

ISSN 1312-4897

АКУСТИКА

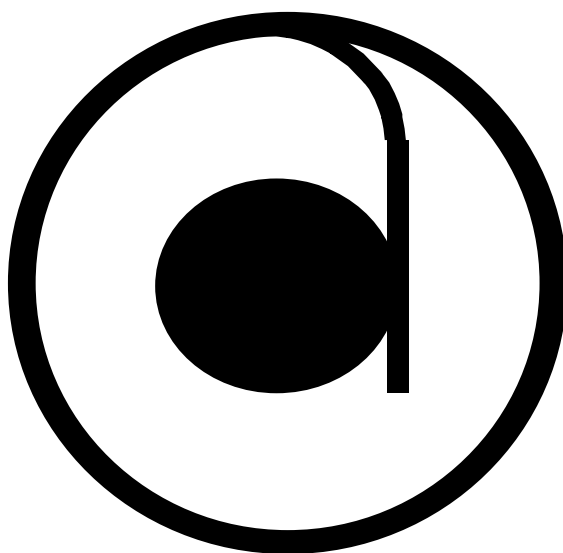
Съюз по електроника, електротехника и съобщения

Национална секция по акустика

Година X

□ Брой 10

Декември 2008 год.



**НАЦИОНАЛНА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКА
КОНФЕРЕНЦИЯ
АКУСТИКА' 2008**

24-25.10.2008

Варна

05-06.12.2008

София

ОРГАНИЗАТОРИ:
НАЦИОНАЛНА СЕКЦИЯ ПО АКУСТИКА
БЪЛГАРСКА АСОЦИАЦИЯ ЗА ОБЩЕСТВЕН КОНТРОЛ И
УПРАВЛЕНИЕ НА ШУМА (БАОКУШ)
ИНСТИТУТ ПО МЕХАНИКА-БАН
ТУ-ВАРНА, КАТЕДРА „РАДИОТЕХНИКА”
СПОНСОР фирма СПЕКТРИ ЕООД

Организационен комитет
Председател: проф.д-р И. Вълчев
Зам.председател: ст.н.с.І ст.дтн М. Миховски
Членове: доц.д-р Г. Евстатиєв, ст.н.с.д-р Е. Маноах, н.с.В. Топалова,
доц.д-р Хр. Драганчев, н.с.инж. П. Янев, инж. Б. Михайлов,
гл.ас.д-р Ек. Сираков, инж. Г. Кулишев

ТЕМАТИКА:
Фундаментални и научно-приложни проблеми на акустиката:
Електро-акустика; строителна акустика; акустика на зали,
обработка на звукови сигнали;
Хидроакустика;
Физическа акустика;
Вибрации на машини;
Въздействие на шум и вибрации върху човека;
Акустичен безразрушителен контрол;
Нормативна база

В сп. Акустика, год.10, бр.10, 2008 г. са отпечатани
доклади, включени в научната програма на Националната конференция
“Акустика’2008”, проведена във
Варна на 24 - 25.10.2008 г. и в София на 05-06.12.2008 г.

Председател на Програмния комитет:

(ст.н.с.І ст.дтн М. Миховски)

ISSN 1312-4897

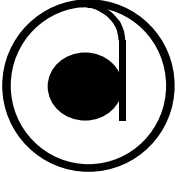
Редакционна колегия: проф.Ив.Вълчев, ст.н.с.І ст.дтн М.Миховски,
инж. Б.Михайлов

Редактор: н.с.д-р Й. Иванова

Издател: Съюз по електроника, електротехника и съобщения,
Национална секция по акустика, София, 2008

Съдържание

<u>1</u>	Цифров синтез на претеглен сложен възбуждащ сигнал за хидролокация Боянов Б.	<u>4</u>
<u>2</u>	Прецизно генериране на сигнали за акустични измервания чрез директен цифров синтез Боянов Б., М.Шотова	<u>10</u>
<u>3</u>	Камбаният звън – акустично, математическо и технологично предизвикателство Трифонов Т., Цв. Георгиева	<u>17</u>
<u>4</u>	Високопроизводителна платформа за цифрова обработка на сигнали “Дорфей” Николов Др.	<u>23</u>
<u>5</u>	Модифициран метод за определяне на загубите с анализ на преходен процес в режим на включване Ангелов Пл.	<u>27</u>
<u>6</u>	Модифициран метод за определяне на загубите с анализ на преходен процес в режим на изключване Ангелов Пл.	<u>35</u>
<u>7</u>	Макро модел на нискочестотно озвучително тяло тип band-pass Сираков Е.	<u>42</u>
<u>8</u>	Безеталонна чувствителност при ултразвукови изпитвания Попов Ал.	<u>53</u>
<u>9</u>	Безразрушително оценяване на механични свойства на жп колела чрез ултразвуково изпитване Димитров Д.	<u>56</u>
<u>10</u>	Характеристиките на информационния сигнал при ултразвуков контрол на дебелини с ЕМАП Мирчев Й., М. Миховски, Н. П. Разыграев, А. Н. Разыграев, В. А. Аникин	<u>61</u>
<u>11</u>	Определяне на модули на еластичност на анизотропни материали по параметрите на повърхностни вълни Иванова Й., М. Миховски, Т. Парталин	<u>71</u>
<u>12</u>	Приложение на време-дифракционен ултразвуков метод при пластини от различна стомана с дебелина 10мм Касъров Р., Б. Табакова	<u>79</u>
<u>13</u>	Акустични характеристики на материали на основата на минерална вата Алексиев Ал.	<u>85</u>
<u>14</u>	Выбор оптимальных параметров дифракционно-временного метода ультразвукового контроля для повышения достоверности обнаружения трещиноподобных дефектов металла Е.Давыдов, А.Шекеро, М.Миховски, Ал.Алексиев	<u>100</u>
<u>15</u>	Многопараметрично диагностиране на универсален Трактор Ню холанд, ТД95Д Флоров В.	<u>101</u>
<u>16</u>	Акустични изследвания на исторически ценни български камбани Алексиев Ал.	<u>115</u>
<u>17</u>	Subjective rating scales by acoustic measurements of community noise annoyance Петков С.	<u>125</u>

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ЦИФРОВ СИНТЕЗ НА ПРЕТЕГЛЕН СЛОЖЕН ВЪЗБУЖДАЩ СИГНАЛ ЗА ХИДРОЛОКАЦИЯ

Б. Боянов

ТУ – Варна, Катедра „Радиотехника”

Въведение

Хидрографските изследвания на водни басейни с използване на хидроакустични методи през последните десетилетия се интензифицират, като Международната хидрографска организация постави повишени изисквания към точността на хидрографската техника [1]. Това съответно рефлектира върху разработването на съвременните ехолоти и хидролокатори.

Характеристиките на тези прибори, свързани с максималната измервана дълбочина / далечината на действие и разделителната способност се определят в голяма степен от структурата и енергията на сондиращия сигнал. Отношението сигнал/шум на изхода на приемника и следователно максималната измервана дълбочина/ далечината на действие зависи от енергията на сондиращия сигнал, която, при ограничена максимална мощност може да се увеличи чрез увеличаване на дължината на сигнала. Разделителната способност по дълбочина / разстояние, се повишава с разширяване на спектъра на сигнала. Класически сигнал с повишена енергия и широк спектър е сигналът с линейна честотна модулация (ЛЧМ). Важна особеност е, че поради сравнително ниските честоти, използвани в хидроакустиката, синтезът на сигнала в предавателя и обработката в приемника могат да се извърши по цифров път, с реализиране на предимствата на цифровата обработка на сигналите.

В настоящата работа се представят резултати от изследвания върху цифров синтез на ЛЧМ възбуждащ сигнал в предавателя на ехолота / хидролокатора с използване на тегловна функция, която позволява получаването на изходен сигнал на приемника с ниски странични листи.

Структура на сигнала и влияние на тегловната функция върху изходния сигнал при съгласуваната филтрация

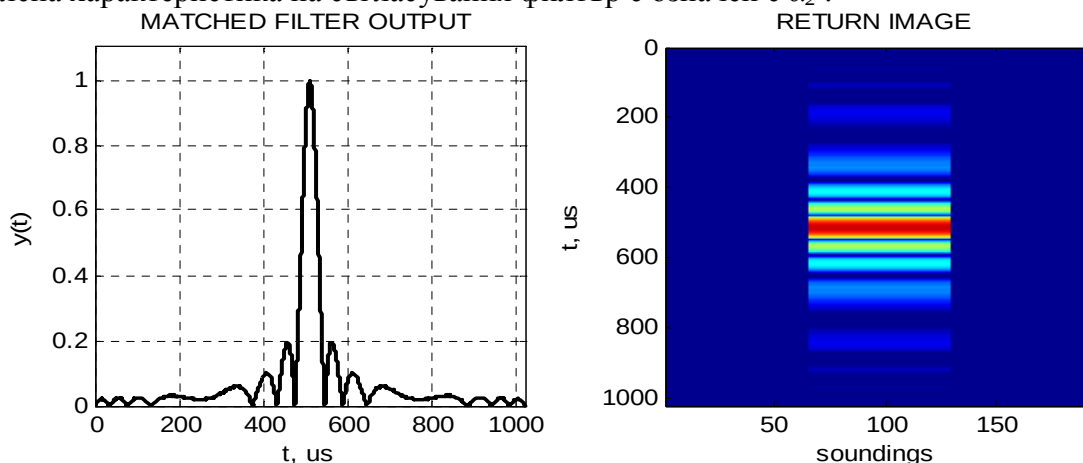
Цифровата съгласувана филтрация на сигнала с ЛЧМ на основата на цифров сигнален процесор е разгледана в [2, 3]. В дискретен вариант фазата на сигнала с ЛЧМ се описва с израза $\Phi_{(n)} = a \cdot n + b \cdot n^2$, където $a = \frac{2\pi f_{\min}}{f_s}$, а $b = \frac{(f_{\max} - f_{\min})\pi}{f_s N}$, където f_s е честотата на дискретизация, $f_{\min}$ и $f_{\max}$ са граничните стойности на моментната честота, а $N = T_s f_s$ е броят на дискретите на сигнала, където T_s е продължителността на сигнала.

Оптималното приемане на един сигнал може да се реализира със съгласуван филтър СФ, който има импулсна характеристика с формата на сигнала, но обърната във времето.

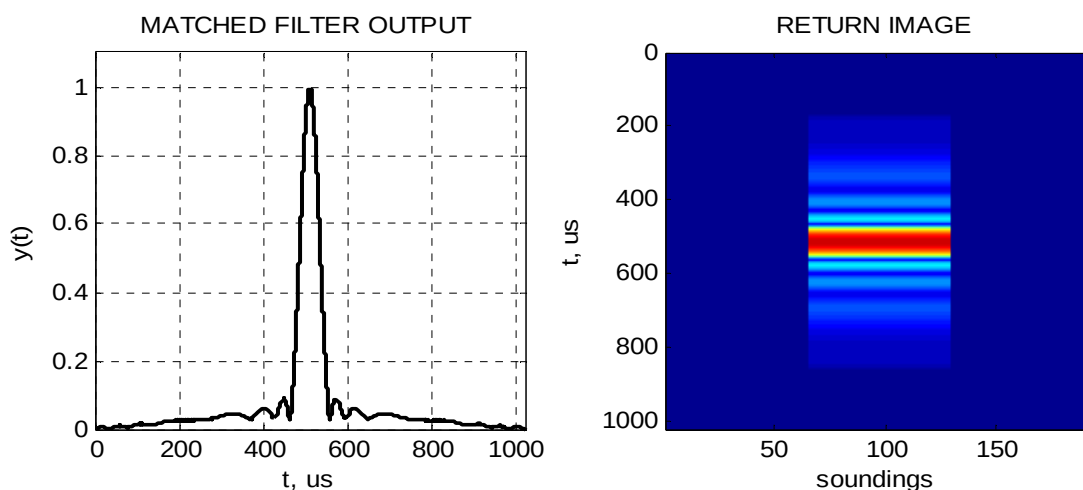
Обаче използването на ЛЧМ сигнал с постоянна амплитуда води до получаването на изходен сигнал на приемника, който има сравнително силни странични листи. Тези листи влошават качеството на изображението в хидролокатора или могат да създадат лъжливи цели, а в ехолота могат да доведат до грешки в измерване на дълбочината. За намаляване нивата на страничните листи е целесъобразно, аналогично на цифровия спектрален анализ, умножаване на дискретите на сондиращия сигнал и на импулсна характеристика на съгласувания филтър по подходящо избрана тегловна функция, отслабваща периферните дискрети.

По-долу се привеждат примери за обработка на сигнала на един ехосигнал, като се отчитат четирите комбинации на използване на тегловна функция в сондиращия сигнал и / или в съгласувания филтър. Параметрите на сигнала са $f_{min} = 260 \text{ kHz}$, $f_{max} = 290 \text{ kHz}$, $f_s = 10 \text{ MHz}$, $T_s = 512 \mu\text{s}$.

Използува се тегловна функция (прозорец) на Кайзер, поради удобството в регулиране на формата и съответно нивата на страничните листи чрез параметъра α на прозореца. В частен случай при стойност $\alpha = 0$ се създава прозорец със стойност $w_{(n)} = 1$, който не оказва влияние. Параметърът α използван в прозореца на сондиращия сигнал е означен с α_1 , а за импулсна характеристика на съгласувания филтър е означен с α_2 .

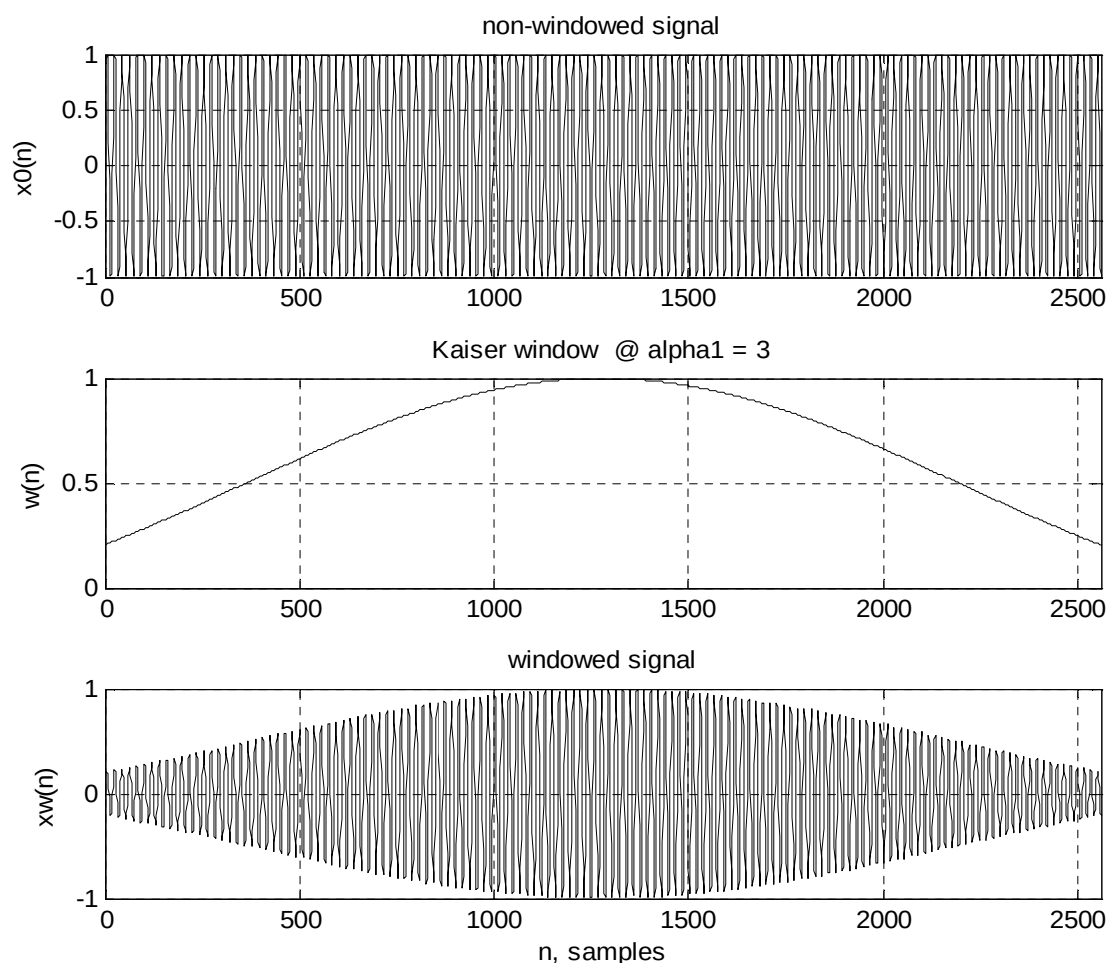


Фиг. 1. Изходен сигнал на съгласувания филтър и изображение при $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

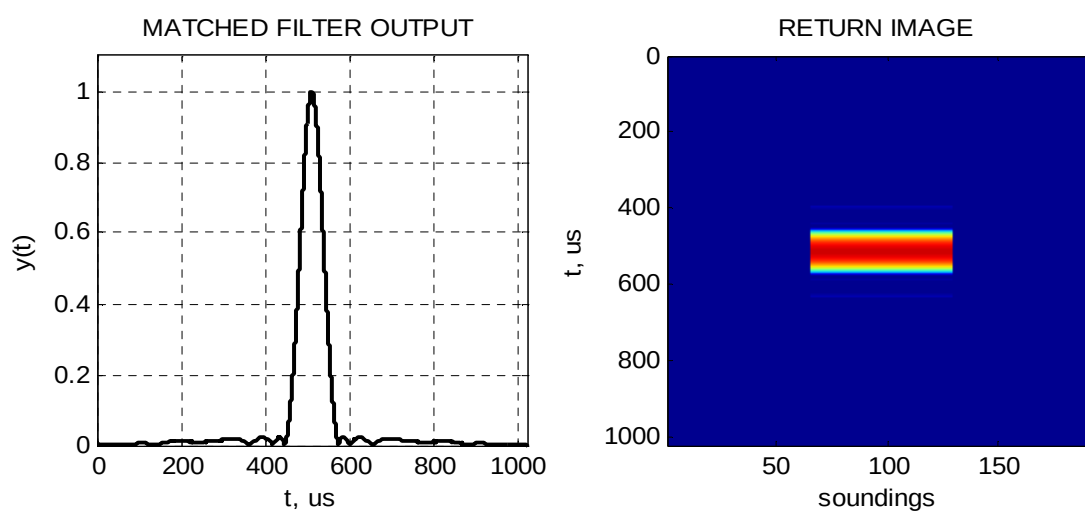


Фиг. 2. Изходен сигнал на съгласувания филтър и изображение при $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 3$

Резултатите при параметри $\alpha_1 = 3$, $\alpha_2 = 0$ практически съвпадат с тези при $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 3$, което следва от свойството комутативност на конволюцията. Графиките на непретегления сигнал $x_{0(n)}$, прозореца на Кайзер $w_{(n)}$ и на претегления сигнал $xw_{(n)}$ при $\alpha_1 = 3$ са показани на фиг.3.



Фиг. 3. Непретеглен сигнал $x_{0(n)}$, прозорец на Кайзер и претеглен сигнал $xw_{(n)}$ при $\alpha_1 = 3$

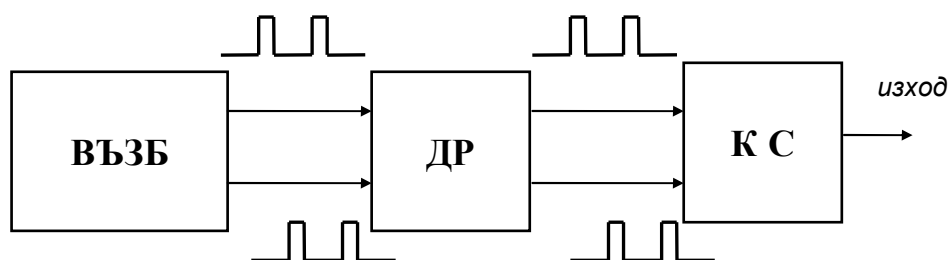


Фиг. 4. Изходен сигнал на съгласувания филтър и изображение при $\alpha_1 = 3$ $\alpha_2 = 3$.

Резултатите показват, че използването на тегловна функция в съгласувания филтър, което при цифрова филтрация се реализира лесно, не е достатъчно за силно подтискане на страничните листи и се налага въвеждане на тегловна функция и в сондиращия сигнал.

Цифров синтез на претеглен сложен възбуждащ сигнал

Тук се изследва формиране на бинарен възбуждащ сигнал, в който амплитудата на изходния сигнал се регулира чрез ширината на импулсите. За практически значимия вариант на двутактен предавател блоковата схема е представена на фиг.5. Като се отчита достъпността на

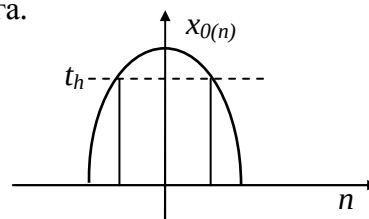


мощни бързи MOSFET и IGBT транзистори, а също така на интегрални схеми драйвери за тяхното възбуждане, може да се получи компактна и надеждна реализация на предавателя. Проблемът е такова синтезиране на бинарния възбуждащ сигнал, което да доведе до изменение на амплитудата на изходния сигнал, съгласно избраната тегловна функция.

където $q = \frac{t_p}{T}$ е коефициентът на запълване, t_p е продължителността на импулсите и T е периодът. Изразът (1) се разглежда като уравнение от което се определя необходимият коефициент на запълване $q = \frac{1}{\pi} \arcsin(w)$ (2)

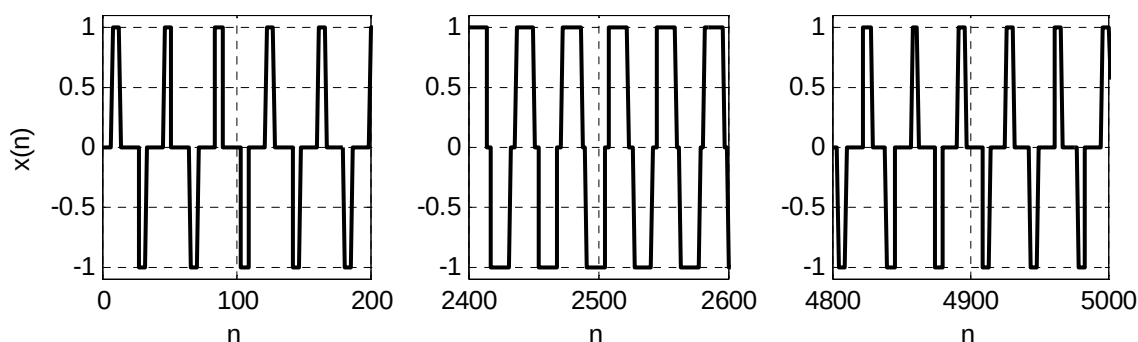
$$t_h = \cos(\arcsin(w)) \quad (3)$$

Това е илюстрирано на фиг.6. На тези дискрети се присвоява стойност 1, докато останалите са нули. Аналогично, но при праг $-t_h$, се определят дискретите със стойност 1 на възбуждането в долното рамо на възбудителя. Тази обработка се реализира с програма написана за MATLAB.



