,正好与短时傅里叶变换处理信号的特点相符合:由于窄带电磁超声导波检测信号频域信息匮乏,可在短时傅里叶变换中采用较宽的频宽;由于更为关注窄带电磁超声导波检测信号的时域信息且其时域信息更为丰富,可在短时傅里叶变换中采用较窄的时宽。窄带电磁超声导波检测信号对短时傅里叶变换中较宽频宽与较窄时宽的要求,符合短时傅里叶变换中时宽与频宽为定值的限制,使得在对窄带电磁超声导波检测信号进行短时傅里叶变换时,可采用尽量短的时宽来获取其足够丰富和详细的时域信息,而不必担心由于频宽较大导致其频域信息的丢失。

因此,短时傅里叶变换在自身原理上非常适合对非平稳窄带电磁超声导波检测信号的时频域分析,获取其相对准确的时频域尤其是时域信息。

本书提出的窄带电磁超声导波检测信号时频能量密度析出走时提取方法,将短时傅里叶变换嵌入其中,充分考虑了窄带电磁超声导波检测信号时域信息丰富、频域信息匮乏的时频域特点和短时傅里叶变换计算速度快、物理意义明确以及窗函数时宽可控性强等优势,在原理上能够对窄带电磁超声导波检测信号的时频域特点做出准确表征。下面,将详细阐述提出的时频能量密度析出走时提取方法原理与步骤。

3.2.1 时频能量密度析出走时提取方法原理与步骤

本书提出的时频能量密度析出走时提取方法,针对窄带电磁超声导波检测信号在时域上的分布通常占据较大时间宽度、无法在时域上准确得到该超声导波检测信号到达时刻的问题,采用离散短时傅里叶变换得到原始导波检测信号的时频能量密度分布,通过提取其中心频率处的能量密度曲线得到导波检测信号的走时,其具体原理和步骤如下:

(1) 采集到的窄带电磁超声导波检测信号表示为 $x(m)$, 其中 $m=1, 2, \dots, M$, M 为正整数。对上述窄带电磁超声导波检测信号 $x(m)$ 做离散短时傅里叶变换, 变换得到的时间坐标为 $t_i (i=1, 2, \dots, M)$, 频率坐标为 $f_k (k=1, 2, \dots, N)$, 其中, N 为正整数。在某一组确定的时间点和频率点 (t_i, f_k) 处的能量密度为 $E(t_i, f_k)$ 。该窄带电磁超声导波检测信号 $x(m)$ 的离散短时傅里叶变换 $\text{DSTFT}(i, k)$ 为

$$\text{DSTFT}(i, k) = \sum_{m=1}^M x(m) g(i-m) e^{-j \frac{2\pi k m}{M}} \quad (3-12)$$

其中, $\text{DSTFT}(i, k)$ 为电磁超声导波检测信号 $x(m)$ 的离散短时傅里叶变换结果; $g(i)$ 为离散短时傅里叶变换的窗函数。

则在离散短时傅里叶变换的二维时频分布 (t_i, f_k) 中, 时频能量密度 $E(t_i, f_k)$ 定义为

$$E(t_i, f_k) = |\text{DSTFT}(i, k)|^2 \quad (3-13)$$

(2) 在第(1)步得到的时频能量密度分布中, 对于某一离散的时间点 t_i , 其对应的频率坐标为 $f_k (k=1, 2, \dots, N)$, 判断是否存在频率点 f_k 的值与中心频率 f_c 的值相等, 若是, 提取出对应于中心频率 f_c 处的时频能量密度 $E(t_i, f_c)$, 并进行步骤(5); 若不是, 进行步骤(3)。

(3) 对于第(2)步的离散时间点 t_i 对应的频率坐标 $f_k (k=1, 2, \dots, N)$, 在中心频率 f_c 两侧分别提取与其最接近的频率点 f_l 和 f_h , 其中 $f_l < f_c < f_h$

$$f_l = \arg \min |f_k - f_c|, f_k < f_c \quad (3-14)$$

$$f_h = \arg \min |f_k - f_c|, f_k > f_c \quad (3-15)$$

并分别提取出在 (t_i, f_l) 处的时频能量密度 $E(t_i, f_l)$ 和在 (t_i, f_h) 处的时频能量密度 $E(t_i, f_h)$ 。

(4) 根据第(3)步得到的 $E(t_i, f_l)$ 和 $E(t_i, f_h)$, 利用线性插值的方法, 求取对应于离散时间点 t_i 以及中心频率 f_c 的时频能量密度 $E(t_i, f_c)$

$$E(t_i, f_c) = (f_c - f_l) \frac{E(t_i, f_h) - E(t_i, f_l)}{f_h - f_l} \quad (3-16)$$

(5) 对于第(1)步得到的所有离散时间点 $t_i (i=1, 2, \dots, M)$, 分别判断对应于中心频率

f_c 处的时频能量密度 $E(t_i, f_c)$ 是否全部获得,若是,则进行步骤(6);若不是,则考虑离散时间点 t_{i+1} ,并返回步骤(2)。

(6) 利用所有的离散时间点 $t_i (i=1, 2, \dots, M)$ 和求得的中心频率处的时频能量密度 $E(t_i, f_c)$,通过对离散时间点 $t_i (i=1, 2, \dots, M)$ 处时频能量密度 $E(t_i, f_c)$ 的最小二乘拟合,建立基于中心频率 f_c 的时域下的能量密度曲线 $E(t, f_c)$,设时域拟合函数为 $\varphi(t)$,时域下的能量密度曲线可表示为

$$E(t, f_c) = \operatorname{argmin} \sum_{i=1}^M |\varphi(t_i) - E(t_i, f_c)|^2 \quad (3-17)$$

(7) 提取时域下的能量密度曲线 $E(t, f_c)$ 各峰值所对应的时间 $t_p (p=1, 2, \dots, M_1)$

$$t_p = \operatorname{argmax} E(t, f_c) \quad (3-18)$$

其中, M_1 为正整数,表示时域下的能量密度曲线 $E(t, f_c)$ 的峰值数目,满足 $M_1 < M$ 。

(8) 将原始导波检测信号初始脉冲波对应的时域下能量密度曲线 $E(t, f_c)$ 的峰值时间 t_0 作为导波检测信号走时的计时起点,则各导波检测信号的走时 t_n 可计算为

$$t_n = t_p - t_0 \quad (3-19)$$

其中, $n=1, 2, \dots, M_1-1$, M_1-1 表示需要进行走时提取的导波检测信号波包总数。

上述即为本书提出的窄带电磁超声导波检测信号时频能量密度析出走时提取方法的理论步骤,各导波检测信号的走时为该导波检测信号时域下能量密度曲线的峰值与初始脉冲波时域下能量密度曲线的峰值之差。图 3.9 展示了本书提出的时频能量密度析出走时提取方法的算法流程。