Илюстрация на резултатите е представена на фиг. 7, където са обединени сигналите на двете рамена. Положителните импулси се отнасят за възбуждащия сигнал на горното рамо, а отрицателните – за долното рамо. Вляво и вдясно са показани началния и крайния участъци на сигнала с малък коефициент на запълване, а между тях е отрязък от средата на сигнала с

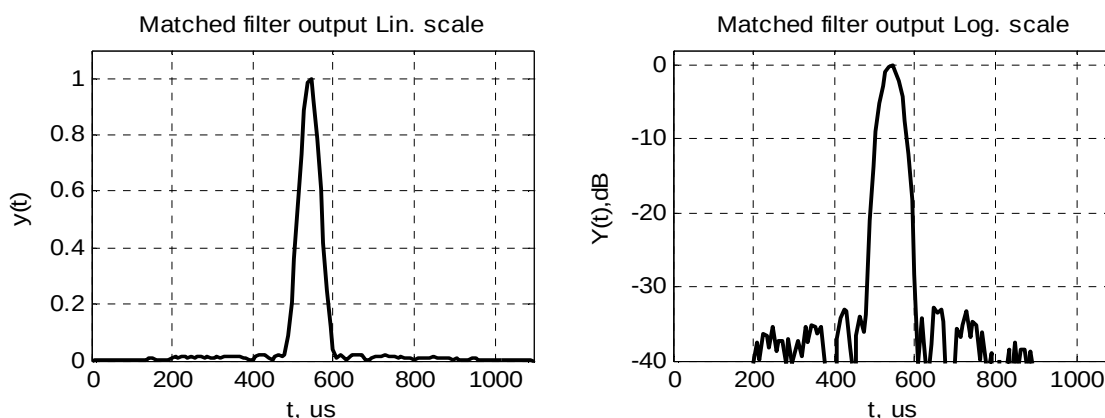
коэффициент на запълване близък до 0.5. Внимателното разглеждане на времедиаграмите показва наличието на ЛЧМ - намаляване на периода от началото към края на сигнала.



Фиг. 7. Обединена графика на бинарния възбуждащ сигнал

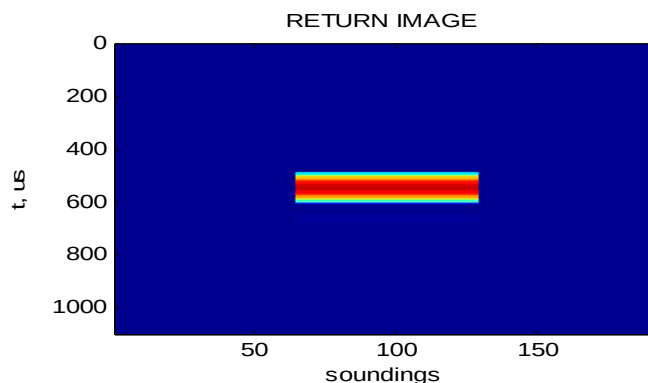
Резултати от използването на претеглен сложен възбуждащ сигнал

За оценка на свойствата на така синтезирания възбуждащ сигнал е извършено компютърно моделиране на обработката, като сигналът $x(n)$ първо се филтрира с лентов филтър отразяващ филтрацията на сигнала в изхода на предавателя и хидроакустичната антена, а след това се извършва съгласувана филтрация. Параметрите на сигнала са $f_{min} = 260 \text{ kHz}$, са $f_{max} = 290 \text{ kHz}$, $f_s = 10 \text{ MHz}$, $T_s = 512 \mu\text{s}$, параметър на прозорец на Кайзер $\alpha_1 = 3$ $\alpha_2 = 3$. Графики на изходния сигнал на съгласувания филтър са представени на фиг.8. Поради ниските нива на страничните листи е дадена графика и в логаритмичен мащаб.



Фиг. 8. Изходен сигнал на съгласувания филтър в линеен и логаритмичен мащаб

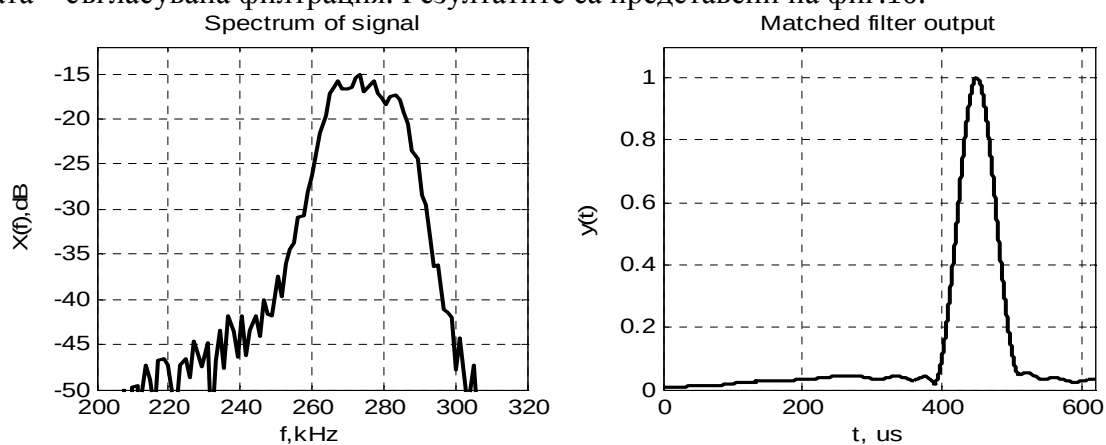
При посочените параметри на сигнала нивата на страничните листи са под -33dB. Изображение, съответстващо на 192 сондирания, при което при 64-те сондирания в средата има отразяващ обект, са представени на фиг.9. Ниските нива на страничните листи определят отсъствие на лъжливи цели.



Фиг. 9. Изображение на сигналите от 192 сондирания.

Тъй като компютърното моделиране не отчита всички явления при реалната обработка, са проведени експериментални изследвания върху синтеза и обработката на сигнала. Сигналът е синтезиран с микроконтролер PIC18F2520 [4] по разгледания метод. Драйвер тип TC4427

възбужда крайни MOSFET транзистори тип IRF530. Изходният сигнал на предавателя се излъчва чрез широколентова хидроакустична антена отразеният сигнал се приема от същата антена и през комутатор се подава чрез измервателна приставка PCS500 към компютър за регистриране и обработка. Обработките са две – първата е спектрален анализ на сигнала, а втората – съгласувана филтрация. Резултатите са представени на фиг.10.



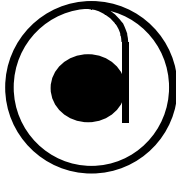
Фиг. 10. Спектр на отразения сигнал и изходен сигнал на съгласувания филтър

Спектралната диаграма показва разширения спектър на сигнала определен от ЛЧМ, като има спадане определено от използването на тегловната функция и филтриращите свойства на антената и съгласуващата верига в изхода на предавателя. Общият резултат, с отчитане на съгласуваната филтрация, води до тесен пик на изходния сигнал и ниски странични листи. Това потвърждава целесъобразността на заложената идея и възможността за реализация.

Заклучение

Получените резултати показват приложимостта на цифровото формиране на бинарен възбуждащ сигнал за мощен сондиращ сигнал, който осигурява въвеждане на тегловна функция в сигнала. Наред с подобряване на характеристиките на обработката, свързани с формата на изходния сигнал на съгласувания филтър и изображението, изследваният вариант позволява компактна и надеждна реализация на предавателя. Това се очаква да подпомогне разработването на прецизни високочестотни ехолоти / хидролокатори за дълбочини / разстояния до 100 ÷ 200 m.

1. IHO Standards for hydrographic surveys. Special publication No. 44. Monaco, 1982.
2. S. Stergiopoulos and A.T. Ashley, Guest Editorial for a special issue on sonar system technology, IEEE J. Oceanic Eng., 18(4), 361–365, 1993.
3. Боянов Б., Тодоров Е., Цифров синтез и детектиране на сложни сигнали за ехолокация, Национална конференция АКУСТИКА'2000, Варна, 2000.
4. PIC18F2420/2520/4420/4520 Data Sheet, Microchip, 2004

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ПРЕЦИЗНО ГЕНЕРИРАНЕ НА СИГНАЛИ ЗА АКУСТИЧНИ ИЗМЕРВАНИЯ ЧРЕЗ ДИРЕКТЕН ЦИФРОВ СИНТЕЗ

Б. Боянов, М. Шотова

ТУ – Варна, Катедра „Радиотехника”

I. Въведение

Импулсният метод за измерване на характеристики на излъчватели и приемници има широко приложение както в акустиката, така и в хидроакустиката. При този метод се формират и излъчват кратки вълнови пакети от хармоничен сигнал, които след разпространение и евентуално отразяване от определен обект се приемат и обработват със стробирание във времето, което цели елиминиране на нежелани отражения. Прецизното формиране на времевите интервали за вълновия пакет и стробирането при приемането се реализират със стробираща система, която може да бъде автономна [1] или свързана с персонален компютър [2].

В изминалото десетилетие в комуникационните технологии и в електрическите измервания методът за директен цифров синтез (ДЦС) на хармонични сигнали намира все по-широко приложение. Няколко водещи фирми предлагат специализирани интегрални схеми за ДЦС [3]. В последните години, с усъвършенстване на архитектурата и повишаване на производителността на сигналните процесори, се разкриват възможности за реализиране на прецизен синтез на хармонични сигнали при програмна реализация на алгоритъма за ДЦС [4], [5].

Тук се представят резултати от изследване на възможността за прецизен синтез на сигнали в звуковия и ултразвуковия обхват, базиран на метода на директен цифров синтез, с програмна реализация на основата на 16-битови сигнални процесори (СП) от фамилиите dsPIC30 и dsPIC33.

II. Принцип на ДЦС, основни параметри и зависимости

При директния цифров синтез се генерира хармоничен сигнал от типа:

$$x_{(n)} = \sin(\omega_0 n) = \sin \Phi_{(n)} \quad (1)$$

при зададена цифрова честота $\omega_0 = 2\pi \frac{f_0}{f_c}$, ($0 < \omega_0 < \pi$), където f_0 е честотата на синтезирания сигнал, а f_c е честотата на дискретизация.

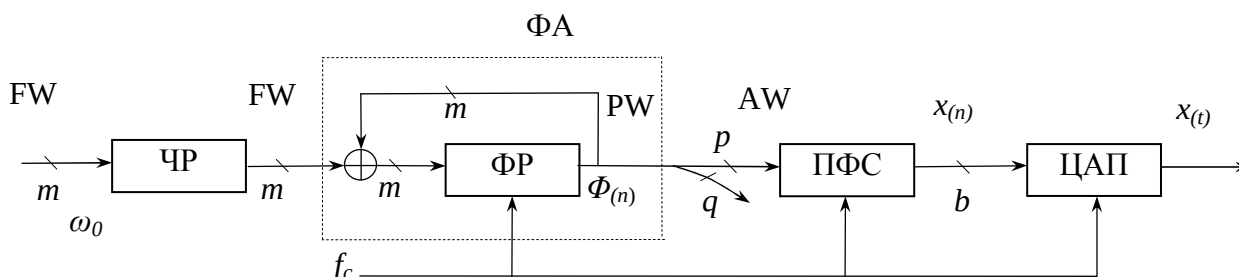
Пълната фаза се представя в рекурсивна форма

$$\Phi_{(n)} = \Phi_{(n-1)} + \omega_0. \quad (2)$$

Тези два изрази са в основата на ДЦС. Израз (2) отразява акумулирането на фазата при всеки нов дискрет, а израз (1) – преобразуването на фазата в дискрет на сигнала.

Блоковата схема на ДЦС е представена на фиг.1. На входа на системата се подава двоич-но число FW (честотна дума) съответстващо на честотата f_0 . Честотната дума FW се записва в честотния регистър ЧР и се подава към фазовия акумулатор ФА, който се състои от суматор и фазов регистър ФР. Фазовият акумулатор реализира израз (2) и в него се

акумулира фазовата дума PW. Регистрите и суматорът са m -битови, като при препълване в суматора преносът се игнорира. Преобразуването на трионообразно изменящата се фазова дума PW в цифров синусоиден сигнал $x(n)$ се извършва в преобразувателя фаза-сигнал (ПФС).



Фиг.1 Блокова схема на базов ДЦС

ПФС има различни реализации, например ROM-таблица, в която са записани b -битови дискрети на една вълна на синусоида. Адресната дума AW на таблицата се получава, като се използват старшите p бита от фазовата дума. Използването на адресна дума, по-къса от фазовата, е свързано с практическите ограничения върху размера на таблицата. Дискретите на цифровия сигнал се подават към преобразувател цифра-аналог ЦАП. ДЦС е цикличен процес, при който за един тактов интервал се извършват трите компоненти на процеса – акумулиране на фазата, преобразуване фаза-сигнал и преобразуване цифра-аналог. Тактовата честота на синтезатора f_c се явява честота на дискретизацията. Отхвърлянето на младшите q бита води до специфичен за ДЦС фазов шум.

Синтезаторът се описва с няколко основни параметъра и израза

- m , дължина на честотната и фазовата дума;
- M , капацитет (брой на състоянията) на фазовия акумулатор, $M = 2^m$;
- f_0 , честота на изходния сигнал

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = f_c \frac{FW}{M} = f_c \frac{FW}{2^m}$$

- Δf разделителна способност по честота (честотна стъпка),

$$\Delta f = f_{0(FW+1)} - f_{0(FW)} = f_c \frac{FW+1}{M} - f_c \frac{FW}{M} = \frac{f_c}{M} = f_{0\min}$$

- D , динамичен обхват на синтезатора $D = L_0 - L_{smax}$, dB, разликата между нивата на полезния сигнал и най-силната нежелана компонента, определени от спектъра на сигнала.

III. Блокова схема на програмнен ДЦС за импулсни измервания

При програмна реализация ДЦС се осъществява с ресурсите на сигналния процесор и външен ЦАП. При това, поради последователното изпълнение на операциите по синтеза, са необходими няколко инструкции и съответно скоростта на програмния синтез е по-ниска в сравнение с хардуерна реализация на базата на специализирани интегрални схеми.

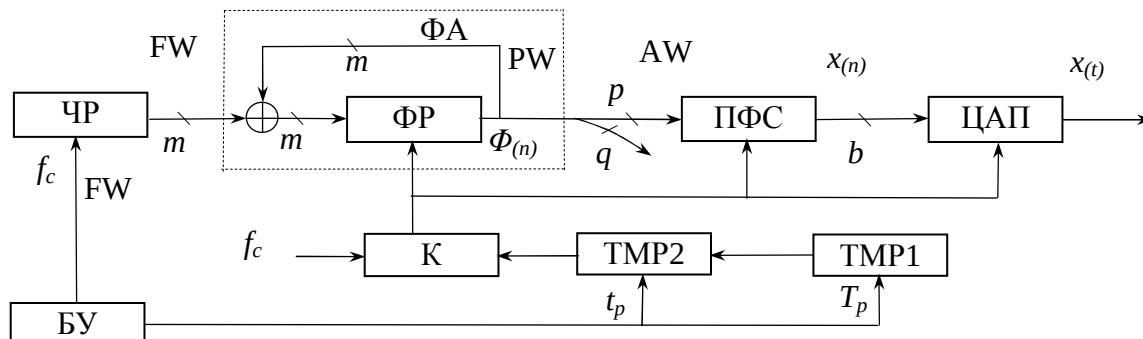
Предимствата на ДЦС, които имат значение за реализирането на импулсни акустични измервания, са:

- Кварцова стабилност на честотата $\Delta f/f_0 = 10^{-5} \div 10^{-6}$;
- Широк честотен обхват от части от херца до стотици килохерци;
- Много голям брой честоти, много малка честотна стъпка – части от херца;
- Сравнително малки изкривявания (чист спектър) – динамичен обхват $D = 50 \div 80$ dB;
- Възможност за бърза смяна на честотата.

Ресурсите на сигналните процесори позволяват формирането на вълнов пакет в прецизно зададени времеви интервал (продължителност на пакета t_p) и период на повторение T_p .

Блоковата схема за ДЦС на вълнови пакети на основата на СП е представена на фиг.2. Тя е базирана на схемата за ДЦС от фиг.1, като са включени допълнително следните стъпала:

- TMP1 – таймер за период на повторение;
- TMP2 – таймер за продължителност на пакета;
- К - софтуерно реализиран комутатор, разрешаващ синтеза на вълновия пакет;
- БУ – блок за управление на параметрите.



Фиг.2 Блокова схема на синтезатор на вълнови ДЦС

Сигналните процесори от фамилиите dsPIC30 и dsPIC33 са подходящи за реализиране на синтезатора, тъй като в тяхната архитектура са включени блокове, необходими за синтеза, в това число 16- и 32-битови таймери. За задаване на периода е подходящо използването на таймера Timer2/3, който е 32-битов и позволява задаване на периода в широки граници – от милисекунди до секунди. За задаване на продължителността на пакета е достатъчно използването на таймера Timer1, който е 16-битов и позволява задаване на продължителността t_p в граници от десетки микросекунди до десетки милисекунди.

Тъй като синтезът на вълновия пакет е контролиран от СП, е възможен синтез на пакет със строго фиксирана начална фаза на сигнала и цяло число вълни, например чрез нулиране на фазовия регистър в началото на синтеза на вълновия пакет и задаване на продължителност t_p , кратна на периода.

Управлението на параметрите честота на сигнала, продължителност на пакета и период на повторение може да се осъществи по два начина. При автономно работещ синтезатор се използва клавиатура, която инициира прекъсвания. При синтезатор, работещ под управлението на компютър, командите за управление могат да се приемат от модула UART (универсален асинхронен приемо-предавател) за серийни комуникации на СП.

IV. Реализация и резултати от изследване на програмния ДЦС

По-долу са представени два основни варианта на програмния ДЦС – с таблица на синуса записана в паметта за данните (RAM-DDS) и с таблица на синуса записана в програмната памет (FLASH-DDS). Двата варианта се различават по скорост на синтеза и динамичен обхват на сигнала поради следните причини:

При RAM-DDS достъпът до таблицата на синуса е по-бърз и следователно ефективната честота на дискретизация е по-висока, отколкото при FLASH-DDS.

При FLASH-DDS, поради по-големия капацитет на програмната памет спрямо паметта за данните, което е типично за СП, може да се използва таблицата на синуса с по-голям размер, например $p = 14 \div 15$. Поради, като се има предвид изразът $D \approx 6p, dB$, се получава по-голям динамичен обхват на синтезатора.

Реализация на RAM-DDS

Изводка от програмата за ДЦС с таблица на синуса, записана в паметта за данните, е дадена по-долу. Параметрите на синтезатора са: $m = 30$, $p = 13$, $b = 12$, честотната дума е FW= 023D70A4. Поради голямата дължина на фазовата и честотната дума се използват по

два 16-битови работни регистъра. ЦАП е свързан към *PORTD* на СП. Началото на таблицата е маркирано с етикет *sintableRAM*.

```

mov    #0x70A4, W2 ; FWL = Freq. Word Low
mov    #0x023D, W3 ; FWH = Freq. Word High
mov    #0x3FFE, W4 ; bit mask - 13 bits used
mov    #sintableRAM, W6 ; W6 points to sinus table in RAM
mov    #PORTD, W7 ; W7 points to PORTD = DAC
L0:    add    W0, W2, W0 ; phase accumulation L
addc    W1, W3, W1 ; phase accumulation H
and     W1, W4, W5 ; bit masking
mov     [W5+W6], [W7]; read sample and send to DAC
bra     L0

```

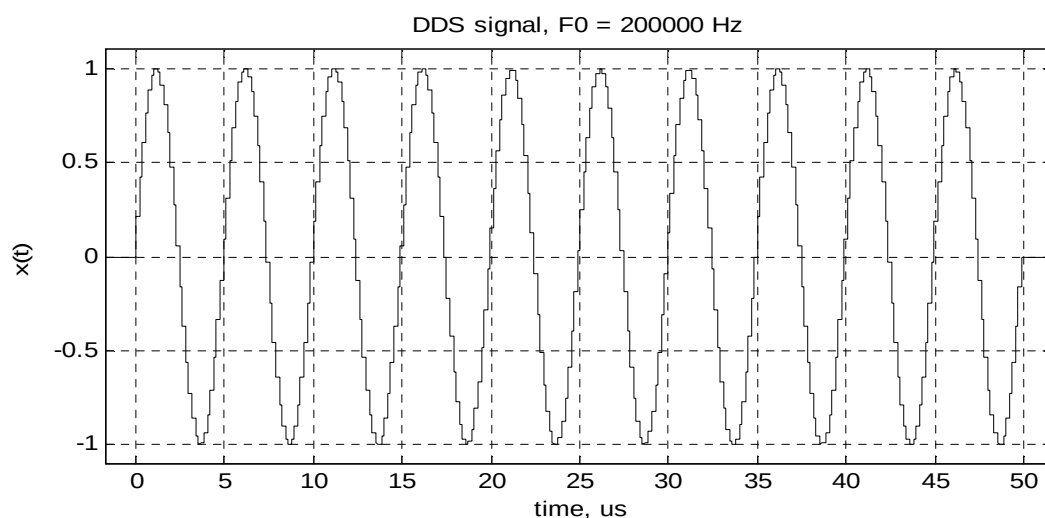
Синтезът на един дискрет на сигнала изисква 7 цикъла на процесора.

При използване на СП от фамилията dsPIC30 честотата изпълнение на инструкциите е $f_{cy} = 30 \text{ MHz}$, което определя честота на дискретизация $f_c = f_{cy}/7 = 4.2857 \text{ MHz}$.

При използване на СП от фамилията dsPIC33 честотата изпълнение на инструкциите е $f_{cy} = 40 \text{ MHz}$, съответно $f_c = f_{cy}/7 = 5.714 \text{ MHz}$.

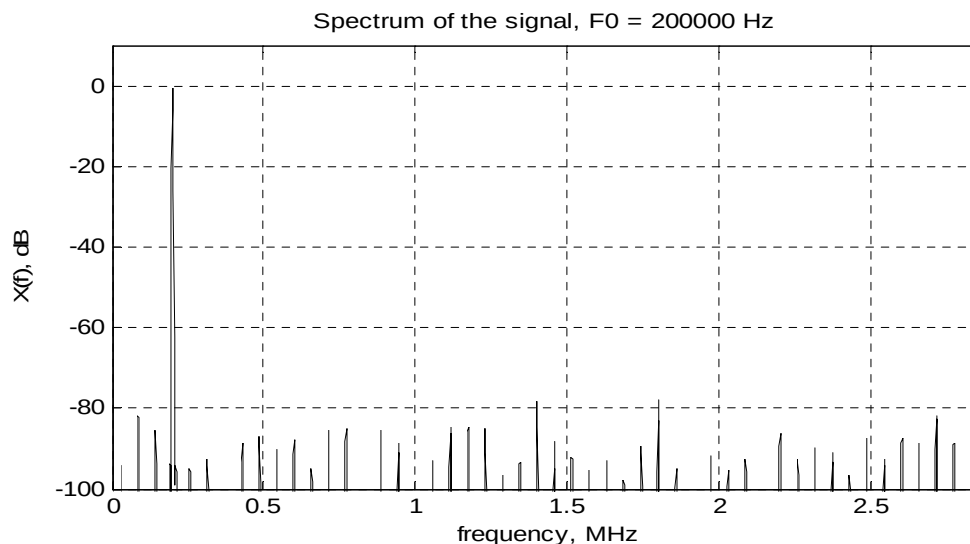
Честотната дума е избрана така, че да се синтезира сигнал с честота 200kHz.

Графика на вълнов пакет, синтезиран с програмата при използване на процесор dsPIC33FJ256GP710 е представена на фиг.3.



Фиг. 3. Графика на вълнов пакет - СП dsPIC33FJ256GP710, RAM-DDS

За определяне на динамичния обхват на синтезатора е генериран сигнал с 4096 дискрета върху който е приложен спектрален анализ. Спектърът в логаритмичен мащаб е показан на фиг.4 и позволява да се определи динамичния обхват $D = 77.9 \text{ dB}$.