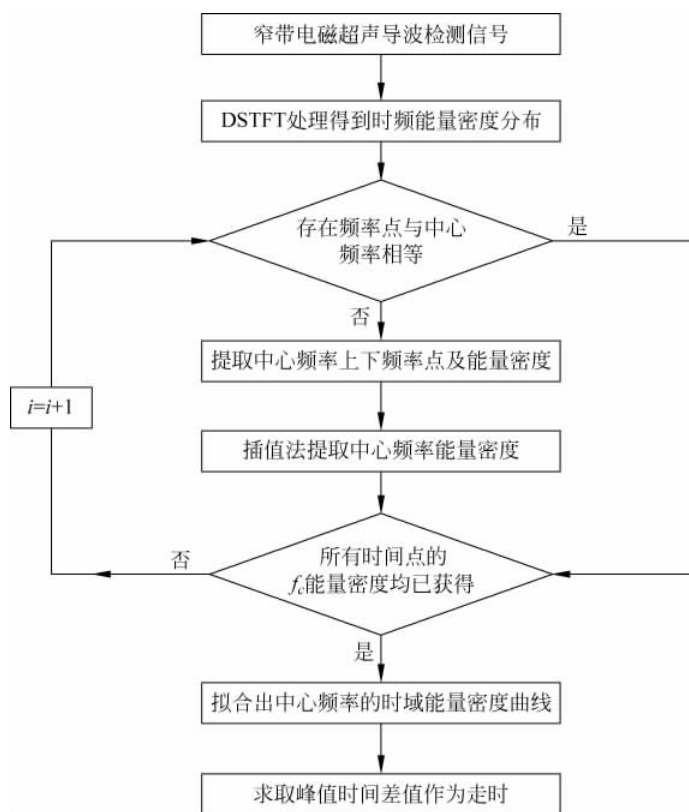


图 3.9 时频能量密度析出走时提取方法算法原理框图

本书提出的时频能量密度析出走时提取方法,对窄带电磁超声导波检测信号的走时进行准确提取,首先采用离散短时傅里叶变换对窄带电磁超声导波检测信号数据进行处理,得到导波检测信号数据的时频能量密度分布;根据导波检测信号数据的时频能量密度分布,建立基于数据中心频率的时频能量密度析出方法,提取出数据中心频率下能量密度随时间变化的离散曲线;通过对离散曲线的拟合建立时域下的能量密度曲线,提取时域能量密度曲线各峰值所对应的时间与初始脉冲波时域能量密度曲线峰值时间的差值,作为各电磁超声导波检测信号的走时。

本书提出的时频能量密度析出走时提取方法的处理对象是具有窄带特性的电磁超声导波检测信号,即其在频域的信号能量分布范围很窄,大部分信号能量集中于中心频率附近。此时频能量密度析出走时提取方法,其有效处理对象原理上不受具体导波模态的限制,主要原因是其利用的是信号时频能量密度曲线在时域上的分布,走时来自于信号能量集中的局部区域对应的时域信息,由于前提是窄带的电磁超声导波检测信号,因此与信号本身的振动模式关系不大,即在原理上受具体导波模态的影响不大。因此,本书提出的时频能量密度析出走时提取方法,不关注具体的导波模态,从原理上可作为窄带电磁超声导波检测信号通用的走时提取方法。

下面,以钢板中窄带 SH 导波检测信号的走时提取为例,对本书提出的时频能量密度析出走时提取方法提取窄带电磁超声导波检测信号走时的准确性和通用性进行实验验证。

3.2.2 时频能量密度析出走时提取方法实验验证

为了验证本书提出的时频能量密度析出走时提取方法对窄带电磁超声导波检测信号走时提取的准确性和通用性,并研究导波工作点、传播距离、频散特性等对走时提取精度的影响,开展时频能量密度析出走时提取方法实验验证。实验验证平台同样为 4mm 厚的钢板,其组成部分及工作原理与图 3.2 所示的 EMD 模态识别方法实验验证平台类似,此处不再赘述。在 4mm 厚钢板 SH 导波群速度频散曲线上,共设置 4 处工作频率,分别为 320kHz、460kHz、560kHz 和 700kHz,分别如图 3.10 中 P1、P2、P3 和 P4 所示。

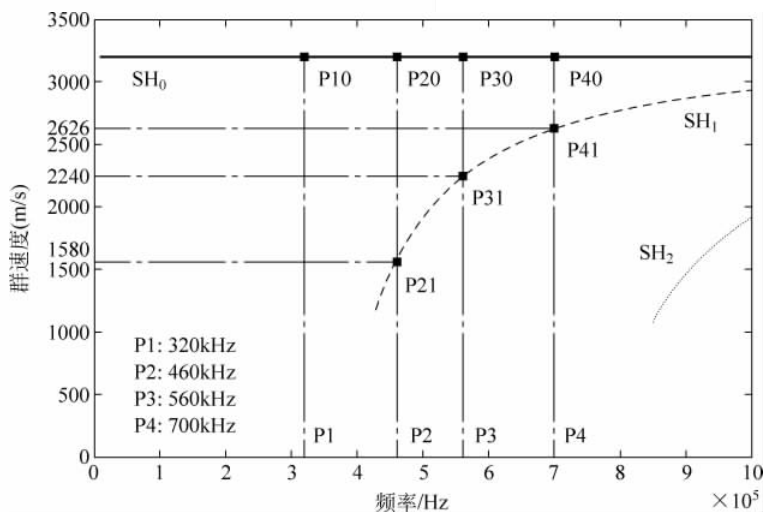


图 3.10 时频能量密度析出走时提取方法验证平台工作点设置

在 P1 工作频率下 SH_0 导波的工作点即为 P10；同理，在 P2 工作频率下 SH_0 导波的工作点即为 P20， SH_1 导波的工作点即为 P21；以此类推。根据频散曲线和工作频率设置，SH 导波的工作点设置情况如表 3.4 所示。

表 3.4 时频能量密度析出走时提取方法验证平台工作点设置情况表

工作频率编号	工作频率值(kHz)	SH_0 导波工作点编号-群 速度(m/s)	SH_1 导波工作点编号-群 速度(m/s)
P1	320	P10-3200	—
P2	460	P20-3200	P21-1580
P3	560	P30-3200	P31-2240
P4	700	P40-3200	P41-2626

结合图 3.10 和表 3.4，除 P1 工作频率下只有 SH_0 导波对应的一个工作点 P10 外，P2 至 P4 工作频率下均分别对应了 SH_0 导波和 SH_1 导波的工作点，因此共得到 7 个工作点，即 P10、P20、P21、P30、P31、P40 和 P41，每个工作点对应的相应模式导波群速度在表 3.4 中给出。

对于 P10 工作点，采用的发射 EMAT 为第二章研制的方向可控 EMAT，其余工作点采用的发射 EMAT 均为基于镍带和密绕线圈的磁致伸缩全向 EMAT。所有工作点的接收 EMAT 均为上述磁致伸缩全向 EMAT。在每一个工作点的验证实验中，设置发射 EMAT 和接收 EMAT 间的距离从 20cm 以 10cm 的步长增加到 110cm，即每一个工作点都需要做 10 次 SH 导波不同传播距离的验证实验。实验过程中的实验参数设置如表 3.5 所示。

表 3.5 时频能量密度析出走时提取方法实验参数设置

参数名称	参 数 值
激励电压峰-峰值(V)	220
激励频率 f (kHz)	320,460,560,700
激励周期数(个)	12
钢板厚度(mm)	4
发射 EMAT 与接收 EMAT 距离(cm)	20;10;110
信号处理器放大倍数	5000
信号处理器窄带滤波中心频率(kHz)	320,460,560,700
信号处理器窄带滤波带宽(kHz)	20