Фиг. 4. Спектр на сигнала - СП dsPIC33FJ256GP710, RAM-DDS

Реализация на FLASH-DDS

Извадка от програмата за ДЦС с таблица на синуса записана в програмната памет е дадена по-долу. Параметрите на синтезатора са: $m = 31$, $p = 14$, $b = 12$, честотната дума е $FW = 05C28F5C$. За фазовата и честотната дума също се използват по два 16-битови работни регистъра. ЦАП е свързан към *PORTD* на СП. Началото на таблицата е маркирано с етикет *sintableFLASH*.

```

mov    #0x8F5C, W2 ; FWL = Freq. Word Low
mov    #0x05C2, W3 ; FWH = Freq. Word High
mov    #0x7FFE, W4 ; bit mask - 14 bits used
mov    #tbloffset(sintableFLASH),W6; W6 points to table in FLASH
mov    #PORTD, W7 ; W7 points to PORTD = DAC
L0:    add    W0, W2, W0 ; phase accumulation L
        addc   W1, W3, W1 ; phase accumulation H
        and    W1, W4, W5 ; bit masking
        add    W5, W6, W5 ; add table offset
        tblrdl [W5], [W7] ; read sample and send to DAC
        bra    L0

```

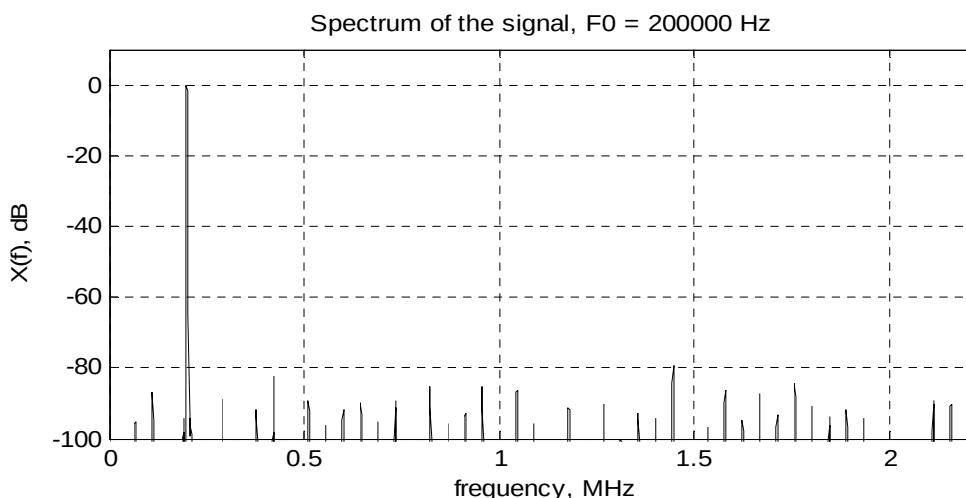
Достъпът до памет с инструкцията *tblrdl* е по-бавен и това определя общо 9 цикъла на процесора за синтез на един дискрет. В съответствие с това при използване на СП от фамилията dsPIC30 $f_c = f_{cy}/9 = 3.3333$ MHz. При използване на СП от фамилията dsPIC33 съответно $f_c = f_{cy}/9 = 4.4444$ MHz. Честотната дума е избрана така, че да се синтезира сигнал с честота 200kHz. Графика на вълнов пакет, синтезиран при използване на процесор dsPIC33FJ256GP710 е подобна на показаната на фиг.3, но с по-малък брой дискрети на сигнала.

Спектърът на сигнал с 4096 дискрета е показан на фиг.5 и позволява да се определи динамичния обхват $D = 79.5$ dB, което е по-висока стойност спрямо варианта RAM-DDS.

Изкривявания от вида $\sin(x)/x$

При преобразуването на сигнала в ЦАП следва да се отчитат честотните изкривявания от вида $\sin(x)/x$, където $x = \pi \frac{f_0}{f_c}$. Тези изкривявания се проявяват в съответно отслабване на

амплитудата на изходния сигнал на ЦАП при повишаване на честотата. Резултати от изчисления на стойностите на коефициента $\sin(x)/x$ за три честоти за двата процесора и двата варианта на табличен ДЦС са представени в Таблица 1. Ако за прецизен синтез се приеме допустимо отслабване на амплитудата 1% това изискване не се удовлетворява само при честоти над 250 kHz при процесор dsPIC30 и FLASH-DDS варианта на ДЦС.



Фиг. 5. Спектър на сигнала - ЦП dsPIC33FJ256GP710, FLASH-DDS.

Таблица 1

Процесор	Тип на синтеза	$f_0=100\text{kHz}$	$f_0=200\text{kHz}$	$f_0=300\text{kHz}$
dsPIC30	RAM-DDS	0.9991	0.9964	0.9920
dsPIC30	FLASH-DDS	0.9985	0.9941	0.9867
dsPIC33	RAM-DDS	0.9995	0.9980	0.9955
dsPIC33	FLASH-DDS	0.9967	0.9967	0.9925

V. Изводи

Изследвани са два варианта на програмна реализация на алгоритъма за ДЦС с използване на процесори от фамилията dsPIC30 и dsPIC33. Показано е, че те могат да се използват за прецизен синтез на сигнали за импулсни измервания в звуковия и ултразвуковия обхват при честоти до 250÷300kHz.

Работата по проблема за използване на програмния ДЦС при импулсни измервания може да продължи с изследване на възможността за използване на квадратурен ДЦС при оценка на амплитудата на приемания сигнал с цел повишаване на шумоустойчивостта.

Благодарности: Авторите благодарят на МОН за финансовата подкрепа в рамките на проект №21/2008 - BG051PO001/07/3.3-02, МОН.

1. Христов В. А., Боянов Б. Г., Стробираща система за акустични измервания, Юбилейна научна сесия на ВМЕИ – Варна, 1983.
2. Боянов Б. Г., Христов В. А., Миланов Д.М., Използуване на персоналните компютри при импулсни хидроакустични измервания, Централен кабинет по качество. Акустични и хидроакустични измервания, София, 1987.
3. Analog Devices – A technical tutorial on Digital signal synthesis, 1999г. www.analog.com
4. Boyanov B., Todorov E., Direct Digital Synthesis of Sine Wave by Digital Signal Processor, Proceedings of the 17-th Int. Conf. ELECTRONICS'98, Sozopol, 1998.
5. Boyanov B.G., Single table direct digital synthesis of signals, based on dsPIC digital signal controllers, II International Congress on MEEMI 2005, Varna, Bulgaria, 2005.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

КАМБАНИИЯТ ЗВЪН – АКУСТИЧНО, МАТЕМАТИЧЕСКО И ТЕХНОЛОГИЧНО ПРЕДИЗВИКАТЕЛСТВО

Т. Трифонов, Цв. Георгиева*

ВТУ “Св.Св. Кирил и Методий”, Велико Търново,

e-mail: tihomirtrifonov@ieee.org, e-mail*: cv.georgieva@uni-vt.bg

1. Въведение

Целта на настоящата статия е да представи приложение, реализирано на MatLab [3,9], за анализиране на камбанен звън. Приложени са методи за цифрова обработка на сигнали (*DSP – Digital Signal Processing*) – спектрален анализ (*spectral analysis*) чрез дискретно преобразуване на Фурие (*DFT – Discrete Fourier Transform*), цифрова филтрация (*digital filter*), уейвлет анализ (*wavelet analysis*). Данните се визуализират под формата на спектрограма, 3D спектрограма и др. Подробни сведения за използваните за анализирането камбани се съхраняват в аудио и видео архив на уникални български камбани [7]. Данните в архива са достъпни от [8]. Приложението предоставя възможност за търсене на камбани според тяхното звучене.

Останалата част от статията е организирана, както следва. В секция 2 са представени използваните в приложението методи за цифрова обработка на сигнали. Секция 3 съдържа описание на приложения подход за търсене на камбани според тяхното звучене по намерените спектрални съставлящи (*partials*).

2. Методи за анализ, използвани в приложението

В приложението за анализ са използвани различни методи за цифрова обработка на сигнали.

2.1. Спектрален анализ чрез дискретно преобразуване на Фурие

Дискретното преобразуване на Фурие на сигнал x се дефинира по следния начин [4, 5, 6]:

$$X(w_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-jw_k t_n}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

където $x(t_n)$ е амплитудата (*amplitude*) на входния сигнал във време t_n (в секунди);

t_n е n -тия момент на семплиране (*sampling instant*) в секунди, $t_n = nT$, n е цяло число, за което $n \geq 0$;

T е интервал на семплиране (*sampling interval*) в секунди;

$X(w_k)$ е спектъра (*spectrum*) на x за честота w_k ;

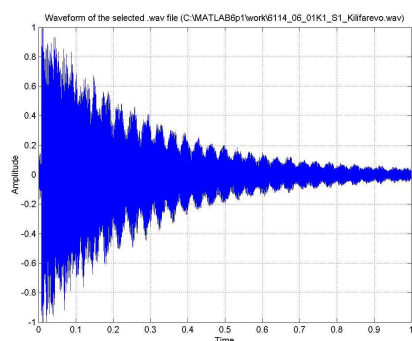
w_k е честотата на k -тия семпъл (*frequency sample*) в радиани в секунда, $w_k = k\Omega$;

Ω е честотен интервал на семплиране (*radian-frequency sampling interval*), $\Omega = \frac{2\pi}{NT}$;

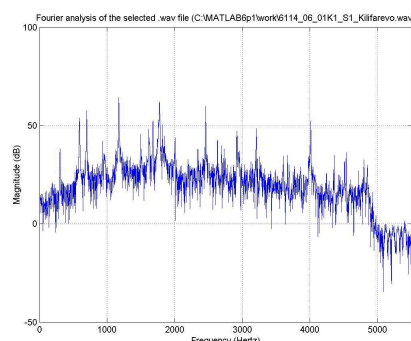
f_s е честота на семплиране (*sampling rate*) в семпли за секунда или Hertz (Hz), $f_s = \frac{1}{T}$;

N е броя на времевите семпли (*time samples*) или броя на честотните семпли.

На Фиг.2 е показан спектърът (*spectral plot*) на звука на камбана на Килифаревски манастир "Свето Рождество Богородично" в Килифарево, България, времевият сигнал (*waveform*), на който е представен на Фиг.1.

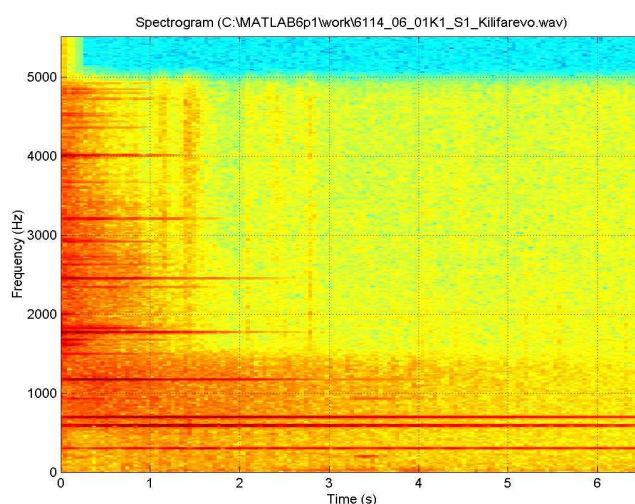


Фиг.1: Времеви сигнал

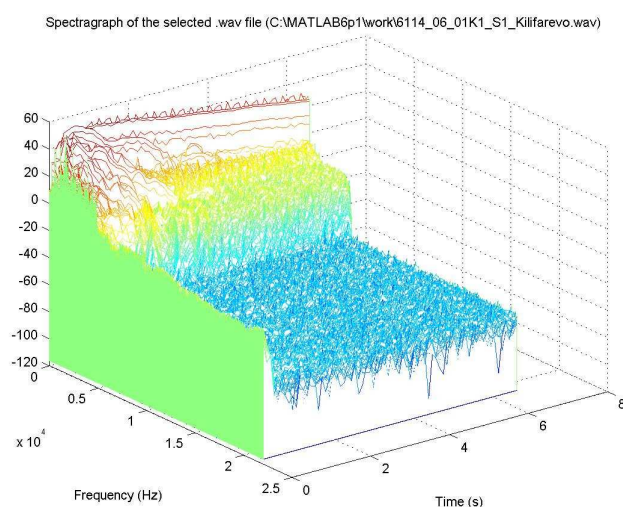


Фиг.2: Спектър

На Фиг.3 е показана спектрограмата, изчислена чрез кратковременно преобразуване на Фурие (*Short Time Fourier Transform – STFT*).



Фиг.3: Спектрограма



Фиг.4: 3D спектрограма

Тримерната графика представя по-ясно промяната на амплитудата на различните спектрални компоненти (*partials*) на звука (Фиг. 4).

2.2. Цифрова филтрация

Авторегресионна функция (*Autoregressive filter transfer function*) се дефинира по следния начин:

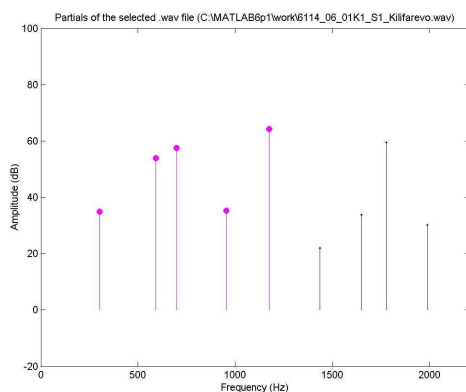
$$H(z) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}},$$

където p е ред на филтрацията; a_k са коефициентите на филтрацията.

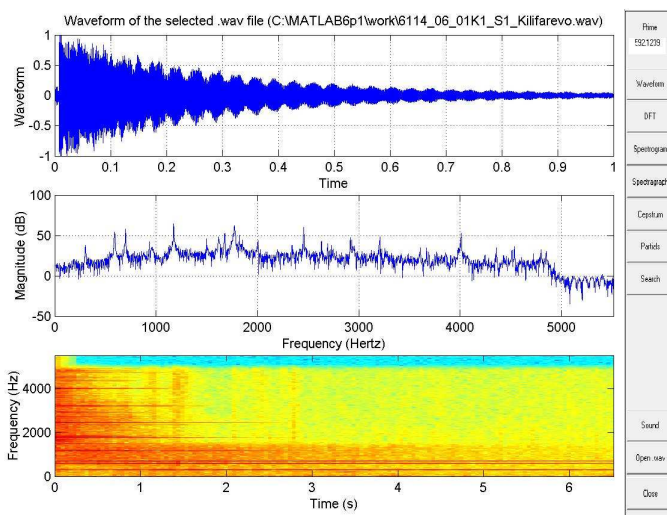
Могат да се използват различни методи за пресмятане на коефициентите a_k – автокорелационния метод (*autocorrelation method*), метода на Бърг (*Burg method*), модифицирания ковариантен метод (*modified covariance method*).

За да намерим честотите на съставящите (*partials*) от филтрацията (*filtering*), разглеждаме коефициентите на филтрацията като коефициенти на полином и пресмятаме корените на полинома.

На Фиг.5 са изобразени намерените съставящи на звука от Фиг.1.



Фиг.5: Спектрални съставящи



Фиг.6: Графичния интерфейс на приложението

Използвани са възможностите на MatLab за създаване на удобен графичен потребителски интерфейс (Фиг.6).

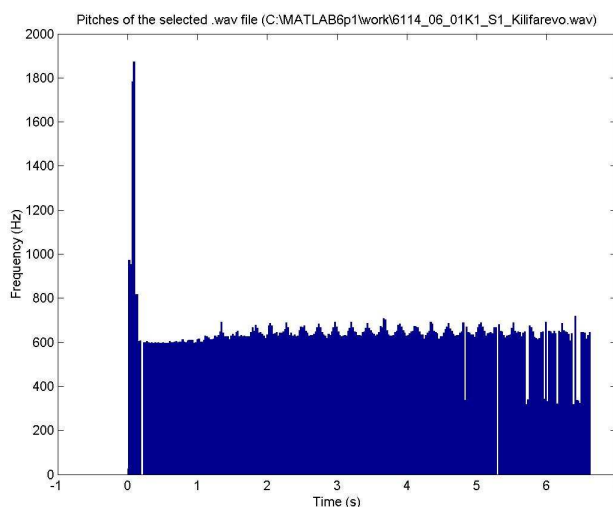
2.3. Уейвлет анализ

За да определим основните честоти (*pitches*) на звука от камбана във времето, прилагаме метода, описан в [1]. Използва се уейвлет трансформация (*FLWT – fast lifting wavelet transform*), базирана на Хаар уейвлет (*Haar wavelet*), при която приблизителния сигнал (*approximation signal*) $a_k(t_n)$ и детайлизиращия сигнал (*detail signal*) $d_k(t_n)$ се получават по следния начин:

$$\begin{aligned}d_0(t_n) &= x(t_{2n+1}), \\a_0(t_n) &= x(t_{2n}), \\d_k(t_n) &= d_{k-1}(t_n) - a_{k-1}(t_n), \\a_k(t_n) &= a_{k-1}(t_n) + \frac{d_k(t_n)}{2}.\end{aligned}$$

Изпълняването на FLWT с Хаар уейвлет върху сигнала е математически еквивалентно на изпълняване на нискочестотна филтрация (*low-pass operation*), последвана от семплиране (*down-sampling*) върху сигнала, за да се получи приблизителния сигнал и изпълняване на високочестотна филтрация (*high-pass operation*), последвана от семплиране (*down-sampling*), за да се получи детайлизиращия сигнал. Повтарящите се *low-pass* операции намаляват нивото на шума в анализиращия сигнал, което подпомага намирането на основните честоти. Установяват се пиковите (*peak*) на последователните уейвлет приближения и по този начин се определят основните честоти на сигнала.

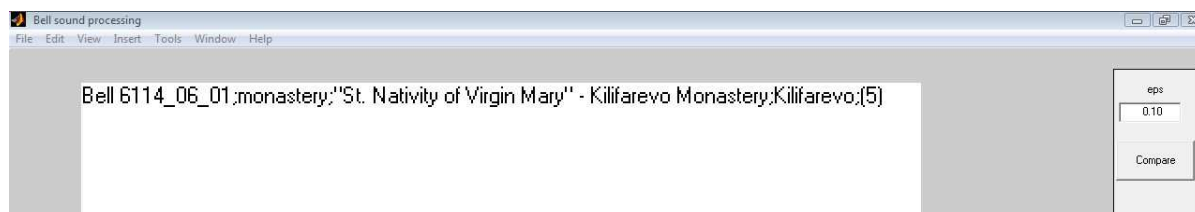
На Фиг.7 са изобразени намерените основни честоти на звука (фиг. 1) на камбана в Килифаревския манастир "Свето Рождество Богородично", Килифарево, България.



Фиг.7: Основни честоти (*pitches*)

3. Търсене на камбани според тяхното звучене по намерените съставящи

В приложението е реализирано търсене на камбани според тяхното звучене, като сравнението се извършва по намерените съставящи. При него се преглеждат данните на камбаните, съхранявани в аудио и видео архив на уникални български камбани. В архива се поддържа информация за предварително пресметнатите съставящи.



Фиг.8: Търсене на камбана според нейното звучене

При търсенето се проверява дали разликата в честотите на съответните частични не надхвърля предварително зададена от потребителя стойност (Фиг.8). За реализация на търсенето е създадена съхранена процедура, като е използван Transact-SQL [2] с цел да се повиши производителността, тъй като при SQL се обработват набори от данни.

Таблицы 1 и 2 илюстрират сравнение между образци на два удара на една камбана (6114_06_01) на Килифаревския манастир "Свето Рождество Богородично", Килифарево, България.

Partial	Frequency	Amplitude	Ratio fi/f1
1	302.243	34.948	1.000
2	592.124	53.895	1.959
3	698.080	57.539	2.310
4	954.829	35.236	3.159
5	1174.523	64.233	3.886
6	1435.637	22.072	4.750
7	1648.431	33.699	5.454
8	1775.977	59.507	5.876
9	1987.498	30.218	6.576
10	2267.458	24.582	7.502

Таблица 1: Частични, получени от първи удар на камбана в Килифаревския манастир "Свето Рождество Богородично", Килифарево, България

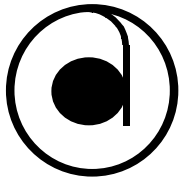
Partial	Frequency	Amplitude	Ratio fi/f1
1	301.743	31.024	1.000
2	592.466	48.769	1.963
3	698.090	57.217	2.314
4	950.793	25.261	3.151
5	1174.435	60.931	3.892
6	1453.213	23.821	4.816
7	1648.266	28.519	5.462
8	1774.781	65.925	5.882
9	2001.135	32.750	6.632
10	2287.602	26.836	7.581

Таблица 2: Частични, получени от втори удар на камбана в Килифаревския манастир "Свето Рождество Богородично", Килифарево, България

4. Заключение

Приложението, представено в настоящата статия, осигурява възможност за анализиране на звуковете от камбани, които се съхраняват в създаден за целта аудио и видео архив. Прилагат се различни методи за цифрова обработка на сигнали. Реализирано е търсене на камбани от архива според тяхното звучене по намерените спектрални компоненти.

1. E. Larson, R Maddox, Real-time time domain pitch tracking using wavelets, In Proceedings of the University of Illinois at Urbana Champaign Research Experience for Undergraduates Program, 2005.
2. Microsoft Corporation, MCSE Training: Microsoft SQL Server 2000 Database Design and Implementation, SoftPress Ltd., 2001.
3. M. Misiti, Y. Misiti, G. Oppenheim, J.-M. Poggi, Wavelet Toolbox, Users Guide, The Math Works, 2006.
4. R. Pintelon, J. Schouken, System Identification, A Frequency Domain Approach, IEEE Press, 2001.
5. A.B. Sergienko, Digital Signal Processing, Piter, 2007 (in Russian).
6. J. O. Smith, Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DFT), with Audio Applications – Second Edition, W3K Publishing, 2007, <http://ccrma.stanford.edu/~jos/mdft>.
7. T. Trifonov, Tsv. Georgieva, Web based approach to managing audio and video archive for unique Bulgarian bells, In Proceedings of the Tenth International Conference on System Analysis and Information Technologies, Kyiv, Ukraine, 2008, page 325.
8. The Bell Project “Research and Identification of Valuable Bells of the Historic and Culture Heritage of Bulgaria and Development of Audio and Video Archive with Advanced Technologies” Website, <http://www.math.bas.bg/bells/belleng.html>
9. The MathWorks Website, <http://www.mathworks.com>

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	ISSN 1312-4897 Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ВИСОКОПРОИЗВОДИТЕЛНА ПЛАТФОРМА ЗА ЦИФРОВА ОБРАБОТКА НА СИГНАЛИ “ДОРФЕЙ”

Др. Николов

Научно-Изследователска и Развойна Лаборатория - ДД ЕООД,

e-mail: dragomir.nikolov@gmail.com

Въведение

Наличните на българския пазар апаратни системи със средна изчислителна мощност, към настоящият момент са труднодостъпни поради висока цена и слабо разпространение (DSK6711 [1] на фирмата Texas Instruments е с цена от 395\$). Същевременно подобни средства тип “стартер кит” не са подходящи за използване в крайни устройства, както по конструктивни причини, така и поради липса на надеждност при функциониране. От друга страна изследванията и разработките в областта на цифровата обработка на сигнали (ЦОС) се увеличават и налагат необходимостта от система, която да е едновременно евтина, гъвкава и високопроизводителна. В тази връзка е разработена и реализирана платформата за обработка на висококачествен аудио сигнал – „Дорфей” (“Д” – digital/цифров, “орфей” като символ на висококачествен звук). Тя се основава на серията от специализирани процесори (с плаваща аритметика) за обработка на сигнали – TMS320C67XX [1]. Избраната архитектура съдържа два блока за изчисления с плаваща запетая, което позволява лесно разработване на прототипи и кратко време за реализация на краен продукт.

Разработената платформа е особено подходяща за приложения като:

- Обработка на музика в реално време;
- Разпознаване на реч;
- Вграждане на воден знак в аудио сигнал;
- Управление и контрол на бързи процеси;
- Интернет телефония;
- MP3 компресия в реално време.
- Вибро-анализ

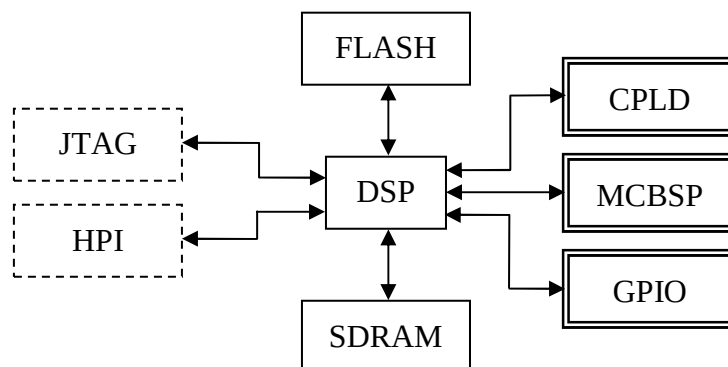
Блокова схема и описание

За основа на системата е избран цифровият сигнален процесор (ЦСП или DSP) TMS320C6711D. Избраният модел (модификация D) притежава вграден PLL модул, който облекчава и поевтинява схемната реализация спрямо аналогичния ЦСП, заложен в DSK6711. Същевременно с това се осигурява по-голям диапазон на тактовата честота (до 250 MHz). При тази модификация (D) е наличен и блок с няколко GPIO извода.

При разработването на платформата е отделено особено внимание на магистралата за данни ЦСП – RAM. Тактовата честота на същата магистрала в стартер кита DSK6711 (100 MHz) се явява най-бавното звено в системата, въпреки че всичките модификации на 6711

позволяват по-високи тактови честоти на интерфейса за достъп до външната памет. Използването на съвременни бързи памет, както и усъвършенствани програмни продукти (на фирмата Mentor Graphics [2]) за проектиране и симулация на печатни платки, позволиха реализацията на 133 MHz даннова магистрала, изградена само от два сигнални слоя. Двуслойната реализация на данновата магистрала, от своя страна води до значително съкращаване на разходите за производство на печатната платка.

Значително увеличаване на гъвкавостта на разработената платформа се постига чрез използване на съвременна програмируема логика (ПЛУ) – CPLD [3]. Чрез нея се постига евтино решение за произволни функции с тактова честота 133 MHz. Сравнително малка част (около ¼) от ресурсите на ПЛУ са използвани за реализиране на системните функции: изработване на сигналите за RESET; програмиране; управление на HPI интерфейса; режим на първоначален запуск (BOOTMODE); управляващи тактови сигнали за външните интерфейси (аудио кодек, RS232, GPRS) и др.



.. интерфейси за връзка към компютър
 = входно/изходни разширителни интерфейси

Фиг. 1 Блокова схема на платформата „Дорфей”

С цел евтино практическо приложение, е разработен елементарен JTAG емулатор. Той е съвместим с XDS510PP и се използва за връзка между ЦСП и пресонален компютър. Реализиран е като отделен модул, което позволява да се ползва само за развойни цели: програмиране; отстраняване на грешки; системна комуникация в реално време и др.

Технически данни:

- Тактова честота на DSP ядрото	200 MHz
- Тактова честота на шината за данни	133 MHz
- Оперативна памет (SDRAM)	16 MB
- Енергонезависима памет (FLASH)	512 kB
- Сериен интерфейс MCBSP	2x10 MB/s
- Програмируема логика (XC9572)	1600 gates

Трябва да се подчертае, че така разработената платформа се поддържа от развойната среда Matlab. Тази характеристика позволява значително да се съкрати времето за реализация на краен продукт, което е от изключителна важност в съвременната икономическа обстановка. Чрез използването на компонентите на Matlab (Simulink + RTW) времето за реализация на примерно приложение за премахване на ехо може да се сведе до по-малко от 15 минути.

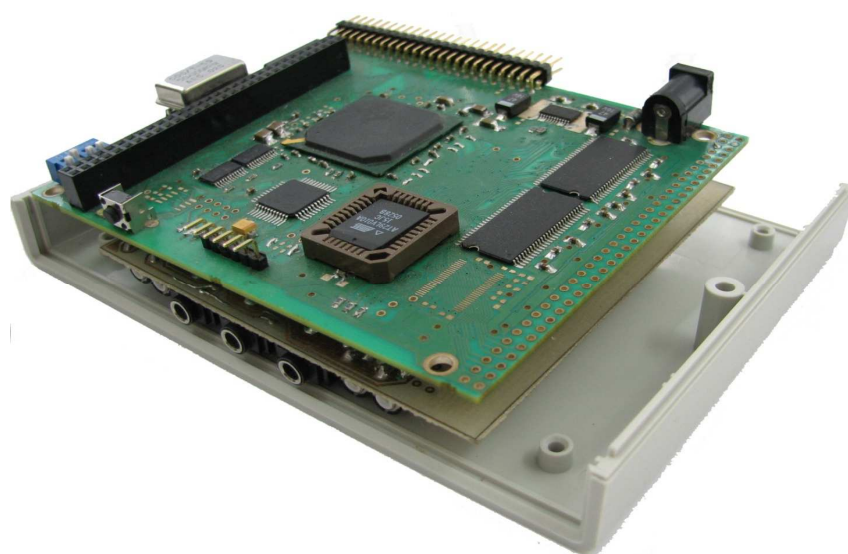
Реализация и проблеми

Независимо от значителните технологични трудности по запояването на 272 пинов BGA корпус със стъпка 1.27 мм, платката запазва първоначалния замисъл за евтино решение, тъй като се реализира само на два слоя. Това от своя страна води до завишени смущения по

магистралите вследствие от недостатъчно добро опроводяване (конфигурация) на захранванията и масата. За да се постигне устойчива работа на системата в такива условия, са използвани множество симулации (от различни аспекти) на проектираната платка. Устойчивостта е подобрена и чрез симулации на нейното поведение при различни подходи за терминиране на високочестотните даннови и адресни шини.

Трябва да се отбележи, че недостъжно надеждната работа на вътрешния PLL на ЦСП води до неустойчив запуск на процесора. Независимо от внимателното изпълнение на препоръките на Texas Instruments за опроводяването на PLL модула, е установено, че той не винаги може да бъде използван в целия си диапазон от множители при високи честоти.

Въпреки използването на ядро с максимална тактова честота 200 MHz, разработването на софтуер за платформата се извършва в режим на 150 MHz. Ограничението е свързано с наличните драйвери за JTAG емулятора на развойната среда – Code Composer Studio. След приключване на разработката, програмата може да бъде записана във FLASH паметта, след което ЦСП да бъде стартирано в режим 200 MHz.



Фиг. 2. Практическа реализация на платформата „Дорфей“

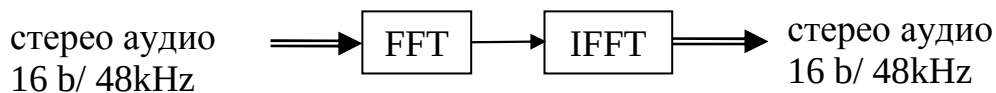
Към платформата са разработени няколко разширителни модула:

- RS232 интерфейс за връзка с персонален компютър със скорости от 19200 до 115200 kbps
- аудио интерфейс с параметри: стерео вход и изход с 16 или 20 битово квантоване и честота на дискретизация до 48 kHz.
- интерфейс за дистанционно предаване на информация по GPRS канал, който може да се използва и за промяна на програмното осигуряване във FLASH паметта.

Заключение и експериментални данни

Приложно практическият експеримент показва, че е възможно създаването на високопроизводителна изчислителна платформа на конкурентни за нейния сегмент цени. Също така показва, че е възможна двуслойна реализация на 133 MHz-ова шина към оперативната памет.

Върху платформата е разработено тестово приложение (фиг. 3), при което се приема входен аудио сигнал, извършва се право преобразуване на Фурие (2048 точки), извършва се обратно преобразуване на Фурие и възстановения звуков сигнал се извежда на аудио изхода. Резултатът от експеримента показва, че натоварването на процесора е 37%.



Фиг. 3. Тестово приложение за обработка на звук

При този експеримент се вижда че има 63% остатък от изчислителния ресурс на процесора за извършване на полезна потребителска обработка на звуковия сигнал в честотната област.

Натоварването е изчислено въз основа на относителните времена за единица време - 1 секунда:

$$L = 100 \frac{T_b}{T_b + T_i}, \text{ където:}$$

(1)

L - натоварване в %;

T_b - време, в което ЦСП е зает с обработка;

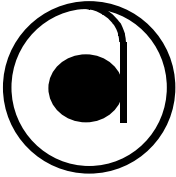
T_i - време, в което ЦСП е в спящо състояние.

Сумата от времената T_b и T_i е 1 S от процес на изчисление в реално време.

Върху същата аудио конфигурация е реализирано и комплексно тестово приложение за вграждане на воден знак (недоловим от човешкия слух) в звуков сигнал. Реализираният метод на Garcia [4] натоварва процесора на 70% с редки пикове до 74%.

Въз основа на експериментални данни на BDTI [5] и коефициент за приравняване на тактовите честоти на ЦСП, натоварването на използвания процесор при MP3 компресия е 9%, а при MP3 декомпресия 7.9%.

1. <http://www.ti.com>
2. <http://www.mentor.com>
3. <http://www.xilinx.com>
4. Garcia, R. (1999). "Digital Watermarking of Audio Signals using a Psychoacoustic Auditory Model and Spread Spectrum Theory", 107th Convention, Audio Engineering Society, New York, NY, September 24-27, 1999.
5. <http://www.bdti.com>

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

МОДИФИЦИРАН МЕТОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЗАГУБИТЕ С АНАЛИЗ НА ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС В РЕЖИМ НА ВКЛЮЧВАНЕ

Пл. Ангелов

Център по информатика и технически науки, Бургаски Свободен Университет,
e-mail: pangelov@bfu.bg

Въведение

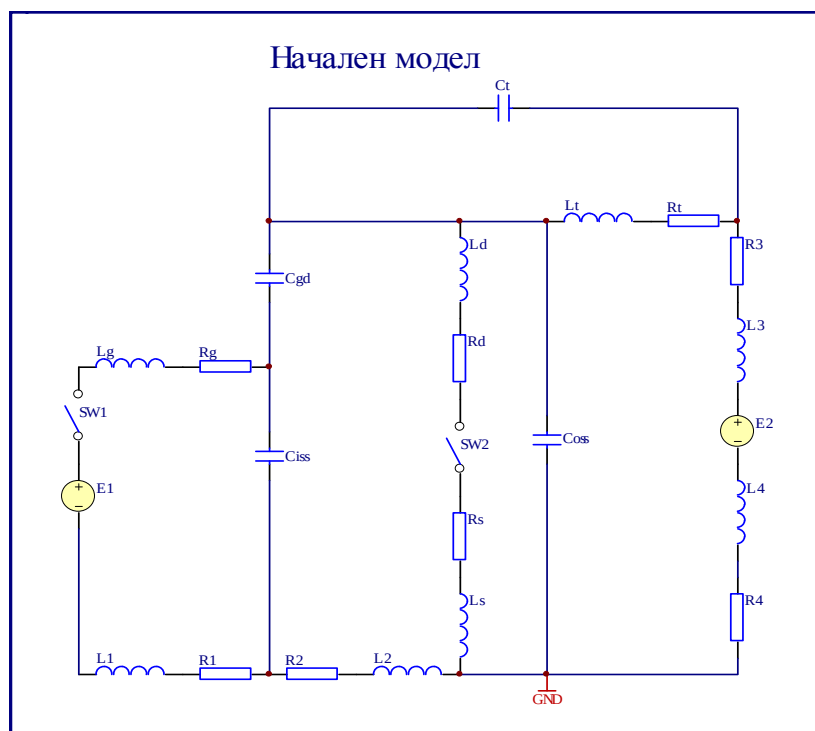
Статията извежда модел на изходен MOSFET транзистор, работещи в ключов режим с честота на превключване до $f_{sw} = 400 \text{ kHz}$, от където се определя и период на управляващия сигнал до $T = 2.5 \mu\text{s}$. Толкова висока честота предизвиква стръмни нарастващи фронтове импулсите, който достигат до $t_r = 15 \text{ ns}$; $t_f = 25 \text{ ns}$, това налага използването на високочестотни изходни транзистори с отчитане на собствената индуктивност и капацитет към всеки от изводите. Подобен анализ е представен в [1] но, като съществен недостатък може да се посочи отчитането на моделните параметри на транзистора без да се обърне внимание на товара. Това представи една нерешена задача за определяне на загубите върху изходните ключови транзистори с отчитане на еквивалентна заместваща схема на товара. За да се анализира коректно този процес задачата се разделя на две части: „Анализ на преходния процес в режим на включване на електронния ключ” и „Анализ на преходния процес в режим на изключване на електронния ключ”. Сумата на двата резултата ще ни покаже загубите от комутация в транзистора с отчитане импеданса на товара. Задачата на тази статия е анализ на преходния процес в режим на включване на ключа.

1. Анализ на преходния процес в режим на включване на ключа

Предложения модел се различава от познатите до момента с отчитане на собствените индуктивности и съпротивления на всички свързващи проводници [1]. При ниски честоти и линеен режим на работа тези параметри не оказват съществено влияние, но при ключовите стъпала определят значителни загуби и трябва да бъдат съобразени [2].

Общ вид на модифицирания модел на транзистора преди комутация е показан на фиг.1.

Отделните изграждащи компоненти са: R_g, R_s, R_d активно съпротивление в едноименните вериги на транзистора; L_g, L_s, L_d собствена индуктивност към едноименните изводи на транзистора; C_{gd} еквивалентен собствен капацитет между едноименните изводи на транзистора; C_{iss} еквивалентен входен капацитет на управляващата верига; C_{oss} еквивалентен изходен капацитет на транзистора; $L_1 \div L_4$ индуктивност на външните свързващи проводници в посочения модел; $R_1 \div R_4$ активно съпротивление на външните свързващи проводници в посочения модел; R_t, L_t, C_t - комплексна заместваща схема на товара; E_1, E_2 постояннотокowi захранващи източници; $SW1, SW2$ електронни ключови, който по време на комутация симулират импулсен режим на работа.



Фиг.1. Модифициран модел на MOSFET транзистор с отчитане характера на товара

Нека сега опростим модела от фиг.1, като обединим някои от последователно свързаните компоненти. Така ще получим модел показан на фиг.2.

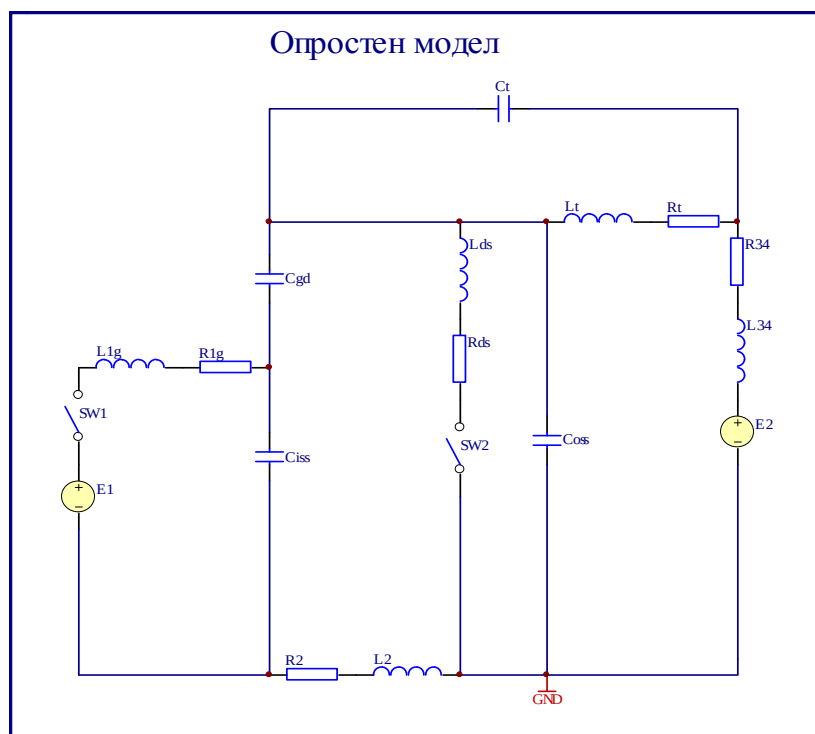
В приложения опростен модел след включване на електронните ключове $SW1, SW2$ са обединени следните групи елементи:

- (1) $L_{1g} = L_1 + L_g$ - еквивалентна входна индуктивност на модела;
- (2) $L_{ds} = L_d + L_s$ - еквивалентна изходна индуктивност на транзистора;

- (3) $R_{ds} = R_d + R_s$ - еквивалентно изходно съпротивление на транзистора;
- (4) $L_{34} = L_3 + L_4$ - еквивалентна индуктивност на свързващите проводници в изходната схема на модела;
- (5) $R_{34} = R_3 + R_4$ - еквивалентно съпротивление на свързващите проводници в изходната схема на модела.

Следва определяне на комутационните загуби, като се прилага операторен метод за анализ. Метода се основава на предварително определяне на независими начални условия, след което се прилага Лаплас преобразуване [3].

Решението на задачата по този метод ще има вида на фиг.2.



Фиг.2. Опростен модел за анализ

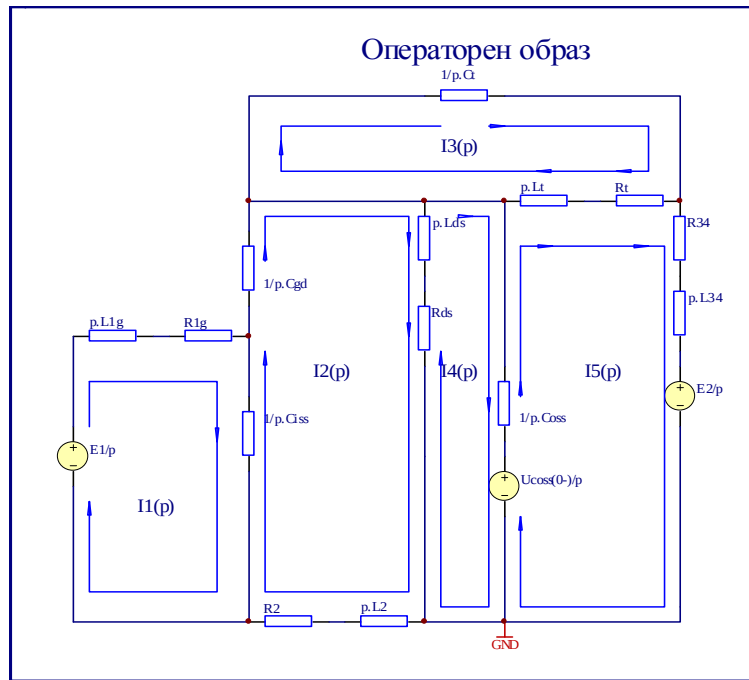
1) Определяне на независими начални условия (ННУ):

За големината на напрежението върху кондензаторите преди включването на ключовете $SW1, SW2$ се извеждат изразите:

$$\begin{aligned}
 u_{Ciss}(0-) &= u_{Ciss}(0+) = 0 \\
 u_{Cgd}(0-) &= u_{Cgd}(0+) = 0 \\
 u_{Coss}(0-) &= u_{Coss}(0+) = E_2 \\
 u_{Ct}(0-) &= u_{Ct}(0+) = 0
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

2) Съставяне на операторен образ на модела

Операторния образ се съставя като към модела от фиг.2. се приложат Лаплас преобразувания, което съставя операторна заместваща схема от вида:



Фиг.3. Операторен образ на модела

3) Съставяне на система уравнения по отношение на операторния образ на търсените величини

В този момент от анализа се съставя система уравнения по метода с контурните токове като се определят броя на независимите уравнения с израза:

$$(8) \quad p = m - n + 1$$

където: m – брой независими клонове в модела; n – брой независими възли в модела;

След пресмятане се получава: $p = m - n + 1 = 9 - 5 + 1 = 5$ или това е броя на независимите уравнения в системата:

$$(9) \quad \begin{aligned} & I_1(p) \cdot \left(p \cdot L_{1g} + R_{1g} + \frac{1}{p \cdot C_{iss}} \right) - I_2(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{iss}} = \frac{E_1}{p} \\ & - I_1(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{iss}} + I_2(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_{iss}} + \frac{1}{p \cdot C_{gd}} + p \cdot L_{ds} + R_{ds} + p \cdot L_2 + R_2 \right) - \dots \\ & \dots - I_4(p) \cdot (p \cdot L_{ds} + R_{ds}) = 0 \\ & I_3(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_t} + p \cdot L_t + R_t \right) - I_5(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) = 0 \\ & - I_2(p) \cdot (p \cdot L_{ds} + R_{ds}) + I_4(p) \cdot \left(p \cdot L_{ds} + R_{ds} + \frac{1}{p \cdot C_{oss}} \right) - I_5(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} = - \frac{u_{\cos s(0-)}}{p} \\ & - I_3(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) - I_4(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} + I_5(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_{oss}} + p \cdot L_t + R_t + R_{34} + p \cdot L_{34} \right) = \dots \\ & \dots = \frac{u_{\cos s(0-)}}{p} - \frac{E_2}{p} \end{aligned}$$

но $U_{\cos s(0-)} = E_2$ следователно $\frac{U_{\cos s(0-)}}{p} - \frac{E_2}{p} = 0$ тогава система ще се преобразува във

вида:

$$\begin{aligned}
(10) \quad & I_1(p) \cdot (p \cdot L_{1g} + R_{1g} + \frac{1}{p \cdot C_{iss}}) - I_2(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{iss}} = \frac{E_1}{p} \\
& - I_1(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{iss}} + I_2(p) \cdot (\frac{1}{p \cdot C_{iss}} + \frac{1}{p \cdot C_{gd}} + p \cdot L_{ds} + R_{ds} + p \cdot L_2 + R_2) - \dots \\
& \dots - I_4(p) \cdot (p \cdot L_{ds} + R_{ds}) = 0 \\
& I_3(p) \cdot (\frac{1}{p \cdot C_t} + p \cdot L_t + R_t) - I_5(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) = 0 \\
& - I_2(p) \cdot (p \cdot L_{ds} + R_{ds}) + I_4(p) \cdot (p \cdot L_{ds} + R_{ds} + \frac{1}{p \cdot C_{oss}}) - I_5(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} = -\frac{u_{\cos s(0-)}}{p} \\
& - I_3(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) - I_4(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} + I_5(p) \cdot (\frac{1}{p \cdot C_{oss}} + p \cdot L_t + R_t + R_{34} + p \cdot L_{34}) = 0
\end{aligned}$$

4) Решаване на системата по отношение на операторния образ:

За решение на системата уравнения се използва метод на Крамер. Според този метод неизвестните се получават от израза:

$$(11) \quad I_n(p) = \frac{d_n(p)}{d(p)}$$

където: $n = 1, 2, \dots, 5$; $d(p)$ - детерминантата на матрица получена от коефициентите пред неизвестните $I_1 \dots I_n$; $d_n(p)$ - детерминантата на матрица получена от коефициентите пред неизвестните $I_1 \dots I_n$ когато съответния стълб n е заместен със свободните членове на системата.

Следва да получим дроб от вида:

$$(12) \quad I(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$$

където: $A(p)$ - числителя; $B(p)$ - знаменателя на получената дроб.

След разлагане на получената дроб, като основно предимство на метода е извеждането на неизвестните с еднакви корени на знаменателя. В зависимост от типа на корените са познати три начина за разлагане:

Когато корените са реални паразитния процес се нарича апериодичен и получената дроб се разлага с израза:

$$(13) \quad i(t) = \sum_{p=p_k} [\frac{A(p)}{B'(p)}] \cdot e^{p_k \cdot t}$$

където: $B'(p)$ първа производна на знаменателя.

Когато корените са комплексно спрегнати $p_{1,2} = -\beta \pm j \cdot \omega$ паразитния процес се нарича псевдопериодичен и получената дроб се разлага с израза:

$$(14) \quad i(t) = 2 \cdot \text{Re}[\frac{A(p_1)}{B'(p_1)} \cdot e^{p_1 \cdot t}]$$

Когато корените на знаменателя са кратни паразитния процес се нарича критично апериодичен и получената дроб се разлага с израза:

$$(15) \quad i(t) = \frac{A(p)}{B(p)} \cdot (p - p_{1,2})^2 \cdot e^{p_{1,2} \cdot t}$$

където: $p_{1,2} = p_1 = p_2$

Следва да определим загубите върху всички компоненти изграждащи модела на транзистора.

5) Определяне на ключовите загуби върху бобината L_{lg} .