对上述每一个工作点的 10 个检测距离都按照表 3.5 实验参数进行 SH 导波的激发、接收、采集等工作，并采用本书提出的时频能量密度析出走时提取方法进行 SH 导波的走时提取。为对走时提取的精度进行比较，在相同的条件下，采用广泛应用的 HHT 方法对采集到的 SH 导波检测信号也进行走时提取，并对采用时频能量密度析出方法提取的走时与 HHT 方法提取的走时进行比较。

下面，以 P2 工作频率 460kHz 下的 P20 和 P21 工作点、发射 EMAT 与接收 EMAT 间距为 100cm 为例，说明时频能量密度析出走时提取方法的应用步骤以及关键的中间环节结果。图 3.11 显示了此次实验采集到的导波检测信号波形。

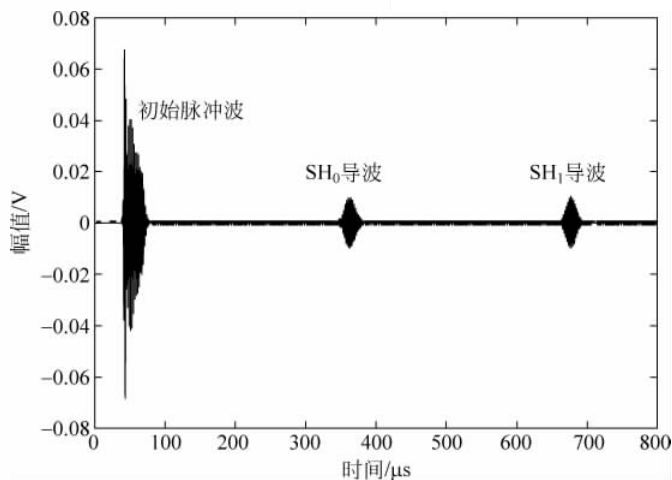


图 3.11 P2 工作频率下、发射接收 EMAT 间距 100cm 导波检测信号波形图

如图 3.11 标示所示,第一个波形为当激励电压施加到发射 EMAT 时,接收 EMAT 感应到的初始脉冲波,由图 3.10 可知,在 P2 工作频率下, SH_1 导波的理论群速度比 SH_0 导波的理论群速度小,因此先到达接收 EMAT 的理论上应为 SH_0 导波,即第二个波形暂时判断为 SH_0 导波,同理,第三个波形暂时判断为 SH_1 导波。

根据时频能量密度析出走时提取方法的理论步骤,首先对上述原始导波检测信号进行离散短时傅里叶变换,得到其时频二维分布。上述导波检测数据共含有数据点数 5072 个,在离散短时傅里叶变换中,采用 Hamming 窗函数对原始导波检测信号进行截取,窗函数时宽为 317,即为原始导波检测信号数据点数的十六分之一。按照时频能量密度析出走时提取方法的步骤(1),计算原始导波检测信号在二维时频分布中的时频能量密度值,并将其绘制在二维时频分布中,如图 3.12 所示。

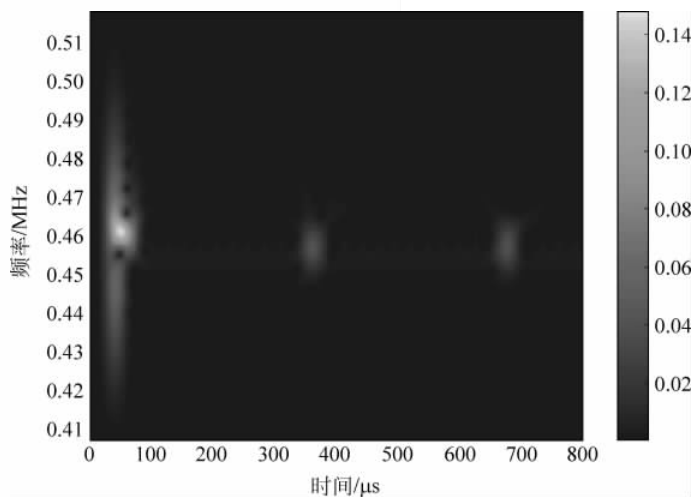


图 3.12 P2 工作频率下、发射接收 EMAT 间距 100cm 导波检测信号时频能量密度二维分布

由图 3.12 可知,该导波检测信号能量主要集中于中心频率 460kHz 附近。通过执行提出的时频能量密度析出走时提取方法的步骤(2)至步骤(6),得到基于中心频率的时频能量

密度在时域上的分布曲线,如图 3.13 所示。

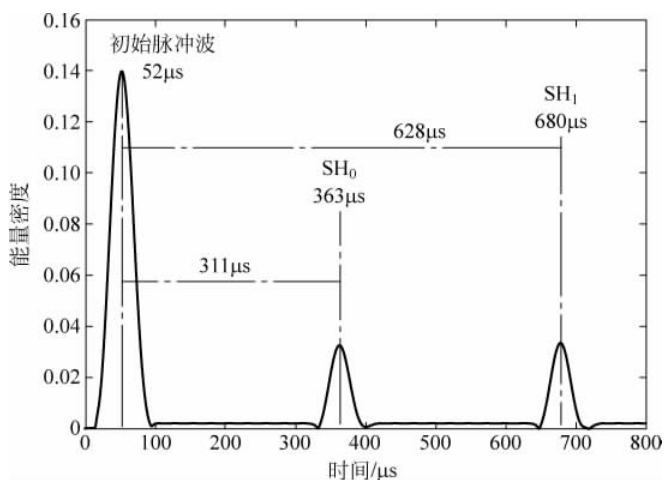


图 3.13 P2 工作频率下、发射接收 EMAT 间距 100cm 导波检测信号时域上能量密度分布曲线

在图 3.13 中,按照时频能量密度析出走时提取方法的步骤(7)至步骤(8),首先提取出初始脉冲波、 SH_0 导波以及 SH_1 导波在时域能量密度曲线上的峰值时间,分别为 $52\mu s$ 、 $363\mu s$ 和 $680\mu s$,再计算 SH_0 导波相对于初始脉冲波的时间为 $311\mu s$, SH_1 导波相对于初始脉冲波的时间为 $628\mu s$ 。因此,采用时频能量密度析出走时提取方法,该导波检测信号中 SH_0 导波和 SH_1 导波的走时提取值分别为 $311\mu s$ 和 $628\mu s$ 。

图 3.14 显示了采用 HHT 方法得到的该原始导波检测信号走时提取结果,该波形是 HHT 变换过程中第一个固有模态函数 IMF 的希尔伯特变换结果,与提出的时频能量密度析出走时提取方法得到的结果图相比,该结果中产生了很多难以解释物理意义的波形;且波形顶部提取走时的关键区域发生非常严重的抖动现象,该区域产生多处局部峰值,给走时提取工作带来很大困难,只能取最大峰值所对应的时间作为该波形的走时,使得对该波形的

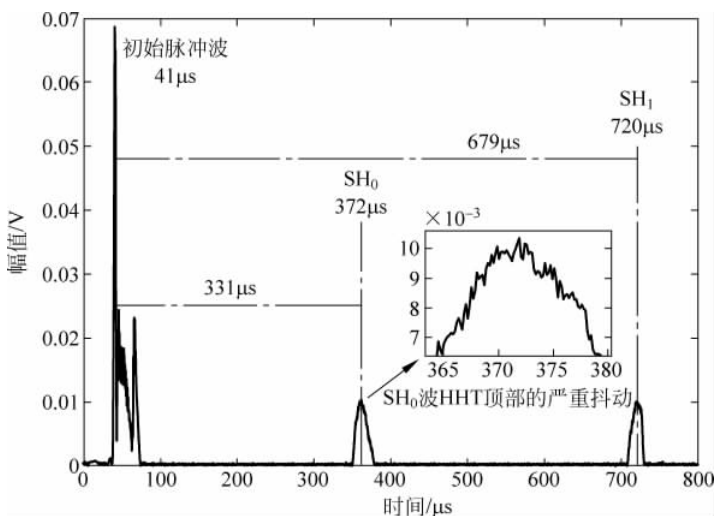


图 3.14 P2 工作频率下、发射接收 EMAT 间距 100cm 导波检测信号 HHT 方法走时提取结果

分析处理过程显得尤为繁琐。在此类波形的走时提取过程存在的很大程度不确定性,给走时提取工作带来了很大的负面影响,难以保证走时提取的精度。

由图 3.14 可知,初始脉冲波 HHT 方法提取为 $41\mu\text{s}$, SH_0 导波 HHT 方法提取为 $372\mu\text{s}$, SH_1 导波 HHT 方法提取为 $720\mu\text{s}$,则 SH_0 导波的走时计算为 $331\mu\text{s}$, SH_1 导波的走时计算为 $679\mu\text{s}$ 。

根据频散曲线中 P2 工作频率处 SH_0 和 SH_1 导波的理论群速度,可分别计算得到在发射 EMAT 和接收 EMAT 间距为 100cm 时, SH_0 导波和 SH_1 导波的理论传播时间。将 SH_0 导波和 SH_1 导波的理论传播时间与时频能量密度析出走时提取方法、HHT 走时提取方法的提取结果进行比较,并采用式(3-9)定义的相对误差分别计算理论走时与提取走时的相对误差,计算结果如表 3.6 所示。时频能量密度析出走时提取方法(Time-frequency Energy Density Precipitation, TEDP)在本书后续的表格以及图形中都以简称 TEDP 表示。

表 3.6 SH 导波理论走时与走时提取结果比较(P2 工作频率下,发射接收 EMAT 间距 100cm)

SH 导波 模态	理论传播 速度(m/s)	传播 距离(cm)	理论传播 时间(μs)	TEDP 走时提 取结果(μs)	HHT 走时提 取结果(μs)	TEDP 走时提取 相对误差(%)	HHT 走时提取 相对误差(%)
SH_0	3200	100	312.5	311	331	0.48%	5.92%
SH_1	1580	100	632.91	628	679	0.78%	7.28%

根据表 3.6,时频能量密度析出走时提取方法得到的 SH_0 导波和 SH_1 导波的提取走时相对误差较小,均在 1%以内,表现出较高的走时提取精度;而 HHT 方法得到的提取走时相对于理论走时的误差较大,主要原因是受自身算法限制导致的信号解释问题以及走时提取区域严重抖动问题。本书提出的时频能量密度析出走时提取方法则充分考虑了窄带电磁超声导波检测信号的特点,深入分析了其时频谱特征,并将初始脉冲波一并纳入算法分析范围内,通过计算导波检测信号与初始脉冲波的时间差得到各导波检测信号的走时,在很大程度上提高了窄带电磁超声导波检测信号的走时提取精度。

3.2.3 时频能量密度析出走时提取方法灵敏度分析

下面,本书进一步验证提出的时频能量密度析出走时提取方法对窄带电磁超声导波检测信号的走时提取效率和准确度,同时深入研究导波频散特性、工作点频率以及导波传播距离等因素对时频能量密度析出走时提取方法提取走时准确度的影响。

根据表 3.4 中验证实验平台各工作点的 SH 导波理论群速度,可计算每个工作点在传播距离为 20cm 至 110cm 的各次实验中 SH 导波的理论传播时间;同时,分别采用时频能量密度析出走时提取方法和 HHT 方法对上述各次实验的导波检测信号进行走时提取。将各次实验的 SH 导波理论传播时间与走时提取结果按照工作点频率和导波传播距离绘制在图 3.15 中。

为便于表述,在图 3.15 中, SH_0 导波和 SH_1 导波的理论传播时间分别用 SH_0T 和 SH_1T 来表示,采用时频能量密度析出走时提取方法对 SH_0 导波和 SH_1 导波提取的走时分别用 $\text{SH}_0\text{E-TEDP}$ 和 $\text{SH}_1\text{E-TEDP}$ 来表示,采用 HHT 方法对 SH_0 导波和 SH_1 导波提取的走时分别用 $\text{SH}_0\text{E-HHT}$ 和 $\text{SH}_1\text{E-HHT}$ 来表示。由于在 P1 工作点时,只存在 SH_0 导波,因此其图例在(a)中单独标出,图(b)、(c)、(d)共用一个图例。

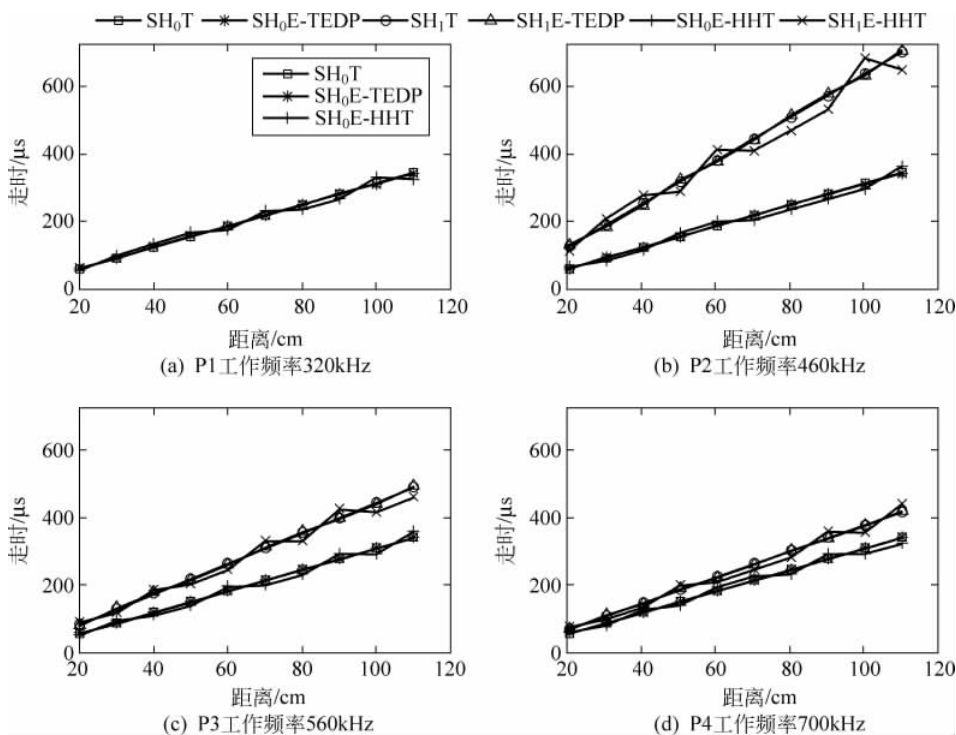


图 3.15 各次实验 SH 导波理论传播时间与走时提取结果的比较

根据图 3.15,在各次实验中,采用时频能量密度析出走时提取方法提取的走时与其对应的理论走时非常接近,而采用 HHT 方法提取的走时与理论走时则存在较大偏离,其提取走时随导波距离变化的离散曲线与导波理论走时随距离变化的离散曲线不能紧密贴合。另一方面,图 3.15 也可反映出 P1 至 P4 四个工作频率下 SH_0 导波波速与 SH_1 导波波速的关系,即 SH_0 导波波速不变,在图 3.15 表现为距离对走时的斜率不变,P2 工作频率下 SH_1 导波波速与 SH_0 导波波速差距最大,其次为 P3 工作频率, SH_1 导波波速与 SH_0 导波波速最接近的为 P4 工作频率。