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока през бобината $I_{Llg}(p)$ можем да запишем:

$$(16) \quad I_{Llg}(p) = I_1(p)$$

За да определим големината на тока $I_{Ll}(t)$ към получения израз прилагаме обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(17) \quad i_{Llg}(t) \rightarrow I_{Llg}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като знаем тока през бобината за напрежението $u_{Llg}(t)$ можем да запишем израза:

$$(18) \quad u_{Llg}(t) = L_{lg} \cdot \left(\frac{di_{Llg}(t)}{dt} \right)$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Llg}(t)$ върху бобината L_{lg} :

$$(19) \quad p_{Llg}(t) = u_{Llg}(t) \cdot i_{Llg}(t)$$

6) Определяне на загубите върху резистор R_{lg}

Загубите върху този резистор $p_{Rlg}(t)$ отчитат, както преходния процес така и установения режим на работа т.е. полученият резултат извежда комплексните загуби върху резистора:

$$(20) \quad p_{Rlg}(t) = [i_{Rlg}(t)]^2 \cdot R_{lg}$$

където: $i_{Rlg}(t) = i_{Llg}(t)$

7) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{iss}

На база заместващата схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Ciss}(p)$ през кондензатора C_{iss} можем да запишем:

$$(21) \quad I_{Ciss}(p) = I_1(p) - I_2(p)$$

Анализа продължава с извеждането на напрежението $U_{Ciss}(p)$ върху кондензатора C_{iss} от вида:

$$(22) \quad U_{Ciss}(p) = I_{Ciss}(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{iss}}$$

За да определим големината на напрежението $u_{Ciss}(t)$ към получения израз прилагаме обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(23) \quad u_{Ciss}(t) \rightarrow U_{Ciss}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като знаем големината на напрежението $u_{Ciss}(t)$ за големината на тока $i_{Ciss}(t)$ можем да запишем израза:

$$(24) \quad i_{Ciss}(t) = C_{iss} \cdot \frac{du_{Ciss}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Ciss}(t)$ върху кондензатора C_{iss} :

$$(25) \quad p_{Ciss}(t) = u_{Ciss}(t) \cdot i_{Ciss}(t)$$

8) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{gd}

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Cgd}(p)$ през кондензатора C_{gd} се извежда израз:

$$(26) \quad I_{Cgd}(p) = I_2(p)$$

Анализа продължава с извеждането на напрежението $U_{Cgd}(p)$ върху кондензатора C_{gd} от вида:

$$(27) \quad U_{Cgd}(p) = I_2(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{gd}} [V]$$

За да определим напрежението $u_{Cgd}(t)$ към получения израз прилагаме обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(28) \quad u_{Cgd}(t) \rightarrow U_{Cgd}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като знаем големината на напрежението $u_{Cgd}(t)$ за тока $i_{Cgd}(t)$ можем да запишем израз:

$$(29) \quad i_{Cgd}(t) = C_{gd} \cdot \frac{du_{Cgd}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Cgd}(t)$ върху кондензатора C_{gd} от вида:

$$(30) \quad p_{Cgd}(t) = u_{Cgd}(t) \cdot i_{Cgd}(t)$$

9) Определяне на ключовите загуби върху бобината L_{ds} .

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Lds}(p)$ през бобината L_{ds} можем да запишем:

$$(31) \quad I_{Lds}(p) = I_2(p) - I_4(p)$$

За да определим тока $i_{Lds}(t)$ към получения израз се прилага обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(32) \quad i_{Lds}(t) \rightarrow I_{Lds}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като е известна големината на тока $i_{Lds}(p)$ през бобината L_{ds} за напрежението $u_{Lds}(t)$ се извежда израз:

$$(33) \quad u_{Lds}(t) = L_{ds} \cdot \left(\frac{di_{Lds}(t)}{dt} \right)$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Lds}(t)$ върху бобината L_{ds} от вида:

$$(34) \quad p_{Lds}(t) = u_{Lds}(t) \cdot i_{Lds}(t)$$

10) Определяне на загубите върху резистор R_{ds}

Загубите върху този резистор $p_{Rds}(t)$ отчитат, както преходния процес така и установения режим на работа се извеждат с израз:

$$(35) \quad p_{Rds}(t) = [i_{Rds}(t)]^2 \cdot R_{ds}$$

където: $i_{Rds}(t) = i_{Lds}(t)$.

11) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{oss}

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Coss}(p)$ през кондензатора C_{oss} се извежда:

$$(36) \quad I_{Coss}(p) = I_4(p) - I_5(p)$$

Анализа продължава с определяне на напрежението $U_{Coss}(p)$ върху кондензатора C_{oss} от вида:

$$(37) \quad U_{Coss}(p) = I_{Coss}(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} + \frac{U_{Coss0}}{p}$$

За да определим напрежението $u_{Coss}(t)$ към получения израз прилагаме обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(38) \quad u_{Coss}(t) \rightarrow U_{Coss}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като знаем големината на напрежението $u_{Coss}(t)$ за тока $i_{Coss}(t)$ се извежда изрази:

$$(39) \quad i_{Coss}(t) = C_{oss} \cdot \frac{du_{Coss}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Coss}(t)$ върху кондензатора C_{oss} от вида:

$$(40) \quad p_{Coss}(t) = u_{Coss}(t) \cdot i_{Coss}(t)$$

12) Определяне на еквивалентните ключови загуби върху един от изходните MOSFET транзистори.

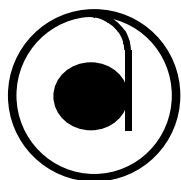
Еквивалентната разсейвана мощност от транзистора през време на преходния процес на включване се дефинира с изрази:

$$(41) \quad p_{SUM_RISE}(t) = p_{R1g}(t) + p_{Rds}(t) + [(p_{L1g} + p_{Lds}) - (p_{Ciss} + p_{Cgd} + p_{Coss})]$$

Изводи и заключения

1. Изведен е израз (41) за определяне на загубите върху електронния ключ (в режим на включване) с отчитане на комплексния характер на товара;
2. Изведеният израз за загубите върху преходното съпротивление (израз 35) отчита и установен режим на електронния ключ;
3. Изведеният модел отчита собствената индуктивност и капацитет приведени към всеки от изводите на MOSFET транзистора.

1. Anthony Lawrence Long, High Frequency Current Mode Class-D Amplifiers With High Output Power and Efficiency - Department of Electrical and Computer Engineering University of California, Santa Barbara, CA 93106-9560 May 2003 стр.37..
2. D. Choi, High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers For Wireless Communications, PhD Dissertation, University of California, Santa Barbara, 2002;
3. O'Connor, John J. & Robertson, Edmund F., "Pierre-Simon Laplace", MacTutor History of Mathematics archive , accessed 25 August 2007



МОДИФИЦИРАН МЕТОД ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ЗАГУБИТЕ С АНАЛИЗ НА ПРЕХОДЕН ПРОЦЕС В РЕЖИМ НА ИЗКЛЮЧВАНЕ

Пл. Ангелов,

Център по информатика и технически науки, Бургаски Свободен Университет,

e-mail: pangelov@bfu.bg

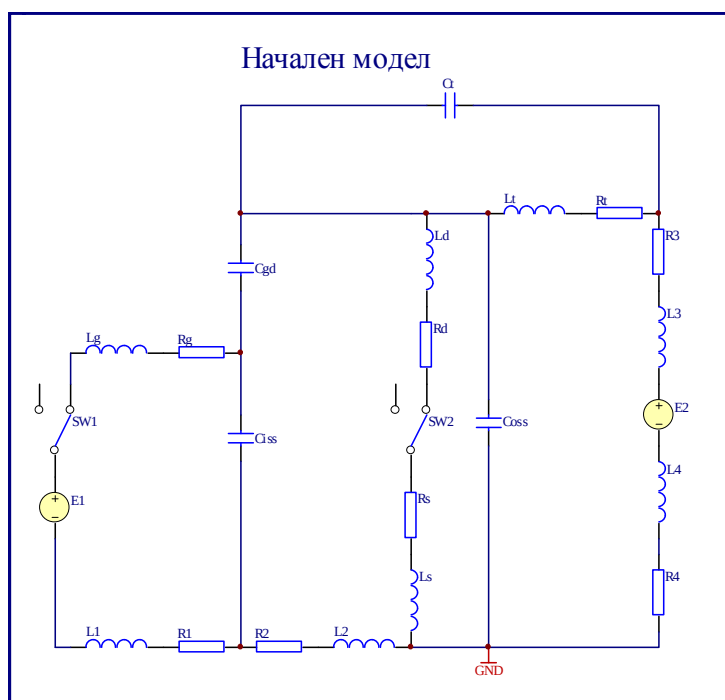
Въведение

Представеният материал извежда загубите в изходните транзистори работещи в ключов режим по време на падащият фронт на импулса (изключване на електронния ключ). Подобен анализ е представен в [1] но, като съществен недостатък може да се посочи отчитането на моделните параметри без да се обърне внимание на товара. Това представи една нерешена задача за определяне на загубите в режим на изключване с отчитане на еквивалентна заместваща схема на товара. Задачата на тази статия е анализ на преходния процес в режим на изключване на електронния ключ.

Анализ на преходния процес в режим на изключване на ключа

Предложения модел се различава от познатите до момента с отчитане на собствените индуктивности и съпротивления на всички свързващи проводници [1]. При ниски честоти и линеен режим на работа тези параметри не оказват съществено влияние, но при ключовите стъпала определят значителни загуби и трябва да бъдат съобразени [2].

Общ вид на модифицирания модел на транзистора преди комутация е показан на фиг.1.:



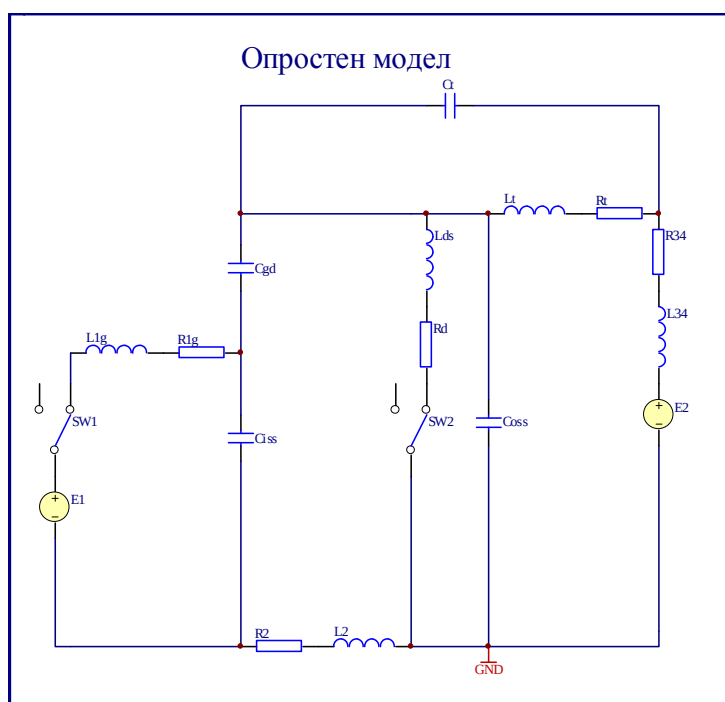
Фиг.1. Модифициран модел на MOSFET транзистор с отчитане характера на товара

Отделните изграждащи компоненти са: R_g, R_s, R_d активно съпротивление в едноименните вериги на транзистора; L_g, L_s, L_d собствена индуктивност към едноименните изводи на транзистора; C_{gd} еквивалентен собствен капацитет между едноименните изводи на транзистора; C_{iss} еквивалентен входен капацитет на управляващата верига; C_{oss} еквивалентен изходен капацитет на транзистора; $L_1 \div L_4$ индуктивност на външните свързващи проводници в посочения модел; $R_1 \div R_4$ активно съпротивление на външните свързващи проводници в посочения модел; R_t, L_t, C_t - комплексна заместваща схема на товара; E_1, E_2 постояннотокови захранващи източници; SW1, SW2 електронни ключове, който по време на комутация симулират импулсен режим на работа.

Нека сега опростим модела, като обединим някои от последователно свързаните компоненти. Така ще получим модел показан на фиг.2.

В приложения опростен модел след включване на електронните ключове SW1, SW2 са обединени следните групи елементи:

- (1) $L_{1g} = L_1 + L_g$ - еквивалентна входна индуктивност на модела;
- (2) $L_{ds} = L_d + L_s$ - еквивалентна изходна индуктивност на транзистора;
- (3) $R_{ds} = R_d + R_s$ - еквивалентно изходно съпротивление на транзистора;
- (4) $L_{34} = L_3 + L_4$ - еквивалентна индуктивност на свързващите проводници в изходната схема на модела;
- (5) $R_{34} = R_3 + R_4$ - еквивалентно съпротивление на свързващите проводници в изходната схема на модела.



Фиг.2. Опростен модел за анализ

Следва определяне на комутационните загуби, като се прилага операторен метод за анализ. Метода се основава на предварително определяне на независими начални условия, след което се прилага Лаплас преобразуване [3].

Решението на задачата по този метод ще има вида:

1) Определяне на независими начални условия (ННУ):

За големината на тока през бобините преди включването на ключовете се извеждат изразите:

$$i_{L1g}(0-) = i_{L1g}(0+) = 0$$

$$i_{L2}(0-) = i_{L2}(0+) = 0$$

$$(6) \quad i_{Lds}(0-) = i_{Lds}(0+) = \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_d}$$

$$i_{Lt}(0-) = i_{Lt}(0+) = \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_d}$$

$$i_{L34}(0-) = i_{L34}(0+) = \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_d}$$

За големината на напрежението върху кондензаторите преди включването на ключовете $SW1, SW2$ се извеждат изразите:

$$u_{Ciss}(0-) = u_{Ciss}(0+) = E_1$$

$$u_{Cgd}(0-) = u_{Cgd}(0+) = u_{Ciss}(0-) - u_{Rds} - u_{R2} = E_1 - \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_{ds}} \cdot R_{ds} - i_{L2}(0-) \cdot R_2 = \dots$$

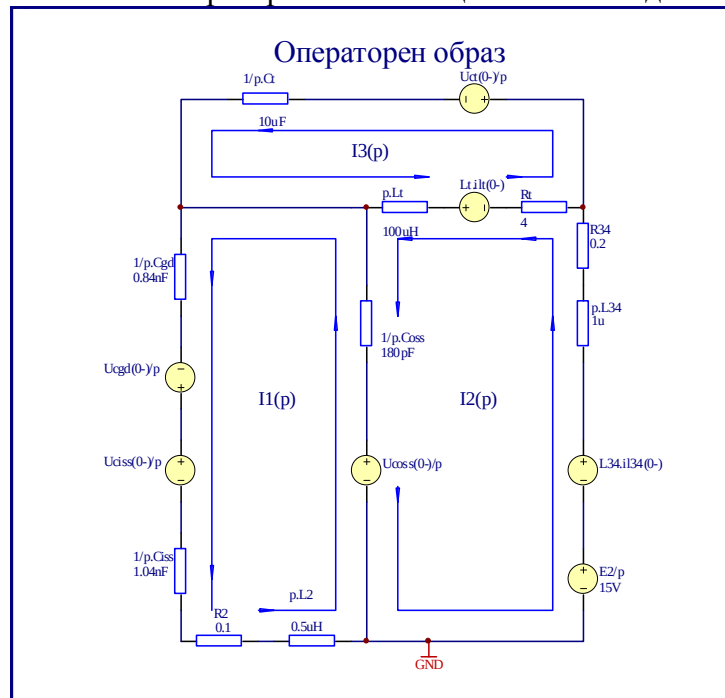
$$(7) \quad \dots = E_1 - \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_{ds}} \cdot R_{ds}$$

$$u_{Coss}(0-) = u_{Coss}(0+) = u_{Rds} = i_{Lds}(0-) \cdot R_{ds} = \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_{ds}} \cdot R_{ds}$$

$$u_{Ct}(0-) = u_{Ct}(0+) = i_{Lt}(0-) \cdot R_t = \frac{E_2}{R_{34} + R_t + R_{ds}} \cdot R_t$$

2) Съставяне на операторен образ на модела

Операторния образ се съставя като към модела от фиг.2. се приложат Лаплас преобразувания, което съставя операторна заместваща схема от вида:



Фиг.3. Операторен образ на модела

3) Съставяне на система уравнения по отношение на операторния образ на търсените величини.

В този момент от анализа се съставя система уравнения по метода с контурните токове като се определят броя на независимите уравнения с изрази:

$$(8) \quad p = m - n + 1$$

където: m – брой независими клонове в модела; n – брой независими възли в модела;

След пресмятане се получава: $p = m - n + 1 = 5 - 3 + 1 = 3$ или това е броя на независимите уравнения в системата:

$$\begin{aligned} & I_1(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_{gd}} + \frac{1}{p \cdot C_{iss}} + R_2 + p \cdot L_2 + \frac{1}{p \cdot C_{oss}} \right) - I_2(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} = \dots \\ & \dots = \frac{u_{Cgd}(0-)}{p} - \frac{u_{Ciss}(0-)}{p} + \frac{u_{Coss}(0-)}{p} \\ (9) \quad & - I_1(p) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} + I_2(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_{oss}} + p \cdot L_t + R_t + R_{34} + p \cdot L_{34} \right) - I_3(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) = \dots \\ & = - \frac{u_{Coss}(0-)}{p} + L_t \cdot i_{Lt}(0-) + L_{34} \cdot i_{L34}(0-) + \frac{E_2}{p} \\ & - I_2(p) \cdot (p \cdot L_t + R_t) + I_3(p) \cdot \left(\frac{1}{p \cdot C_t} + p \cdot L_t + R_t \right) = - \frac{u_{Ct}(0-)}{p} - L_t \cdot i_{Lt}(0-) \end{aligned}$$

4) Решаване на системата по отношение на операторния образ:

За решение на системата уравнения се използва метод на Крамер. Според този метод неизвестните се получават от изрази:

$$(10) \quad I_n(p) = \frac{d_n(p)}{d(p)}$$

където: $n = 1, 2, \dots, 5$; $d(p)$ – детерминантата на матрица получена от коефициентите пред неизвестните $I_1 \dots I_n$; $d_n(p)$ – детерминантата на матрица получена от коефициентите пред неизвестните $I_1 \dots I_n$ когато съответния стълб n е заместен със свободните членове на системата.

Следва да получим дроб от вида:

$$(11) \quad I(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$$

където: $A(p)$ – числителя; $B(p)$ – знаменателя на получената дроб.

След разлагане на получената дроб, като основно предимство на метода е извеждането на неизвестните с еднакви корени на знаменателя. В зависимост от типа на корените са познати три начина за разлагане:

Когато корените са реални паразитния процес се нарича апериодичен и получената дроб се разлага с изрази:

$$(12) \quad i(t) = \sum_{p=p_k} \left[\frac{A(p)}{B'(p)} \right] \cdot e^{p_k \cdot t}$$

където: $B'(p)$ първа производна на знаменателя.

Когато корените са комплексно спрегнати $p_{1,2} = -\beta \pm j.\omega$ паразитния процес се нарича псевдопериодичен и получената дроб се разлага с израза:

$$(13) \quad i(t) = 2. \operatorname{Re} \left[\frac{A(p_1)}{B'(p_1)} . e^{p_1 t} \right]$$

Когато корените на знаменателя са кратни паразитния процес се нарича критично апериодичен и получената дроб се разлага с израза:

$$(14) \quad i(t) = \frac{A(p)}{B(p)} . (p - p_{1,2})^2 . e^{p_{1,2} . t}$$

където: $p_{1,2} = p_1 = p_2$

Следва да определим загубите върху всички компоненти изграждащи модела на транзистора.

5) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{iss}

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Ciss}(p)$ през кондензатора C_{iss} можем да запишем:

$$(15) \quad I_{Ciss}(p) = I_1(p)$$

Анализа продължава с извеждането на операторния образ на напрежението $U_{Ciss}(p)$ върху кондензатора C_{iss} от вида:

$$(16) \quad U_{Ciss}(p) = I_1(p) . \frac{1}{p . C_{iss}} + \frac{U_{Ciss0}}{p}$$

За да определим напрежението $u_{Ciss}(t)$ към получения израз прилагаме обратно преобразуване на Лаплас от вида:

$$(17) \quad u_{Ciss}(t) \rightarrow U_{Ciss}(p) \operatorname{InvLaplace}, p$$

След като знаем големината на напрежението $u_{Ciss}(t)$ за тока $i_{Ciss}(t)$ можем се извежда изрази:

$$(18) \quad i_{Ciss}(t) = C_{iss} . \frac{du_{Ciss}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Ciss}(t)$ върху кондензатора C_{iss} :

$$(19) \quad p_{Ciss}(t) = u_{Ciss}(t) . i_{Ciss}(t)$$

6) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{gd}

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{gd}(p)$ през кондензатора C_{gd} се записва:

$$(20) \quad I_{gd}(p) = I_1(p)$$

Анализа продължава с извеждането на операторния образ на напрежението $U_{Cgd}(p)$ върху кондензатора C_{gd} :

$$(21) \quad U_{Cgd}(p) = I_1(p) . \frac{1}{p . C_{gd}} + \frac{u_{Cgd0}}{p}$$

За да определим напрежението $u_{Cgd}(t)$ към получения израз се прилага обратно преобразуване на Лаплас:

$$(22) \quad u_{Cgd}(t) \rightarrow U_{Cgd}(p) \operatorname{InvLaplace}, p$$

След като е определена големината на напрежението $u_{Cgd}(t)$ за тока $i_{Cgd}(t)$ се извежда изрази:

$$(23) \quad i_{Cgd}(t) = C_{gd} \cdot \frac{du_{Cgd}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Cgd}(t)$ върху кондензатора C_{gd} :

$$(24) \quad p_{Cgd}(t) = u_{Cgd}(t) \cdot i_{Cgd}(t)$$

7) Определяне на ключовите загуби върху кондензатор C_{oss}

На база операторната заместваща схема от фиг.3. за операторния образ на тока $I_{Coss}(p)$ през кондензатора C_{oss} се извежда израз:

$$(25) \quad I_{Coss}(p) = I_2(p) - I_1(p)$$

Анализа продължава с извеждането на операторния образ на напрежението $U_{Coss}(p)$ върху кондензатора C_{oss} :

$$(26) \quad U_{Coss}(p) = (I_2(p) - I_1(p)) \cdot \frac{1}{p \cdot C_{oss}} + \frac{u_{Coss0}}{p}$$

За да определим напрежението $u_{Coss}(t)$ към получения израз се прилага обратно преобразуване на Лаплас:

$$(27) \quad u_{Coss}(t) \rightarrow U_{Coss}(p) \text{InvLaplace}, p$$

След като знаем напрежението $u_{Coss}(t)$ за тока $i_{Coss}(t)$ се извежда израз:

$$(28) \quad i_{Coss}(t) = C_{oss} \cdot \frac{du_{Coss}(t)}{dt}$$

Следва определянето на реактивната мощност $p_{Coss}(t)$ върху кондензатора C_{oss} :

$$(29) \quad p_{Coss}(t) = u_{Coss}(t) \cdot i_{Coss}(t)$$

8) Определяне на еквивалентните ключови загуби върху един от изходните MOSFET транзистори.

Еквивалентната разсейвана мощност от транзистора през време на преходния процес на изключване $p_{SUM_FALL}(t)$ се дефинира с израз:

$$(30) \quad p_{SUM_FALL}(t) = -p_{Ciss}(t) - p_{Cgd}(t) - p_{Coss}(t)$$

Тогава за комплексната мощност върху транзистора през време на един правоъгълен импулс се извежда израз:

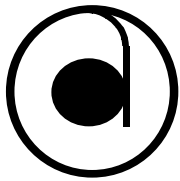
$$(31) \quad p_{SUM}(t) = p_{SUM_RISE}(t) + p_{SUM_FALL}(t)$$

С извеждането на този израз са определени пълните загуби върху един от изходните транзистори. Тук трябва да се отбележи, че загубите върху преходното съпротивление R_{ds} (в режим на включване) правят изключение [4], като отчитат и установеният режим.

Изводи и заключения:

4. Изведен е израз (30) за определяне на загубите върху електронния ключ (в режим на изключване) с отчитане на комплексния характер на товара;
5. Изведеният модел отчита собствената индуктивност и капацитет приведени към всеки от изводите на MOSFET транзистора.