为定量研究时频能量密度析出走时提取方法提取走时、HHT 方法提取走时与 SH 导波在各次实验的理论走时的误差关系,采用式(3-9)分别计算时频能量密度析出走时提取方法提取走时与 SH 导波理论走时、HHT 方法提取走时与 SH 导波理论走时的相对误差,并将其按照导波模态和传播距离绘制在图 3.16 中。

在图 3.16 中,采用 HHT 方法提取的走时相对误差明显比采用时频能量密度析出走时提取方法提取的走时相对误差要大,HHT 方法走时提取相对误差曲线均位于时频能量密度析出走时提取误差曲线上方,HHT 方法走时提取相对误差基本均超过 5%,时频能量密度析出走时提取相对误差最低为 0.21%,对应的工作点为 P40,即 SH_0 导波在 700kHz 工作频率下,传播距离为 110cm。

在本章的 EMD 模态识别方法 SH 导波多模态工作模式验证实验中,采用的工作点即为本节的 P4 频率工作点,导波传播距离为 20cm,在对原始导波检测信号进行 EMD 模态分解后,提取走时未考虑初始脉冲波的作用,只将初始脉冲波的峰值作为计时起点,提取 SH_0 。

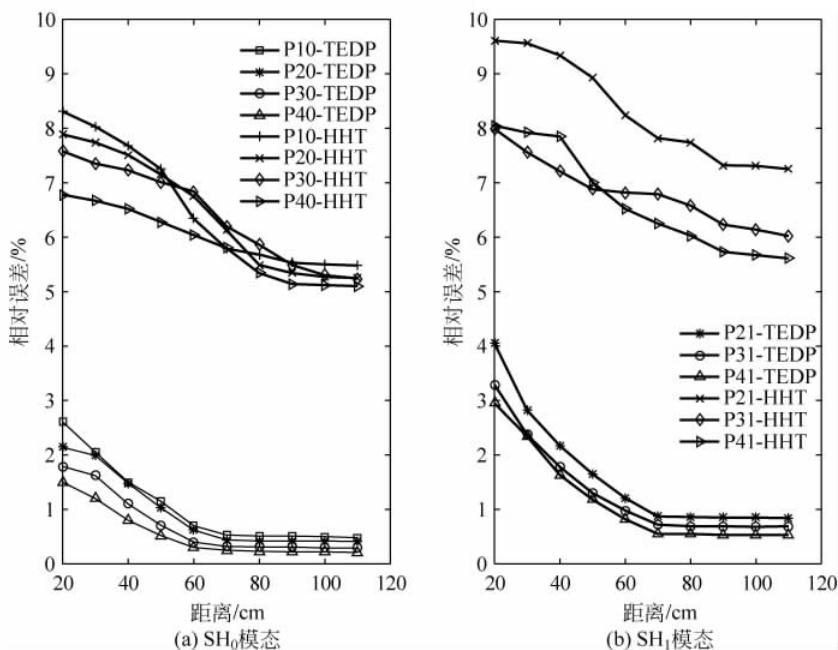


图 3.16 各次实验 SH 导波理论传播时间与走时提取结果的相对误差

导波走时和 SH_1 导波走时提取的相对误差分别为 4.78% 和 3.11%；而采用时频能量密度析出走时提取方法，在相同的实验条件下，将初始脉冲波的作用也考虑在内，把导波检测信号到达时间与初始脉冲波走时的时间差作为导波检测信号的走时， SH_0 导波走时和 SH_1 导波走时提取的相对误差分别为 1.5% 和 2.95%，相对于未考虑初始脉冲波信号时，走时提取相对误差明显减小，说明本书提出的时频能量密度析出走时提取方法对初始脉冲波信号的分析解释在提高 SH 导波走时提取精度方面起到了一定的作用。

3.2.3.1 TEDP 走时提取相对误差对导波传播距离的灵敏性

随着 SH 导波传播距离的增加，时频能量密度析出走时提取相对误差逐渐减小，且当传播距离达到 70cm 之后，相对误差变化逐渐平缓，基本维持在 1% 以内。HHT 方法走时提取相对误差随着传播距离的增加也表现出类似的趋势，但其相对误差变化未出现明显平缓趋势，且随着传播距离增加出现一定程度的波动。因此，时频能量密度析出走时提取方法在走时提取的准确性以及算法稳定性方面均优于 HHT 走时提取方法。下面对导波频散特性、工作点频率以及导波传播距离等因素与走时提取精度的关系均针对本书提出的时频能量密度析出走时提取方法。

在图 3.16 中，随着导波传播距离的增加，走时提取相对误差逐渐减小，并在传播距离达到一定值后相对误差呈现饱和趋势。两个合理的原因包括：① 当发生 EMAT 与接收 EMAT 距离较近时，对发射 EMAT 施加的高压激励信号会对接收 EMAT 接收正常的导波检测信号产生比较严重的干扰，并通过空间耦合的方式在接收 EMAT 线圈两端感应出干扰电压，从而将干扰信号引入了采集到的导波检测数据中，对所需模式导波检测信号的走时提取带来负面影响；当发射 EMAT 与接收 EMAT 距离足够远时，施加在发射 EMAT 上的

高压激励信号基本不会影响到接收 EMAT 正常接收超声导波,由此对采集到的导波检测信号干扰较小。②初始脉冲波由施加在发射 EMAT 的高压激励信号对接收 EMAT 线圈的感应形成,其在时域上所占的时间范围较大,当发射 EMAT 与接收 EMAT 距离较近时,所需模态导波检测信号与初始脉冲波信号在时域上相对较近,且初始脉冲波的幅值和信号强度一般明显大于导波检测信号的幅值和信号强度,对走时提取带来不利影响,导致了走时提取误差相对较大。

为综合描述走时提取误差随距离的变化关系,对某一距离下各工作点走时提取的相对误差进行累加处理,得到各工作点相对误差与距离的面积图,如图 3.17 所示。

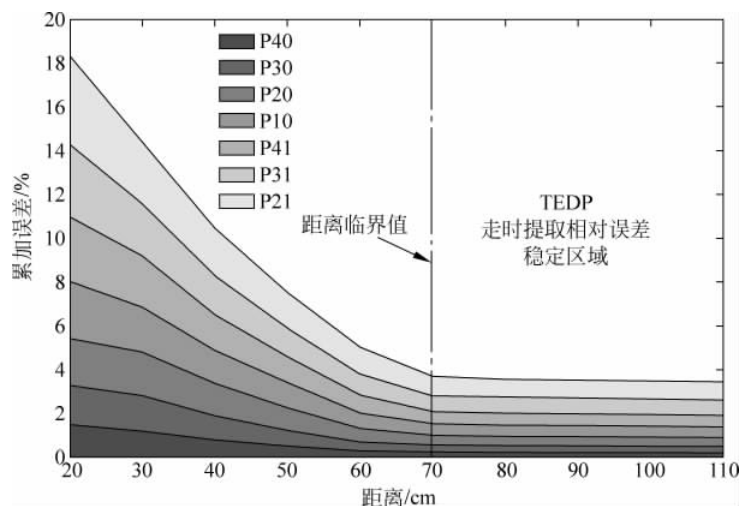


图 3.17 各工作点走时提取相对误差与导波传播距离面积图

图 3.17 表明当 SH 导波传播距离超过 70cm 时,时频能量密度析出走时提取方法得到的走时相对误差逐渐平稳并趋于饱和趋势,本书称之为时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差的稳定区域 D_s ,并定义时频能量密度析出走时提取方法相对误差稳定区域距离临界值 d_c 。

$$d_c = \arg \min d, \quad \frac{\partial e_r}{\partial d} \leq \epsilon \quad (3-20)$$

其中, d 为导波传播距离, e_r 为式 (3-9) 定义的导波走时提取结果和理论传播时间的相对误差, ϵ 为用户定义的很小的正数,用于表征走时提取相对误差对导波传播距离的偏导数数值低于 ϵ 时可认为相对误差基本趋于饱和不再发生明显变化。根据上式定义时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差的稳定区域 D_s 。

$$D_s = \{d \mid d \geq d_c\} \quad (3-21)$$

即时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差的稳定区域 D_s 包括了超过稳定区域距离临界值 d_c 的导波传播距离。时频能量密度析出走时提取方法相对误差稳定区域及其距离临界值的定义和计算,能够为合理设计发射 EMAT 与接收 EMAT 间距、优化磁声阵列拓扑尺寸结构提供重要的参考依据。

走时提取相对误差随导波传播距离的变化关系,能够为后续磁声阵列导波散射成像中 EMAT 布置以及阵列尺寸提供有价值的指导,即磁声阵列的布置应使得 SH 导波从发射

EMAT 到接收 EMAT 所经历的传播距离位于时频能量密度析出走时提取方法提取走时误差的稳定区域 D_s 中,以便能够以更高的精度提取 SH 导波的走时信息。

3.2.3.2 TEDP 走时提取相对误差对导波工作频率的灵敏性

导波的工作点也会对时频能量密度析出走时提取方法提取走时的相对误差产生影响,包括导波的工作频率以及导波的频散特性两方面。

在研究导波的工作频率对时频能量密度析出走时提取方法提取走时的相对误差产生的影响时,应保证导波的频散特性在其中不起作用,即遵循单一变量或控制变量原则,则可采用 SH_0 上的 P10、P20、P30 和 P40 四个工作点进行研究,主要原因是 SH_0 导波没有频散现象。根据图 3.16(a),P10-TEDP 至 P40-TEDP 四条曲线,其走时提取相对误差由小到大,大概可以排序为 P40、P30、P20、P10,即 P40 的走时提取误差相对最小,精度相对最高,而 P10 走时提取误差相对最大,精度相对最低。主要原因是在其他条件相同时,尤其是在激励信号的周期数相同时,导波工作频率越高,导波波形在时域上所占据的时间宽度越窄,即其在某个时刻上的聚集性越高,有利于以更高的精度提取其走时。然而,频率的增加也会带来另一个问题:即在高频区域导波模态会增多,如在图 3.10 中,P2 至 P4 工作频率下均存在两种模态的 SH 波,这对于期望利用单一模态导波进行检测是相矛盾的。因此,在第二章设计 SH 导波方向可控 EMAT 时,既考虑到使方向可控 EMAT 产生单一 SH_0 模态导波,又尽可能增加其激励频率以获得更高精度的提取走时,因此选择了 SH_0 导波的 P10 工作点。

3.2.3.3 TEDP 走时提取相对误差对导波频散特性的灵敏性

在研究导波的频散特性对时频能量密度析出走时提取方法提取走时的相对误差产生的影响时,同理,应保证导波工作频率在其中不起作用,因此可分别对 P2 工作频率下的 P20 和 P21 工作点,P3 工作频率下的 P30 和 P31 工作点,P4 工作频率下的 P40 和 P41 工作点进行比较分析。在图 3.16 中,(a)中的 P20-TEDP 曲线位于(b)中 P21-TEDP 曲线下方,说明 P20 工作点处的走时提取相对误差比 P21 处较小,走时提取精度较高;按照同样的方法分析另外两组,即 P30 工作点走势提取相对误差比 P31 较小,P40 工作点走时提取相对误差比 P41 较小。主要原因是 SH_1 导波的频散特性,即其群速度会随导波工作频率发生变化,虽然在激发端采用基于中心频率的激发信号,但难免会引入中心频率附近的其他频率成分,导致 SH_1 导波的实际传播速度相对于理论工作点传播速度产生偏差,因此其实际提取走时相对于理论工作点下的理论走时会产生偏差。对于 SH_1 导波的三个工作点 P41、P31 和 P21,其群速度对工作频率的偏导数满足

$$\left. \frac{\partial v_g}{\partial f} \right|_{P41} < \left. \frac{\partial v_g}{\partial f} \right|_{P31} < \left. \frac{\partial v_g}{\partial f} \right|_{P21} \quad (3-22)$$

即 P21 工作点处的群速度随频率的变化较明显,这也是导致 P21 工作点处时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差较大的原因。

因此,选择无频散的 SH_0 导波进行后续的磁声阵列导波散射成像研究,为准确提取导波走时信息打下了基础。

综合分析工作点与距离对时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差的影响,按照工作点和导波传播距离将相对误差计算值绘制在图 3.18 中,形成相对误差在距离-工

作点二维平面上的分布。

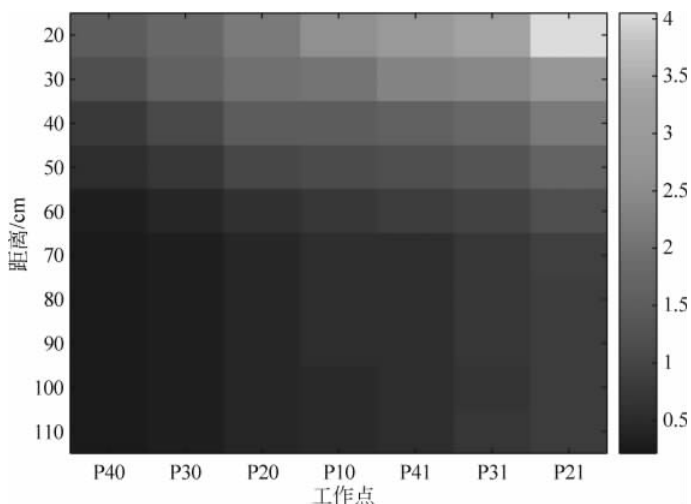


图 3.18 时频能量密度析出走时提取方法提取走时相对误差在距离-工作点平面的分布

上述关于导波传播距离、导波工作频率以及导波频散特性对走时提取相对误差影响的比较分析在图 3.18 中更为明显,即对于某一工作点,其走时提取相对误差随距离增加而减小;P10 至 P40 工作点的走时提取相对误差逐渐减小;P20 工作点走时提取相对误差比 P21 较小等。图 3.17 中不同工作点面积图在某一距离下所占的纵向高度即表示其对应的走时提取相对误差,对其进行分析也能得到相似的结论,此处不再赘述。