4. Anthony Lawrence Long, High Frequency Current Mode Class-D Amplifiers With High Output Power and Efficiency - Department of Electrical and Computer Engineering University of California, Santa Barbara, CA 93106-9560 May 2003;
5. D. Choi, High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers For Wireless Communications, PhD Dissertation, University of California, Santa Barbara, 2002;
6. O'Connor, John J. & Robertson, Edmund F., "Pierre-Simon Laplace", MacTutor History of Mathematics archive , accessed 25 August 2007;
7. Ангелов Пл. „Модифициран метод за определяне на загубите с анализ на модифициран MOSFET модел от девети ред в режим на включване на електронния ключ” Конференция Акустика 2008.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

МАКРО МОДЕЛ НА НИСКОЧЕСТОТНО ОЗВУЧИТЕЛНО ТЯЛО ТИП BAND-PASS

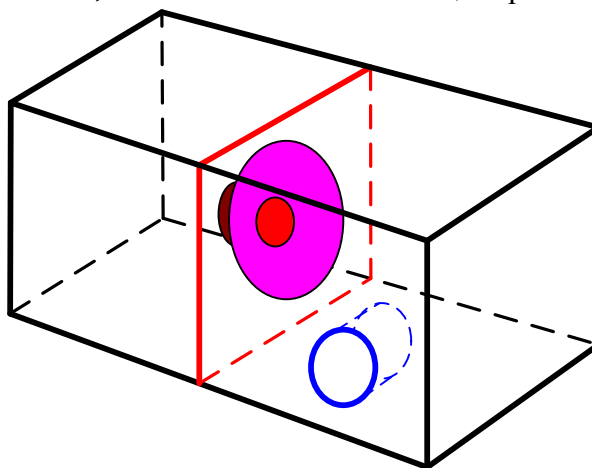
Ек. Сираков

*ТУ – Варна, катедра „Радиотехника”,
E-Mail: katio@mail.bg, katiosirakov@abv.bg*

I. Въведение

В настоящата статия е представен макро модел на нискочестотно озвучително тяло тип band-pass за компютърна симулация.

При двубемните озвучителни тела амплитудно-честотната характеристика на създаваното звуково налягане е аналогична на акустичен лентов филтър [6, 9, 14]. Това е дало основание да са популярни с наименованието лентови (band-pass) озвучителни тела. В зависимост от акустичното оформление на двата обема, има няколко варианта на реализация, като най-често срещания е: тип 1, който е обект на настоящата работа (фиг.1).



Фиг. 1 Нискочестотно озвучително тяло тип band-pass

Озвучителните тела тип band-pass се използват в съвременните системи за нискочестотния канал (субуфър) при аудио, видео и телевизионно висококачествено озвучаване в студията; в кината; в дискотеките; в дома; в автомобила и т.н..

II. Списък на означенията

$B.l$	е	коефициент на електромеханична връзка, $T.m$
c	=	скорост на звука във въздушна среда, $c = 345 \text{ m/s}$
C_{ms}	=	гъвкавост на механичната система на високоговорителя, $m/N \rightarrow F$

$C_{\text{en}}, C_{\text{MES}}$	=	внесения капацитет ($C_{\text{en}} = M_{\text{ms}} / (B.l)^2 = M_{\text{as}} . S_d^2 / (B.l)^2$), за електрическата еkv. схема, представя подвижната маса на високоговорителя, F
C_{as}	=	акустична гъвкавост на високоговорителя, ($C_{\text{as}} = M_{\text{ms}} . S_d^2$), $m^5 / N \rightarrow F$
C_{ab1}	=	акустична гъвкавост на въздуха в обем 1 [10] (затворен акустичен обем), ($C_{\text{ab1}} = V_1 / \rho_0 . c^2$), $m^5 / N \rightarrow F$
C_{ab2}	=	акустична гъвкавост на въздуха в обем 2, [10] (акустичен обем с отвор), ($C_{\text{ab2}} = V_2 / \rho_0 . c^2$), $m^5 / N \rightarrow F$
e_g, V_g	=	източник на напрежение, фиг. 3 и 4 (от аудио усилвателя на мощност), 2.8284...V при $R_{\text{nom}} = 8\Omega$
L_e	=	индуктивност на бобината на високоговорителя, H
L_{en}	=	внесена индуктивност ($L_{\text{en}} = C_{\text{ms}} . (B.l)^2 = C_{\text{as}} . (B.l)^2 / S_d^2$) - за електрическата еkv. схема представя гъвкавостта на високоговорителя [3], H
M_{as}	=	акустична маса на високоговорителя, ($M_{\text{as}} = M_{\text{ms}} / S_d^2$), [10], $kg / m^4 \rightarrow H$
M_{ap2}	=	акустична маса на въздуха в отвора, ($M_{\text{ap2}} = \rho_0 . (L_v + 0.85.r + 0.61.r) / \pi . r^2$), r е радиуса на отвора, L_v - дължина на отвора, [1, 10], $kg / m^4 \rightarrow H$
M_{ms}	=	маса на подвижната механична система, $kg \rightarrow H$
p_0	=	източник на сигнал (еквивалентния генератор на акустично налягане за ак. еkv. схема), фиг.2 ($p_0 = e_g . B.l / (R_g + R_e + j\omega . L_e) . S_d$), $Pa \rightarrow V$
R_e	=	електрическо съпротивление по постоянен ток на бобината на високоговорителя, Ω
R_g	=	изходно съпротивление на източника на сигнал, Ω
R_{ms}	=	механични загуби (съпротивление), $N.s / m \rightarrow \Omega$, $kg / s \rightarrow \Omega$
R_{ab1}	=	акустични загуби (съпротивление) на вътрешното поглъщане в обем 1, [10] (затворен акустичен обем), $kg / m^4 . s \rightarrow \Omega$;
R_{ab2}	=	акустични загуби (съпротивление) на вътрешното поглъщане в обем 2, [10] (акустичен обем с отвор), $kg / m^4 . s \rightarrow \Omega$
R_{al1}	=	акустични загуби (съпротивление) от обща звукопроницаемост в обем 1, [10] (затворен акустичен обем), $N.s / m^5 \rightarrow \Omega$
R_{al2}	=	акустични загуби (съпротивление) от обща звукопроницаемост в обем 2, [10] (акустичен обем с отвор), $kg / m^4 . s \rightarrow \Omega$
R_{ap2}	=	акустични загуби (съпротивление) в тръбата (отвора) в обем 2 [10] $kg / m^4 . s \rightarrow \Omega$
R_{as}	=	акустично съпротивление, ($R_{\text{as}} = R_{\text{ms}} / S_d^2 = (B.l)^2 / R_{\text{en}} . S_d^2$) [10], $N.s / m^5 \rightarrow \Omega$
$R_{\text{en}}, R_{\text{ES}}$	=	внесено съпротивление ($R_{\text{en}} = (B.l)^2 / R_{\text{ms}} = (B.l)^2 / S_d^2 . R_{\text{as}}$) - за електрическата еквивалентна схема [3], Ω
S_d	=	ефективна площ на мембраната на високоговорителя, m^2
$\rho_0 = 1.18$	=	плътност на въздушна среда, kg / m^3 , $1N = m.kg.s^{-2}$

Забележка: В “II. Списък на означенията” каталожните (Thiele-Small) параметри на високоговорителите са представени с *Font style: Italic*.

II. Изложение

Прилагайки метода за проектиране на озвучителни тела тип затворен обем и фазоинвертор, известен още като Thiele и Small анализ [2, 3, 4, 7, 8] може да се синтезира акустичната (фиг.1) и електрическата (фиг.2) еквивалентни схеми на нискочестотно акустичното тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител.

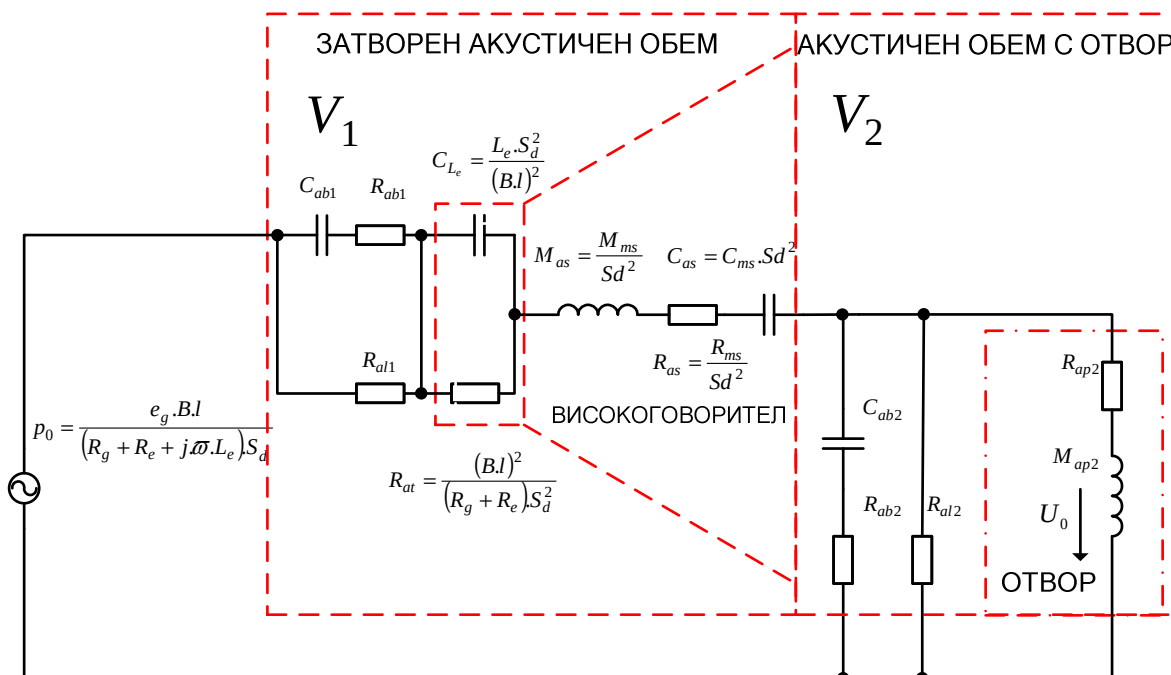
II. 1. Акустична еквивалентна схема

Елементите от акустичната еквивалентна схема: M_{as} , C_{as} и R_{as} - акустична маса, гъвкавост и загуби (фиг. 2) можем да се определи от каталожните параметри за дадения високоговорител (M_{ms} , C_{ms} , R_{ms} и S_d) използвайки следните изрази:

$$M_{as} = \frac{M_{ms}}{S_d^2}, \quad C_{as} = C_{ms} \cdot S_d^2 \quad \text{и} \quad R_{as} = \frac{R_{ms}}{S_d^2} \quad (1)$$

R_e и L_e характеризиращи електрическите параметри на високоговорителя заедно с S_d и $B.l$ дефинират стойността на елементите R_{at} и C_{Le} :

$$R_{at} = \frac{(B.l)^2}{(R_g + R_e) S_d^2}, \quad C_{Le} = \frac{L_e \cdot S_d^2}{(B.l)^2} \quad (2)$$



Фиг.2. Акустична еквивалентна схема на нискочестотно акустичното тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител.

Влиянието на: затворения акустичен обем V_1 е представено с гъвкавостта C_{ab1} (6) и с загубите R_{ab1} , R_{al1} [10], акустичен обем V_2 - C_{ab2} (6), R_{ab2} и R_{al2} и отвора – посредством масата на въздуха в тръбата M_{ap2} (6) и загубите R_{ap2} [10].

Еквивалентният генератор на звуково налягане за акустичната еквивалентна схема се дефинира посредством математическата зависимост (3):

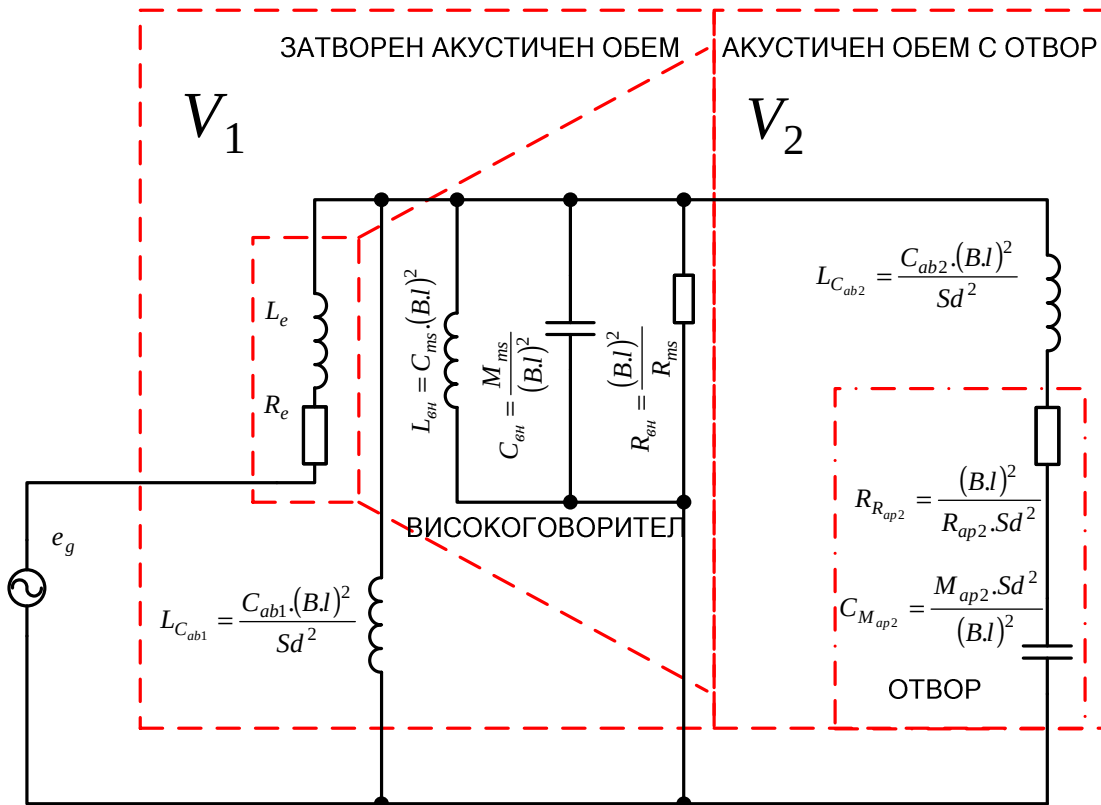
$$p_0 = \frac{e_g.B.l}{(R_g + R_e + j\omega.L_e) S_d} \quad (3)$$

II. 1. Електрическа еквивалентна схема

За електрическата еквивалентна схема източникът на сигнал е напрежението e_g от аудио усилвателя на мощност.

Високоговорителят участва тук със съпротивлението R_e , индуктивността L_e и елементите на внесения импеданс R_{en} , C_{en} и L_{en} [3, 8].

$$R_{en} = \frac{(Bl)^2}{R_{ms}}, \quad C_{en} = \frac{M_{ms}}{(Bl)^2} \quad \text{и} \quad L_{en} = C_{ms} \cdot (Bl)^2 \quad (4)$$



Фиг.3. Електрическа еквивалентна схема на нискочестотно акустичното тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител

При този опростен вариант на електрическа еквивалентна схема затворения акустичен обем V_1 е представено с индуктивността L_{Cab1} и без отчитане на загубите, акустичен обем V_2 - L_{Cab2} и отвора – посредством капацитета C_{Map2} и съпротивлението R_{Rap2} :

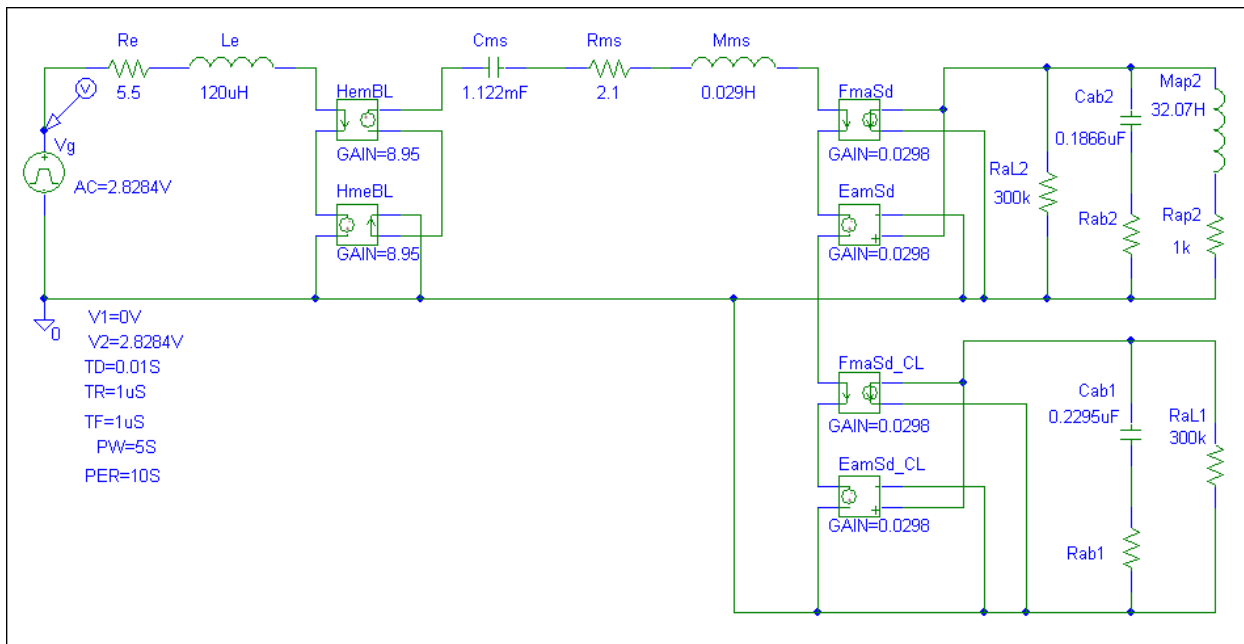
$$L_{Cab1} = \frac{C_{ab1} \cdot (Bl)^2}{Sd^2}, \quad L_{Cab2} = \frac{C_{ab2} \cdot (Bl)^2}{Sd^2}, \quad C_{Map2} = \frac{M_{ap2} \cdot Sd^2}{(Bl)^2} \quad \text{и} \quad R_{Rap2} = \frac{(Bl)^2}{R_{ap2} \cdot Sd^2} \quad (5)$$

II. 1. Универсална еквивалентна схема на нискочестотно акустичното тяло тип Bandpass с електродинамичен високоговорител

В предлаганата еквивалентна схема елементите R_e , L_e , $B.l$, C_{ms} , R_{ms} , M_{ms} и S_d (фиг.4) са каталожните параметри на избрания високоговорител [22, 23], примерно: 25W-8561 на Scan-speak. Напрежението e_g е със стойност примерно: за 1W електрическа мощност от усилвателя и при номинално съпротивление на високоговорителя $R_{nom} = 8\Omega$, $e_g = 2.8284V$.

В акустичната част влиянието на: затворения акустичен обем V_1 е представено с гъвкавостта C_{ab1} (6) и загубите R_{ab1} , R_{al1} [10], акустичен обем V_2 - C_{ab2} , R_{ab2} и R_{al2} и отвора – посредством масата на въздуха в тръбата M_{ap2} (6) и загубите R_{ap2} [1, 10]:

$$C_{ab1} = \frac{V_1}{\rho_0 \cdot c^2}, \quad C_{ab2} = \frac{V_2}{\rho_0 \cdot c^2}, \quad M_{ap2} = \frac{\rho_0 \cdot (L_v + 0.85 \cdot r + 0.61 \cdot r)}{\pi \cdot r^2} \quad (6)$$



Фиг.4. Универсална еквивалентна схема на нискочестотно акустичното тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител за компютърна симулация с PSpice

За компютърна симулация трансформирането на електрическата мощност в механично движение и обратно е моделирано посредством управляемите източници *HemBL* и *HmeBL*, с $GAIN=8.95$ - каталожния параметър $B.l$, а трансформирането на механичното движение в звуково налягане и обратно е моделирано посредством управляемите източници *FmaSd_CL* и *EamSd_C* за затворения акустичен обем $V1$ и *FmaSd* и *EamSd* за акустичния обем $V2$ с $GAIN=0.0298$ - каталожния параметър S_d .

Характеристиките на звуковото налягане в зависимост от честотата – SPL е мащабирана относно $P_0 = 2.10^{-5} [Pa]$, $0 dB$ [11].

$$SPL = 20 \cdot \log_{10} \frac{P_r}{P_0} = 20 \cdot \log_{10} \frac{f \cdot \rho_0}{P_0 \cdot r} \cdot |u| = 20 \cdot \log_{10} 59 \cdot 10^3 \cdot |u| \cdot f, \quad (7)$$

където:

P_r е създаваното звуково налягане,

P_0 = реперна стойност за звуковото налягане (праг на слухово възприятие), $P_0 = 2.10^{-5} [Pa]$, $0 dB$,

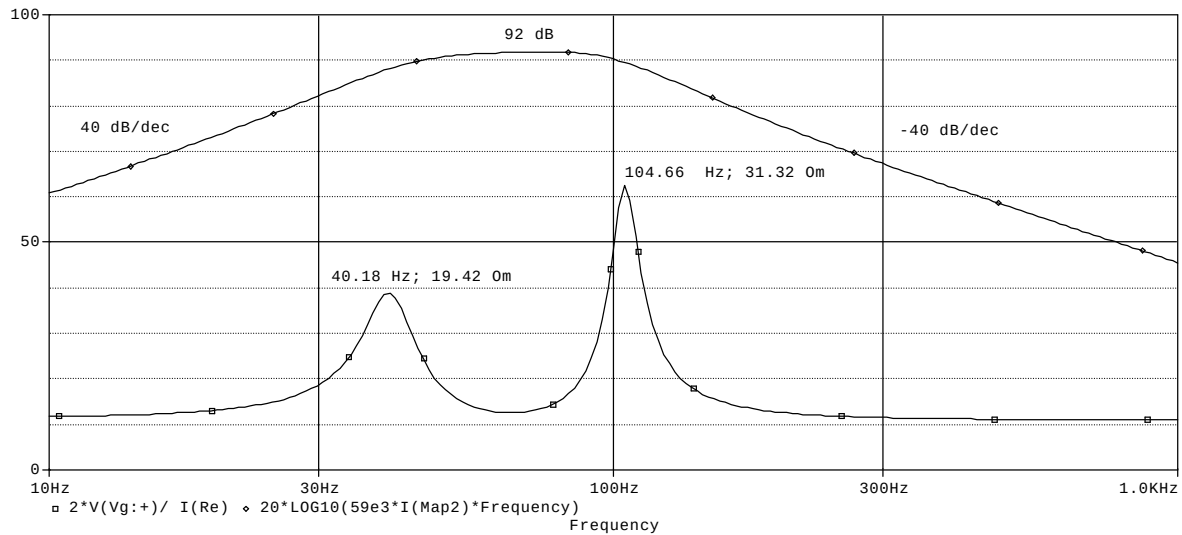
f = честота,

$|u|$ = модула на скоростта на движение на въздуха в отвора – аналог тока през **I(Map2)**,

r = $1m$, на разстояние приведено към един метър,

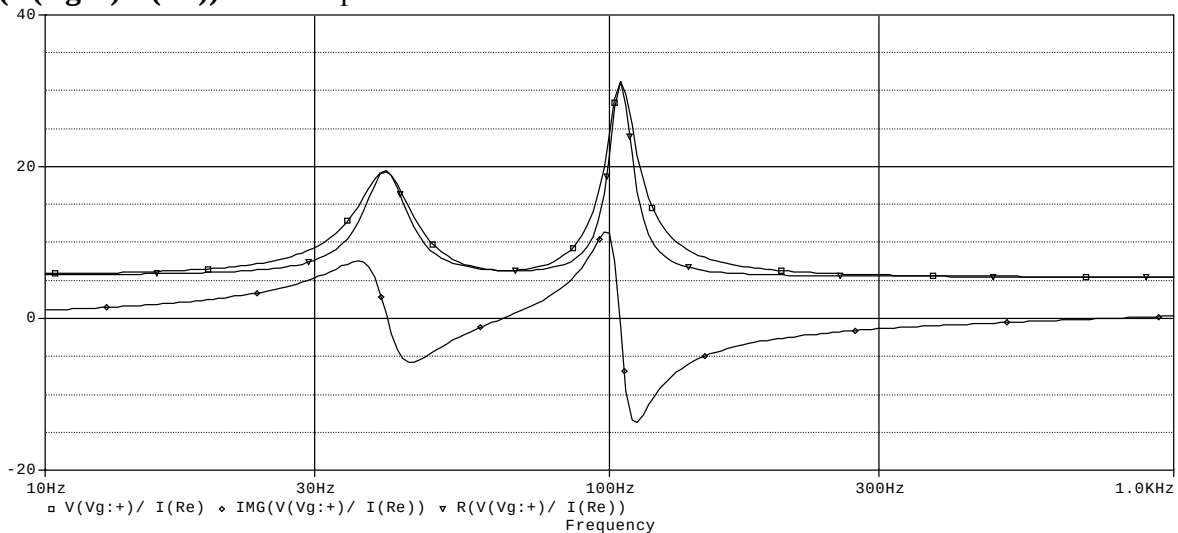
$\rho_0 = 1.18 \text{ kg/m}^3$ - плътност на въздушна среда.