3.3 钢板缺陷导波散射检测信号模态识别与走时提取实验验证

为验证本书提出的 EMD 模态识别方法和时频能量密度析出走时提取方法应用于缺陷导波散射检测信号的可行性和准确性,在 4mm 厚的钢板上搭建相关实验验证平台,其组成部分和工作原理如图 3.19 所示。

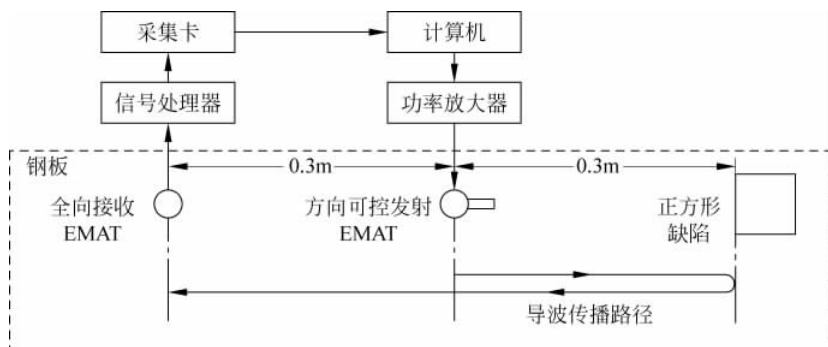


图 3.19 EMD 模态识别与 TEDP 走时提取导波散射检测信号实验验证平台原理框图

在上述实验平台中,发射 EMAT 采用第二章提出的方向可控 EMAT,接收 EMAT 为基于镍带和密绕线圈的磁致伸缩全向 EMAT,并将方向可控发射 EMAT 的方向调节旋钮

对准钢板上正方形缺陷的边；全向接收 EMAT 布置于方向可控 EMAT 后部，用于只接收正方形缺陷散射的 SH 导波。方向可控发射 EMAT 激发 SH 导波的工作点即为图 3.10 中的 P10 工作点，只激发 SH₀ 一种模态的导波，激发出的 SH₀ 导波按照方向调节旋钮的方向向正方形缺陷方向传播，遇到正方形缺陷一边后发生散射，并向相反方向传播，并被全向接收 EMAT 接收后送入信号处理器进行处理，导波传播路径已在图 3.19 中标明。采集卡、计算机及功率放大器的工作原理和在此实验平台中的作用与前述实验验证平台类似，此处不再赘述。实验参数的设置也与本章前述相关实验基本相同，具体如表 3.7 所示。

表 3.7 EMD 模态识别与 TEDP 走时提取导波散射检测信号实验参数设置

参 数 名 称	参 数 值
激励电压峰-峰值(V)	320
激励频率 f (kHz)	320
激励周期数(个)	12
钢板厚度(mm)	4
正方形缺陷边长(mm)	100
正方形缺陷深度(mm)	1.5
方向可控发射 EMAT 与正方形缺陷边距离(cm)	30
方向可控发射 EMAT 与全向接收 EMAT 距离(cm)	30
导波工作点理论群速度(m/s)	3200
信号处理器放大倍数	5000
信号处理器窄带滤波中心频率(kHz)	320
信号处理器窄带滤波带宽(kHz)	20

依托上述实验平台，按照上述实验参数对 EMD 模态识别和时频能量密度析出走时提取方法对于导波散射检测信号的模态识别和走时提取进行实验验证。下面将对实验结果进行分析。

经信号处理器处理后，钢板缺陷导波散射检测数据波形如图 3.20 所示。

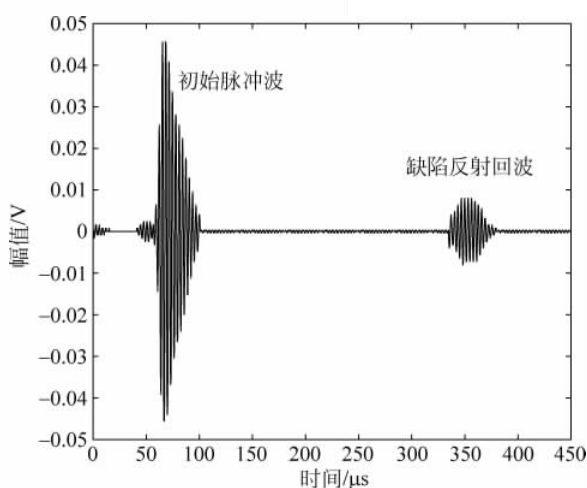


图 3.20 钢板正方形缺陷导波散射检测信号波形图

首先,采用 EMD 模态识别方法对上述钢板正方形缺陷导波散射检测信号数据进行分析,迭代求取其固有模态函数 IMF,在每次求取 IMF 的筛选过程中,其筛选迭代终止条件为 $\epsilon \leq 0.25$,模态分解整个过程的终止条件为不再有新的 IMF 产生。对该钢板正方形缺陷导波散射检测信号数据的固有模态函数求解结果如图 3.21 所示。

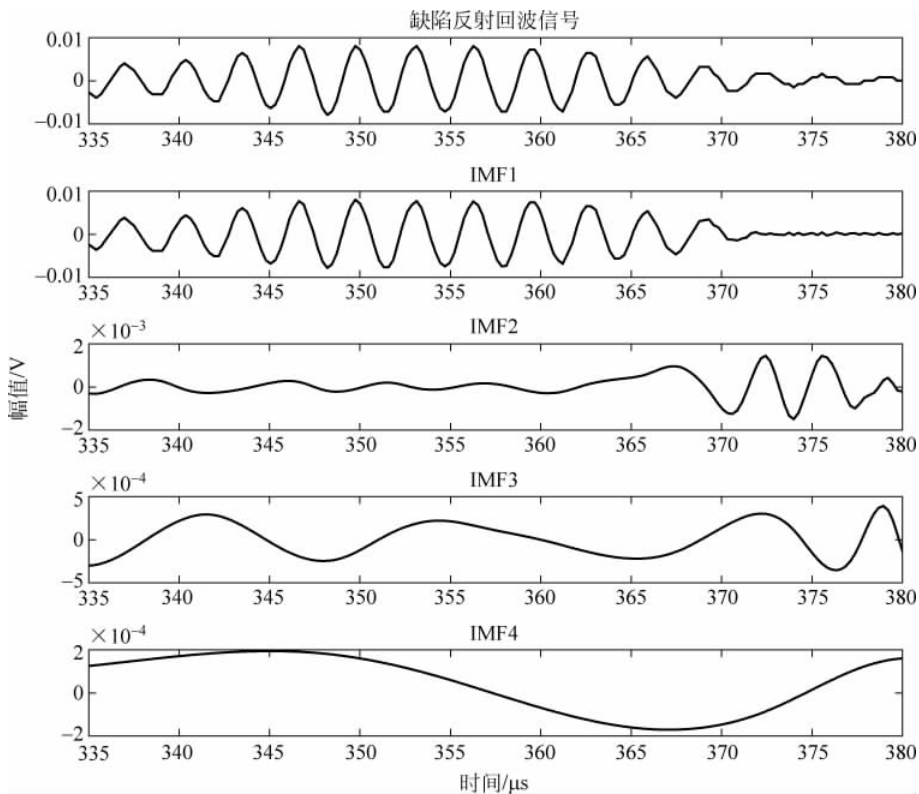


图 3.21 钢板正方形缺陷导波散射检测信号固有模态函数 IMF 求解结果

在上述钢板正方形缺陷导波散射检测信号固有模态函数 IMF 求解结果中,只有 IMF1 信号的幅值数量级与原始缺陷反射回波信号的幅值数量级相同,IMF2 至 IMF4 的幅值相对于原始缺陷反射回波信号都很小,对原始缺陷反射回波信号基本没有影响。因此,对上述钢板正方形缺陷导波散射检测信号进行 EMD 模态分解,只分解出了一个占主导地位的固有模态函数 IMF1,未出现其他同样占主导地位的固有模态函数,说明该钢板正方形缺陷导波散射检测信号中只存在一种模态的导波。