Теоретичната характеристика и получената от компютърната симулация (фиг. 5, $20 \cdot \text{LOG}_{10}(59e3 \cdot I(\text{Map2}) \cdot \text{Frequency})$) на създаваното звуково налягане в зависимост от честотата от нискочестотно озвучително тяло тип band-pass, съответства на лентов филтър от четвърти (2+2) ред със стръмност 12dB/oct (40dB/dec).



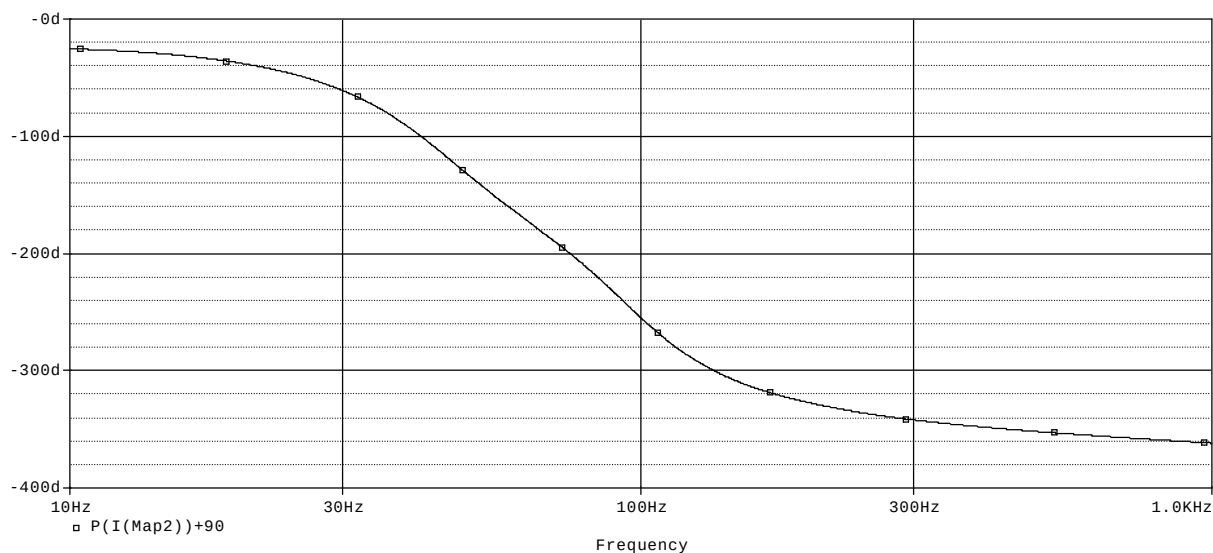
Фиг.5. Характеристиките на импеданса $V(Vg:+)/I(Re)$ (мащабирани по 2) и характеристиките на звуковото налягане $20 \cdot \text{LOG}_{10}(59e3 \cdot I(\text{Map2}) \cdot \text{Frequency})$ в зависимост от честотата за нискочестотно озвучително тяло тип band-pass.

Характеристиката на модула на импеданса $V(Vg:+)/I(Re)$ в зависимост от честотата е представена на фиг.5 и фиг. 6, а неговата имагинерна $\text{IMG}(V(Vg:+)/I(Re))$, и реална $R(V(Vg:+)/I(Re))$ част на фиг. 6.



Фиг.6. Характеристиките на модула на импеданса $V(Vg:+)/I(Re)$, неговата имагинерна $\text{IMG}(V(Vg:+)/I(Re))$, и реална $R(V(Vg:+)/I(Re))$ част в зависимост от честотата

Честотната характеристика на фазата на създаваното звуково налягане от нискочестотно озвучително тяло тип band-pass е дадена на фиг. 7.

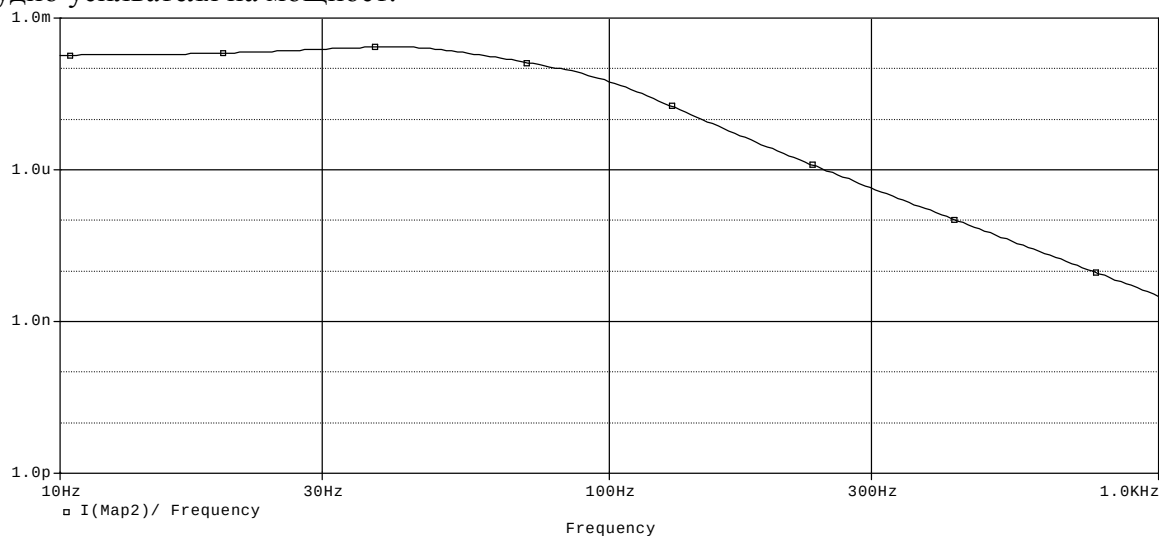


Фиг.7. Честотна характеристика на фазата на звуково налягане $P(I(\text{Map2}))+90$

Честотната характеристика за изместването на звуковата бобина е показана на Фиг. 8. Получената от компютърната симулация характеристика съответства на нискочестотен филтър.

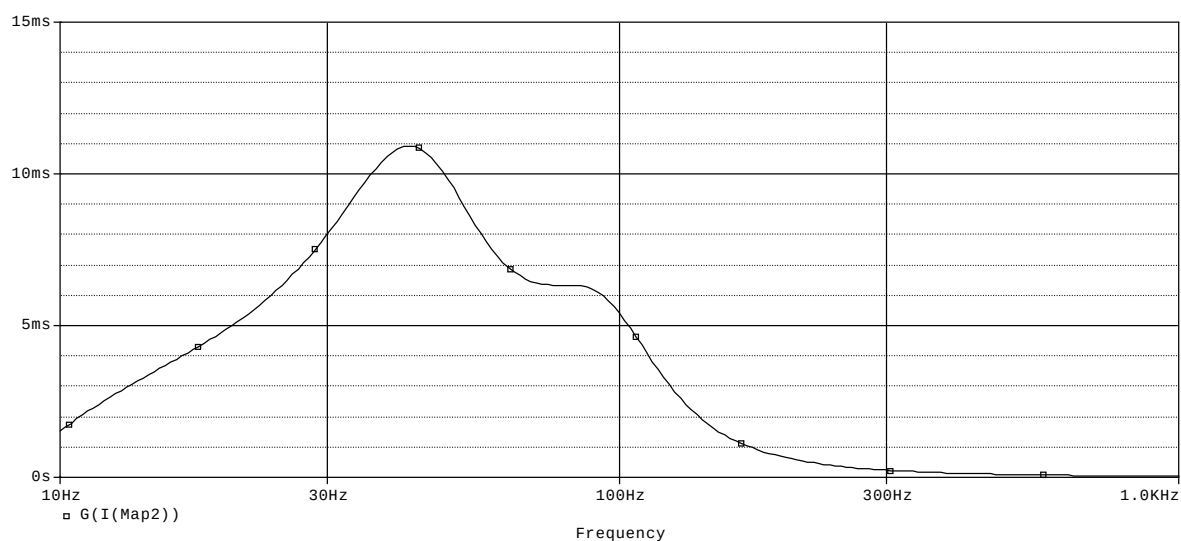
В работната честотна област от 20Hz до 200Hz характеристиката на фазата на електрическият ток подаван към нискочестотно озвучително тяло тип band-pass от аудио усилвателя на мощност трикратно пресича нулата, а максималните стойности достигат $\pm 50^\circ$, фиг. 11.

Характеристиките на комплексният електрически импеданс (фиг. 12) и на фазата на електрически импеданс (фиг. 13) в честотната област от 10 Hz до 1 kHz описват две елипсообразни криви. Тези особености трябва да се отчитат при изборът и оразмеряването на аудио усилвателя на мощност.



Фиг.8. Честотна характеристика за изместването на звуковата бобина на високоговорителя, $I(\text{Map2})/\text{Frequency}$

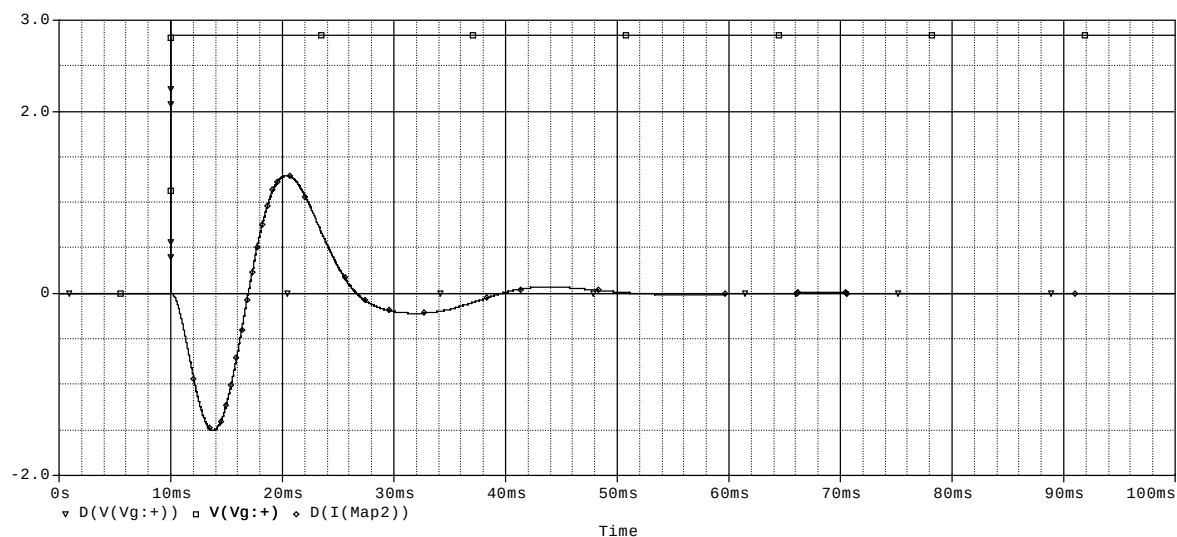
Най-голяма информация за отчитане на фазовите изкривявания от гледна точка на субективното възприятие ни дава честотната характеристика на груповото време на закъснение (фиг.9). Усреднени данни за прага на усещане на груповото време на закъснение [8] за различни типови сигнали в честотната област от 1 до 4 kHz прага има минимум и той е под $0.5 \div 1 \text{ ms}$.



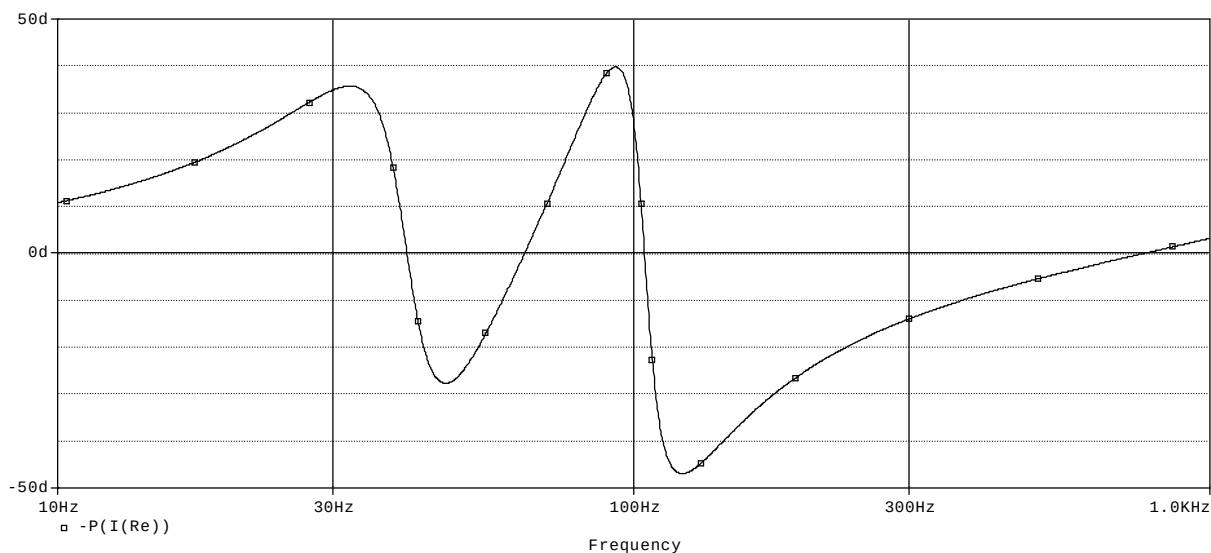
Фиг.9. Честотна характеристика на груповото време на закъснение на създаваното звуково налягане, $G(I(Map2))$

Импулсната характеристика на нискочестотното озвучително тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител е представена на фиг. 10.

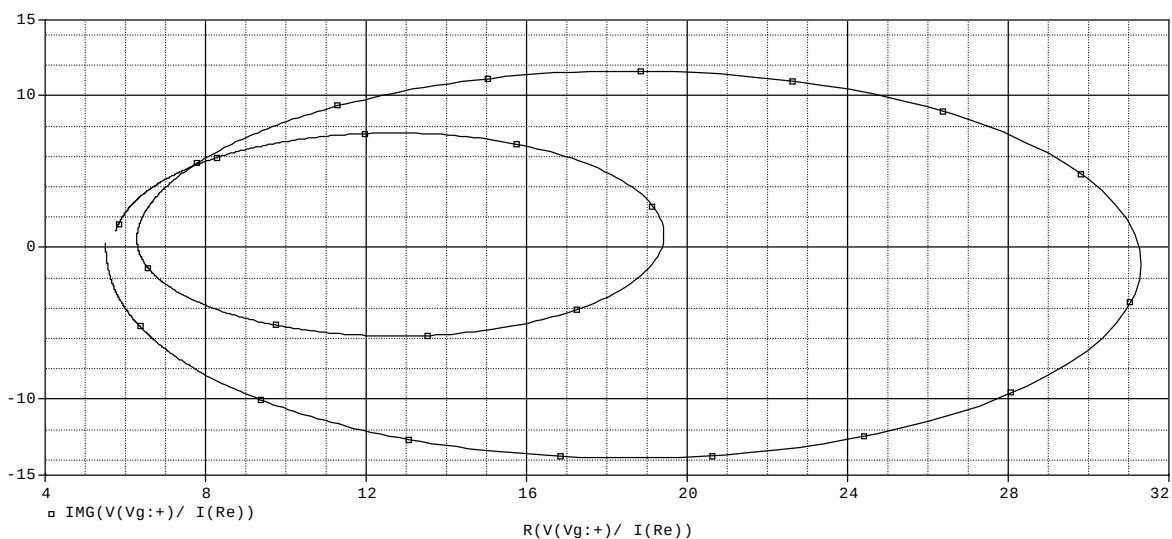
Входното напрежение $V(Vg: +)$ е правоъгълно напрежение (фиг. 10) с време на нарастване и спадане $TR = TF = 1 \mu s$ (непрекъснатата апроксимация на неговата производна $D(V(Vg: +))$ е единичен импулс (фиг. 10). Импулсната характеристика е представена чрез непрекъснатата апроксимация на производната на тока през $Map2$ ($D(I(Map2))$) (фиг. 10).



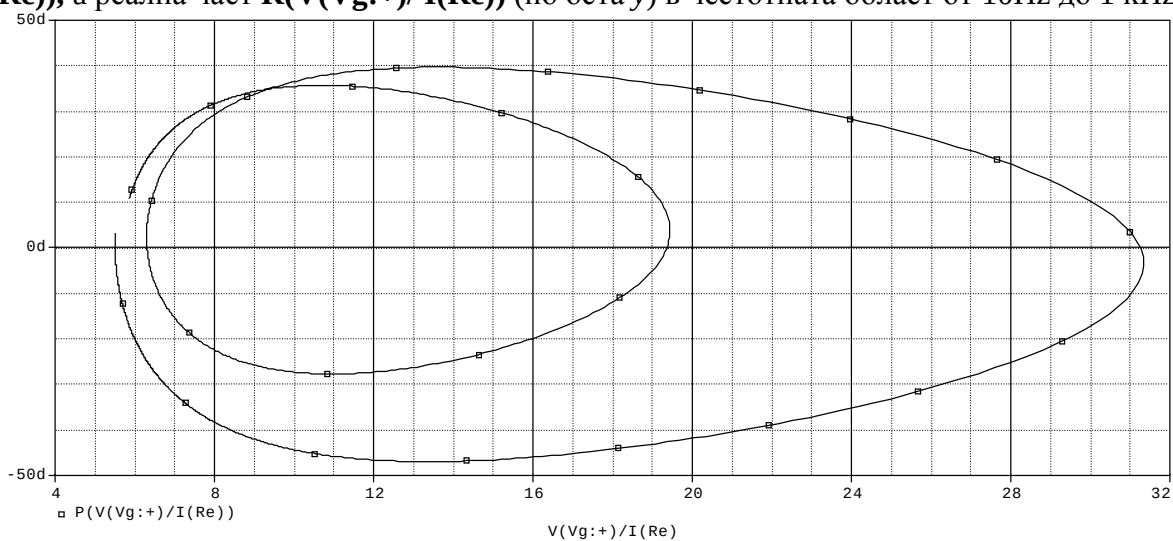
Фиг.10. Импулсна характеристика на нискочестотното озвучително тяло, $D(I(Map2))$



Фиг.11. Честотна характеристика на фазата на електрическия ток от аудио усилвателя, $-P(I(Re))$ в зависимост от честотата



Фиг.12. Комплексният електрически импеданс - имагинерна част (по оста x) $IMG(V(Vg:+)/ I(Re))$, а реална част $R(V(Vg:+)/ I(Re))$ (по оста y) в честотната област от 10Hz до 1 kHz



Фиг.13. Характеристика на фазата на електрически импеданс $P(V(Vg:+)/ I(Re))$ (по оста y) и модула на импеданса $V(Vg:+)/ I(Re)$ (по оста x) в честотната област от 10 Hz до 1 kHz

По отношение на характеристиката на създаваното звуково налягане в зависимост от честотата (фиг. 5, $20 \cdot \text{LOG}_{10}(59e3 \cdot I(\text{Map2}) \cdot \text{Frequency})$) озвучително тяло тип band-pass е най-добрият вариант за осигуряване на ниско честната област в честотният спектър в съвременното многоканално аудио.

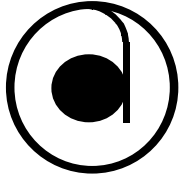
V. Заключение

Изследванията по този проблем, част от които са представени в статията се извършват с цел създаване на подходящ макро модел на нискочестотно озвучително тяло тип band-pass с електродинамичен високоговорител за компютърна симулация на електрическите и акустичните му характеристики.

По еквивалентната схема представена в доклада са компютърно симулирани със студентската версия на PSpice [21] характеристиките на озвучителни тела с електродинамични високоговорители на редица фирми [22, 23] от студенти и дипломанти специалност "Комуникационна Техника и Технологии" при разработване на курсово и дипломно проектиране, което допринесе за утвърждаване на предложените идеи в настоящата работа.

1. Beranek Leo L., "ACOUSTICS", ISBN: 07-004835-5, 1954÷96г.
2. Thiele A. N., "Loudspeakers in Vented Boxes, Parts I and II", J. Audio Eng. Soc., vol. 19, Number 5, pp. 382÷392, 1971 May; pp. 471÷483, 1971 June.
3. Small R. H., "Closed-Box Loudspeaker Systems Part I: Analysis", J. Audio Eng. Soc., vol. 20, Number 10, pp. 798÷808, 1972 Dec, "Part II: Synthesis", J. Audio Eng. Soc., vol. 21, Number 1, pp. 296÷303, 1973.
4. Small R. H., "Vented-Box Loudspeaker Systems: Part I: Small-Signal Analysis", J. Audio Eng. Soc., vol. 21, n. 5, jun. 1973, pp 363÷372, "Part IV: Appendices", J. Audio Eng. Soc., vol.21, n.7, Oct. 1973, pp. 635÷639.
5. Вълчев Иван Й., "Електроакустика", "Техника", София, 1975г.,
6. Fincham, L. R., "A band-pass loudspeaker enclosure", 63rd Convention Audio Engineering Society, Los Angeles, 1979 may.
7. Попянев Д. Ф., "Конструиране на озвучителни тела", София, "Техника", 1984г.
8. Алдошина И. А., А. Г. Войшивилло "Высококачественные акустические системы и излучатели", Москва, Радио и связь, 1985.
9. Geddes E. R. "An Introduction to Band-Pass Loudspeaker Systems", J. Audio Eng. Soc., vol. 37, № 5, pp. 308÷342, 1989 May.
10. Mallory Roy, "Calculating LF response whit PSPICE", Speaker Builder, № 3 , 1991, pp. 20÷27
11. Leach W. M., Jr., "Computer-Aided Electroacoustic Design with SPICE", J. Audio Eng. Soc., vol. 39, pp. 551÷563, (1991 July/Aug.).
12. Sutphin E. M., "An equivalent electrical circuit bandpass enclosure", Speaker Builder, № 2, 1992 pp. 10÷13 and 73.
13. Berkhoff A. P. "Impedance Analysis of Subwoofer Systems", J. Audio Eng. Soc., vol. 42, Number 1/2, pp. 4÷14, 1994 Jan./Feb.
14. Matusiak G. P., A. B. Dobrucki, "Fourth-Order Symmetrical Band-Pass Loudspeaker Systems", J. Audio Eng. Soc., vol. 50, № 1/2, pp. 12÷18, 2002 Jan./Febr.
15. Leach W. M., Jr., "Loudspeaker Voice-Coil Inductance Losses: Circuit Models, Parameter Estimation, and Effect on Frequency Response", J. Audio Eng. Soc., vol. 50, Number 6, 2002 June, pp. 442÷449.
16. Момчеджиков М. и Сн. Плешкова-Бежарска, "Ръководство за лабораторни упражнения по аудиотехниката", издателство "Нови знания", София, 2002г., ISBN: 954-9740-69-2

17. Сираков Е. С., “Общ модел на електродинамичен високоговорител с директно излъчване за компютърна симулация”, Списание “Акустика”, год.VII, бр.7, 2005 г., Издателство: Съюз по електроника, електротехника и съобщения, София, ISSN 1312-4897, стр. 14÷18.
18. Sirakov E. S., “Theoretical Analysis as a Function of the Total Q Factor Loudspeaker Characteristics”, *XLI ICEST 2006*, 29 June ÷ 01 July, 2006, Sofia, BULGARIA, ISBN-10: 954-9518-37-X, pp. 208÷211.
19. Sirakov E. S., “Polar Diagram of multiple driver loudspeaker systems”, *XLII ICEST 2007*, “Sv. Kliment Ohridski”, ISBN: 9989-786-06-2, “Mikela” Bitola, 24÷27 June 2007, Ohrid, Macedonia, Volume 2, pp. 317÷320.
20. Sirakov E. S., “LR-n Models for Voice Coil of the Loudspeaker, Part I: Small Signal Analysis”, *XLIII ICEST 2008*, 25÷27 June 2008, Printed by: UNIGRAF, Nis, Serbia, ISBN: 987-86-85195-61-7, pp. 550÷553.
21. <http://www.microsim.com/> , www.pspice.com , www.orcad.com
22. Каталожни данни за високоговорители: <http://www.madisound.com/>,
<http://www.audax.fr/>, <http://www.dynaudio.com>, <http://www.morelhifi.com/>,
<http://www.scanspeak.com/>.
23. <http://www.vissokogovoriteli.plc.bg/> - завод за високоговорители в Благоевград.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
		Година X □ Брой 10 Декември 2008 г.