上述 EMD 模态识别方法对钢板缺陷导波散射检测信号的分析结果表明,SH₀ 模态导波与缺陷发生散射作用后,在基于 SH 导波的接收 EMAT 接收到的导波散射检测信号中,未出现除 SH₀ 模态导波外的其他类型导波。上述实验结果对于磁声阵列导波散射成像模型的建立具有重要的参考依据,也在一定程度上说明基于上述实验设置而建立的导波散射缺陷成像方法基本无须考虑导波散射过程中的模态转换过程,因为基于 SH 导波的接收 EMAT 只能接收到 SH 导波,且在此工作频率下原理上只会存在 SH₀ 模态导波,上述 EMD 模态识别方法对钢板缺陷导波散射检测信号的分析结果进一步采用实验的方法证明了这一原理上的结论。

将 EMD 模态识别方法置于磁声阵列导波散射成像方法对导波散射检测信号的预处理位置,用于判断和确认采集到的导波散射检测信号中是否含有其他模态的导波,为导波检测信号走时或幅值提取以及磁声阵列导波成像方法提供纯净、单一的导波模态,使得磁声阵列导波成像方法不必考虑导波与缺陷作用后的模态转换过程,从而简化了导波检测信号分析和处理过程。

下面,基于钢板正方形缺陷导波散射检测信号 EMD 模态识别结果,采用本书提出的时频能量密度析出走时提取方法对钢板正方形缺陷导波散射检测信号进行走时提取。根据时频能量密度析出走时提取方法的理论步骤,首先对上述钢板正方形缺陷导波散射检测信号进行离散短时傅里叶变换,得到其时频二维分布。上述钢板正方形缺陷导波散射检测信号数据共含有数据点数 1727 个,在离散短时傅里叶变换中,采用 Hamming 窗函数对原始导波检测信号进行截取,窗函数时宽为 431,即为原始导波检测信号数据点数的四分之一。按照时频能量密度析出走时提取方法的步骤(1),计算缺陷导波散射检测信号在二维时频分布中的时频能量密度值,并将其绘制在二维时频分布中,如图 3.22 所示。

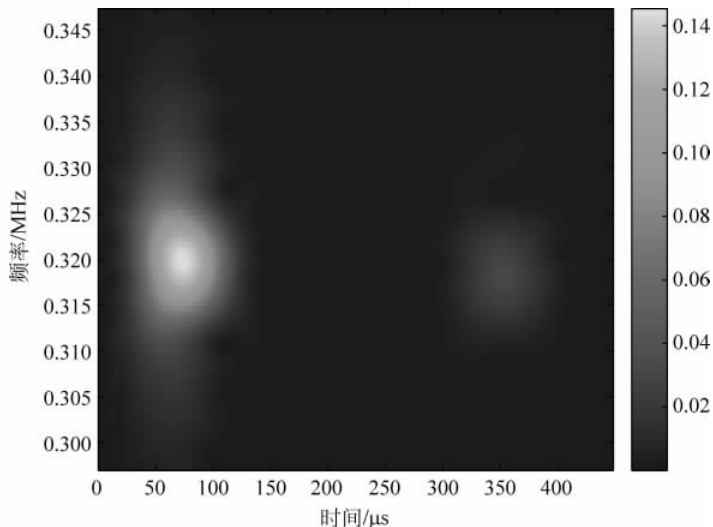


图 3.22 钢板正方形缺陷导波散射检测信号时频能量密度二维分布

由图 3.22 可知,该缺陷导波散射检测信号能量主要集中于中心频率 320kHz 附近。通过执行提出的时频能量密度析出走时提取方法的步骤(2)至步骤(6),得到基于中心频率的时频能量密度在时域上的分布曲线,如图 3.23 所示。

在图 3.23 中,按照时频能量密度析出走时提取方法的步骤(7)至步骤(8),首先提取出初始脉冲波和缺陷反射回波在时域能量密度曲线上的峰值时间,分别为 $74\mu\text{s}$ 和 $354\mu\text{s}$,再计算缺陷反射回波相对于初始脉冲波的时间为 $280\mu\text{s}$,因此,采用时频能量密度析出走时提取方法,得到该钢板正方形缺陷导波散射检测信号的走时提取值为 $280\mu\text{s}$ 。

根据图 3.19 中 SH_0 导波的传播路径, SH_0 导波从被方向可控 EMAT 激发至被全向 EMAT 接收所经过的传播距离为 0.9m;根据频散曲线中 P10 工作点 SH_0 导波的理论群速度,可求得 SH_0 导波的理论传播时间。将 SH_0 导波的理论传播时间与时频能量密度析出

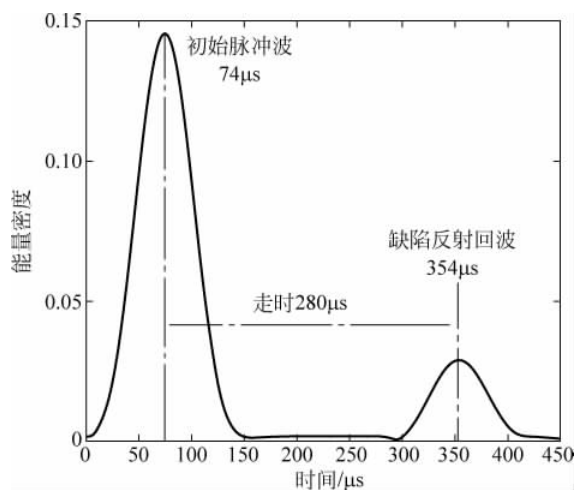


图 3.23 钢板正方形缺陷导波散射检测信号时域上能量密度分布曲线

走时提取方法提取的走时进行比较,并采用式(3-9)定义的相对误差计算其理论走时与提取走时间的相对误差,计算结果如表 3.8 所示。

表 3.8 钢板正方形缺陷导波散射检测信号理论走时与提取走时比较

SH 导波 模态	理论传播 速度(m/s)	传播 距离(cm)	理论传播 时间(μ s)	TEDP 走时提取 结果(μ s)	TEDP 走时提取 相对误差(%)
SH0	3200	90	281.25	280	0.44%

根据表 3.8,本书提出的时频能量密度析出走时提取方法对钢板缺陷导波散射检测信号的提取走时相对误差较小,仅为 0.44%,表现出较高的走时提取精度,采用实验的方法证明了时频能量密度析出走时提取方法对钢板缺陷导波散射检测信号走时提取精度较高,为磁声阵列导波散射成像方法提供了高精度导波走时信息,有利于提高缺陷导波散射成像精度。