БЕЗЕТАЛОННА ЧУВСТВИТЕЛНОСТ ПРИ УЛТРАЗВУКОВИ ИЗПИТВАНИЯ

Ал. Попов,
Институт по механика-БАН, София

1. Въведение

Известни са следните видове чувствителност при ултразвуковите изпитвания [1]:

- Абсолютна чувствителност. Определя се от $\frac{P_{min}}{P_o} = \frac{1}{D^*} \exp(2 \alpha_1 X_1) \left(\frac{1}{K} \frac{U_{min}}{U_o} \right)$, където

U_{min} / U_o - електрическа чувствителност (U_{min} - минималния регистриран сигнал на входа на усилвателя, U_o - максималния сигнал, подаван на преобразователя), D^* - коефициент на пропускане по енергия на границата протектор-изделие, X_1 - път на ултразвуковите вълни в призмата, α_1 - коефициент на затихване в призмата, K - коефициент на двойно преобразуване

- Реална чувствителност. Определя се чрез минималните размери на дефекти от даден тип на зададена дълбочина.

- Условна чувствителност. Определя се чрез минималните размери на изкуствени отражатели разположени на зададена дълбочина.

- Гранична чувствителност. Определя се чрез минималните размери на изкуствен отражател който уверено (с вероятност поне 99%) се открива на зададена дълбочина.

- Еквивалентна чувствителност. Определя се като площта на неизвестен отражател S_x отразяваща така както би отразявал известен отражател с площ S_B .

Например $S_x \approx S_{ПКО}$.

Мярка за условната чувствителност е амплитудата на отразения сигнал от контролен отражател (КО) с известни отразяващата площ - S_B и дълбочината на залягане - H

2. Методи за определяне на чувствителността

Известни са следните методи за определяне на чувствителност при ултразвуковите изпитвания [1]:

- Класически метод. Чрез изработване на контролен отражател в изпитваното изделие.

- Алтернативен метод. Определяне на необходимата амплитуда чрез АРД – диаграма.

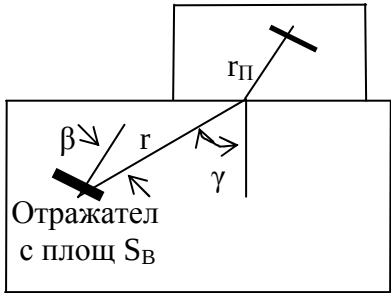
Определените, N_{dB} са теоретични стойности т.е. $N_{dB} \equiv N_{dB}^T$

При работа с аналогови или цифрови ултразвукови дефектоскопи се налага корекция т.е. $N_{dB}^E = \beta N_{dB}^T + \epsilon$, където N_{dB}^E - онази стойност на N_{dB} необходима за

провеждане на изпитването. Тъй като всички аритметични действия с децибели не са дефинирани, то се преминава към отношение на звуковото налягане т.е. $N_{dB} \Rightarrow \left(\frac{P}{P_0} \right)$ т.е.

$$\left(\frac{P}{P_0} \right)^E = \theta \left(\frac{P}{P_0} \right)^T + \varepsilon.$$

Таблица 1

Осезател с пиезопластина с площ S_{III}  Отражател с площ S_B	Аналитични изрази на АРД – диаграми <u>За ъглов осезател / при $\alpha = 0$ /</u> $\frac{P}{P_0} = \tilde{D}(0) \frac{\left(S_{III} \frac{\cos \gamma}{\cos \beta} \right) (S_B \cos \gamma)}{\lambda^2 (H + r_{II})^2}$ $N_{dB} = -20 \lg \frac{P}{P_0}; \lambda \cdot f = V_T$ <u>За нормален осезател / при $\alpha = 0$ /</u> $\frac{P}{P_0} = \tilde{D}(0) \frac{(S_{III})(S_B)}{(\lambda \cdot H)^2}$ $N_{dB} = -20 \lg \frac{P}{P_0}; \lambda \cdot f = V_L$
--	---

Алгоритъм за определяне на θ

а/ Провеждат се измервания. $\left(\frac{P}{P_0} \right)^E (r_k) = 10^{-N_{dB}^E(r_k)/20}, \forall k = 1, 2, 3, r_1 < r_2 < r_3$

б/ Изчисляват се $\left(\frac{P}{P_0} \right)^T (r_k) = D_J(0) \frac{S_{III}}{2 \cdot \lambda \cdot r_k} \exp(-2\alpha_L \cdot r_k), \forall k = 1, 2, 3$

в/ Изчисляване на статистически устойчива оценка за θ (Използува се метод на знаковите оценки [2])

$$\hat{\theta} = med_{1 \leq k \leq 3} \left\{ \frac{\left(\frac{P}{P_0} \right)^E (r_k)}{\left(\frac{P}{P_0} \right)^T (r_k)}; \frac{\left(\frac{P}{P_0} \right)^T (r_k)}{\sum_{i=1}^3 abs \left\{ \left(\frac{P}{P_0} \right)^T (r_k) \right\}} \right\}$$

г/ преминаване към $N_{dB}^E = -20 \lg \left(\frac{P}{P_0} \right)^E$

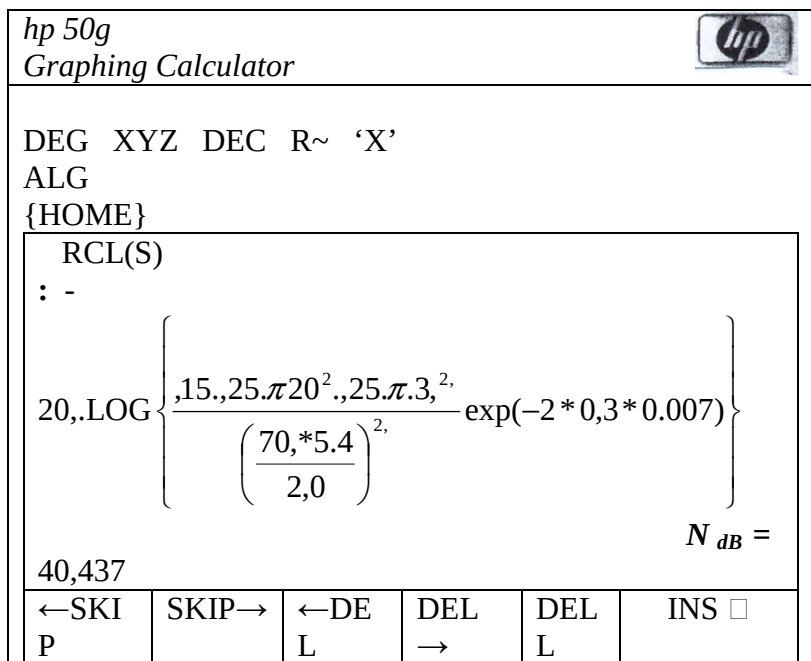
3. Пример

Чувствителност за ултразвуково изпитване на чугунена отливка – маховик.

Работи се с цифров ултразвуков дефектоскоп SITESCAN 150 S (ф-ма SONATEST), $\hat{\theta} \sim 1.311$ и осезатели с характеристики $f = 2$ MHz и диаметър на пиезопластината $d_{III} = 20$ mm (Вариант А), $d_{III} = 12$ mm (Вариант В), $f = 2$ MHz.

Измерени са $V_L = 5.6$ mm/ μ s , $\alpha_L = 0.3$ Nr/m , $H = 70$ mm [3].

Зададен е ПКО Ø3mm [4].



Вариант А: $N_{dB}^T \sim 41 \text{ dB} \Rightarrow N_{dB}^E \sim 54 \text{ dB}$; Вариант В: $N_{dB}^T \sim 49 \text{ dB} \Rightarrow N_{dB}^E \sim 64 \text{ dB}$

1. Алешин Н. П., В. Е. Белый, А. Х. Вopilкин, А. К. Воцанов, И. Н. Ермолов, А. К. Гурвич, Методы акустического контроля металлов, Машиностроение, Москва, 1989.
2. Болдин М. В., Г. И. Симонова, Ю. Н. Тюрин, Знаковый статистический анализ линейных моделей, Наука-Физматлит, Москва, 1997.
3. ASTM E 494-92, Standard Practice for Measuring Ultrasonic Velocity in Materials.
4. HP 50g. Graphing Calculator. Instruction manual.



АКУСТИКА

Национална конференция “Акустика’2008”

Варна

24- 25.10.2008 г.

София

05 - 06.12.2008 г.

Година X

□ Брой 10

Декември 2008 г.

БЕЗРАЗРУШИТЕЛНО ОЦЕНЯВАНЕ НА МЕХАНИЧНИ СВОЙСТВА НА ЖП КОЛЕЛА ЧРЕЗ УЛТРАЗВУКОВО ИЗПИТВАНЕ

Д. Димитров

“БДЖ – ТПС(Локомотиви)” - ЕООД, Локомотивно депо

Въведение

В европейската ЖП мрежа съгласно БДС EN 13262 се дефинират четири марки стомана за коелла. Показателите на различните елементи на химическия състав, които трябва да се достигат за отделните марки стомана са дадени в таблица 1. Това обуславя чистотата на материала.

Коелла моноблок ковани и валцовани се произвеждат от вакуумно дегазирана стомана, със закаляване на венеца. Те са утвърдени като тип конструкция съгласно EN 13979-1.

“Закален венец” представлява термообработка зоната на венеца, чиято цел е повишаване на неговата твърдост и създаване на натискови напрежения.

Таблица 1

Марка стомана	Максимално съдържание %										
	C	Si	Mn	P	S	Cr	Cu	Mo	Ni	V	Cr + Mo + Ni
ER6	0.48	0.40	0.75	0.020	0.015	0.30	0.30	0.08	0.30	0.06	0.50
ER7	0.52	0.40	0.80	0.020	0.015	0.30	0.30	0.08	0.30	0.06	0.50
ER8	0.56	0.40	0.80	0.020	0.015	0.30	0.30	0.08	0.30	0.06	0.50
ER9	0.60	0.40	0.80	0.020	0.015	0.30	0.30	0.08	0.30	0.06	0.50

Характерно за горните марки стомани е повишеното съдържание на манган и силиций [1, 3].

Интерес представлява определянето на близостта на горните марки стомани към маркиите стомани класифицирани по БДС 5785-75. Направен е анализ на такава близост чрез методите на разпознаване в пространства: $W_{chem}^{(3)}(C, Mn, Si)$ - по химически състав и $W_{mech}^{(3)}(R_e, R_m, A_5)$ - по механични свойства. Резултата от този анализ е даден в таблица 2.

Таблица 2.

В пространство $W_{chem}^{(3)}(C, Mn, Si)$	В пространство $W_{mech}^{(3)}(R_e, R_m, A_5)$
ER 6 $\Leftrightarrow$ 40Г	ER 6 $\Leftrightarrow$ 35СГ
ER 7 $\Leftrightarrow$ 40Г	ER 7 $\Leftrightarrow$ 35СГ
ER 8 $\Leftrightarrow$ 40Г	ER 8 $\Leftrightarrow$ 40Г
ER 9 $\Leftrightarrow$ 40Г	ER 9 $\Leftrightarrow$ 40Г

Може да се заключи, че в Европейската ЖП мрежа марка стомана ER 6 се използва

за моноблок колела в талигите на товарните вагони, а останалите при пътническо движение на влакове, локомотиви и моториси. Това се обуславя от категориите на скоростите за движение на влаковете. Най-разпространената марка в ЖП мрежа е ER 7.

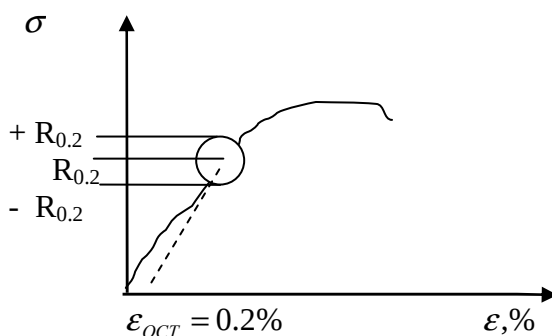
В таблица 3 са дадени числените стойности за механичните свойства на марките стомани по БДС EN 13262 и 35СГ по БДС 5785-75.

Таблица 3

Марка стомана	БДС EN 13262					БДС 5785-75 35СГ		
	Венец			Диск		360-480	800-900	17-18
	R_e , МПа	R_m , МПа	A_5 , %	R_m , МПа	A_5 , %			
ER 6	≥ 500	780-900	≥ 15	≥ 100	≥ 16			
ER 7	≥ 520	800-940	≥ 14	≥ 110	≥ 16			
ER 8	≥ 540	860-980	≥ 13	≥ 120	≥ 16			
ER 9	≥ 580	900-1050	≥ 12	≥ 130	≥ 14			

2. Граница на пластичност – R_e

В механиката [6] закон на Хук, при едноосен опън, е $\sigma_x = E \varepsilon_x$ (фиг.1).



Фиг.1.

В БДС EN 13262 се допуска $R_e \rightarrow R_{0.2}$.

Аналитично това, което е показано на фиг.1 може да се запише така

$$(1) \quad \sigma = R_{0.2}; \quad \varepsilon = \frac{0.2}{100} \Rightarrow R_{0.2} = 0.002 E_D,$$

където [2] $E_D = M V_L^2$, $M = \rho \frac{1+\nu}{1-\nu} (1-2\nu)$, ρ – плътност, ν - коеф.на Поасон. Следователно

$$(2) \quad R_{0.2} = 0.002 M V_L^2$$

Величините V_L се определят по импулсен ехо метод чрез косвено измерване на времето на разпространение на ултразвукови вълни [4].

3. Якост на опън – R_m

В теория на еластичността [6] се извежда зависимост $\sigma = k(\nu) HB$.

Премахвайки към $\sigma_{0.2}$ и σ_B имаме съответно $\sigma_{0.2} = k_{0.2} HB$ и $\sigma_B = k_B HB$ [7,8]. След като се вземе отношението $\sigma_{0.2} / \sigma_B$, т.е. $R_{0.2} / R_m$ се получава $R_m = k_\sigma R_{0.2}$, където константата k_σ подлежи на определяне.

Аналитично

$$(3) \quad \sigma = R_m; \Rightarrow R_m = k_\sigma \tilde{R}_{0.2} = 0.002 k_\sigma E$$

По метода на знаковите оценки [5] е получена численна стойност за k_σ , т.е.
 $k_\sigma = 1.875$ за ER 7 . Следователно

$$(4) \quad R_m = 0.00375 M V_L^2$$

4. Експериментални резултати

4.1. Измерване на скорости на разпространение на ултразвуковите вълни

Известно е, че в твърдите тела се разпространяват надлъжни (V_L) и напречни (V_T) ултразвукови вълни [1]. В литературата съществуват различни методи за измерване на тези скорости [4]. За измерване на скорост на разпространение на надлъжни вълни V_L се използва метод за коствено измерване на времето при разпространение на ултразвуковите вълни [4]. В този случай се изисква двустранен достъп и точност на механичното измерване 0.01 мм.

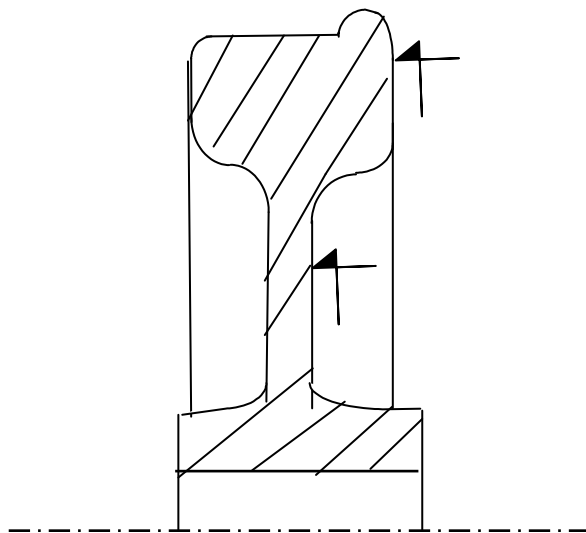
Величината $V_L \equiv V_L^X$ се определя от:

$$(5) \quad \frac{V_L^X}{V_L^E} = \frac{L_X n_E}{L_E n_X},$$

където V_E е скорост в еталонния образец; L_E и L_X са съответно дължините на измервания и еталонния образци (измерени с механичен инструмент); n_E и n_X - съответно брой деления от екрана на ултразвуковия дефектоскоп за еталонния и измервания образци. Еталонният образец е с известни характеристики - V_E , n_E , L_E . На фиг. 2 са посочени възможните измервания на величината.

4.2. Акустични характеристики на ЖП моноблок колела

Проведени са измервания на колела с различен срок на експлоатация. Измерени са скорости на разпространение (напречно на венца и диска – фиг.2) на ултразвукови вълни V_L . Резултатите са дадени в таблица 4 за венца и таблица 5 за диска.



Фиг.2.

Изчислени са стойностите V_L и E_D , съответно за венца и диска при едно и също колело. За 35СГ е прието, че $\rho = 7800 \text{ kg/m}^3$; $V = 0.260$ [3]. Изчислено е, че $M = 6374.92 \text{ kg/m}^3$. Определена е грешката на определяне на E_D спрямо E_S . По получените стойности за V_L и E_D са изчислени величините на механичните свойства - R_e и R_m . Получените резултати са дадени в таблица 4 за венца и таблица 5 за диска, във функция на Δt - време на експлоатация.

Таблица 4

Марка стомана	$\Delta\tau$, год.	V_L , m/s	E_D , 10^{11} Pa	E_S , 10^{11} Pa	ΔE , %	R_e , МПа	R_m , МПа
ER 7	3	5950	2.25	2.11	6.6	451.4	846.3
ER 7	3	5937	2.24	2.11	6.1	449.4	842.6
ER 7	4	5911	2.23	2.11	5.6	446.0	836.2
ER 7	4	5900	2.21	2.11	4.7	443.8	832.2
ER 7	5	5872	2.19	2.11	3.8	439.2	824.8
ER 7	5	5850	2.18	2.11	3.3	436.3	818.1
ER 7	5	5800	2.14	2.11	1.14	428.9	804.2

Таблица 5

Марка стомана	$\Delta\tau$, год.	V_L , m/s	E_D , 10^{11} Pa	E_S , 10^{11} Pa	ΔE , %	R_e , МПа	R_m , МПа
ER 7	2005	5912	2.23	2.11	5.6	446.0	836.2
ER 7	2005	5900	2.21	2.11	4.7	443.8	832.2
ER 7	2004	5870	2.19	2.11	3.8	439.2	824.8
ER 7	2004	5849	2.18	2.11	3.3	436.3	818.1
ER 7	2003	5822	2.16	2.11	2.3	432.2	810.3
ER 7	2003	5802	2.14	2.11	1.14	428.9	804.2
ER 7	2003	5755	2.12	2.11	0.5	424.0	791.7

Заклучение

Интерес за практиката представлява ултразвуково изпитване на ЖП колела. Ултразвуковият контрол дава възможност за използване на различни видове осезатели, респективно реализирането на различни схеми на пролъчване при изпитване на колела, намиращи се както в експлоатация, така и в демонтирано състояние извън талига на локомотив, мотора или вагон.

Показана е възможността за безразрушително оценяване на механичните свойства на железопътни колела (R_e , R_m) чрез измерване на акустичната им характеристика V_L (таблица 4 и 5).

Установени са зависимости (таблица 4 и 5):

Ако $\Delta\tau \uparrow$, то $V_L \downarrow$ и $E_D \downarrow$; Ако $\Delta\tau \uparrow$, то (R_e и R_m) $\downarrow$,

които се обясняват с натрупването на микроповредености в колелата при тяхната експлоатация. Изучаването на този механизъм е важен етап за разработване на методи за безразрушително оценяване на умората на материала на железопътните колела.

1. Гуляев А. П., Металловедение, изд. Металлургия, Москва, 1986.
2. Алешин Н. П., В. Е. Белый, А. Х. Вopilкин, А. К. Вощанов, И. Н. Ермолов, А. К. Гурвич, Методы акустического контроля металлов, Машиностроение, Москва, 1989.
3. Димов Д., Д. Христов, В. Веселинова, З. Занков, Таблицы и формулы по съпротивление на материалите, изд. Техника, София, 1992.
4. ASTM E 494-92, Standard Practice for Measuring Ultrasonic Velocity in Materials.
5. Болдин М. В., Г. И. Симонова, Ю. Н. Тюрин, Знаковый статистический анализ линейных моделей, Наука-Физматлит, Москва, 1997.
6. Тимошенко С. П., Дж. Гудьер, Теория упругости, изд. Наука, Москва, 1979.
7. Марковиц М. П., Безобразцовые методы определения механических свойств металлов, „МЭИ”, Москва, 1983.
8. Попов Ал., Д. Димитров, Безразрушително оценяване на механични свойства на железопътни оси, Национална конференция по машиностроене и машинознание, В рамките на “Дни на механиката” в гр.Варна, 08-10 септември 2008 г.



ХАРАКТЕРИСТИКИТЕ НА ИНФОРМАЦИОННИЯ СИГНАЛ ПРИ УЛТРАЗВУКОВ КОНТРОЛ НА ДЕБЕЛИНИ С ЕМАП

**Й. Н. Мирчев*, М. М. Миховски*,
Н. П. Разыграев**, А. Н. Разыграев**, В. А. Аникин*****

***Институт по механика-БАН, **НПО „ЦНИИТМАШ”- Москва,
***НПК „ЭКОНТ”- Москва**

1. Увод

През последното десетилетие много от реакторните установки в АЕЦ са в крайна фаза на проектният експлоатационен срок. Възниква проблема за удължаване срока на експлоатация при гарантиране на условия за безопасност.

Един от основните проблеми при диагностиката на работоспособността и безопасността на съоръженията и тръбопроводите в АЕЦ е корозията. Пораженията от корозия се характеризират с намаляване на дебелината на стените на тръбопроводите и последващ риск от теч.

За решаването на тази задача е необходимо с достатъчна достоверност и прецизност да се определят дебелините на съдове и тръбопроводи, подлежащи на периодичен мониторинг. Използват се традиционни ултразвукови дебеломери с комплект от двойни и нормални осезатели, при което повърхнината на обекта в мястото на контакт на осезателят е необходимо да бъде механически обработена (зачистена) до стандартната изисквана. Контактът се осъществява посредством контактна течност (вода, масло, глицерин). Измерването на дебелини с традиционните ултразвукови дебеломери и осезатели е регламентирано в EN 14127:2005.

В последните години се разработват ултразвукови апаратури с набор от осезатели, работещи на електромагнитно-акустичен (ЕМА) принцип. Този тип осезатели преодоляват недостатъците на традиционните ултразвукови дебеломери. При контрол: не е необходимо механично зачистване на повърхнините на контакта, не се използва контактна течност, работи се с напречни ултразвукови вълни. Няма регламентирана методика за приложението на ЕМАП при измерване на дебелини.

2. Цел на изследването

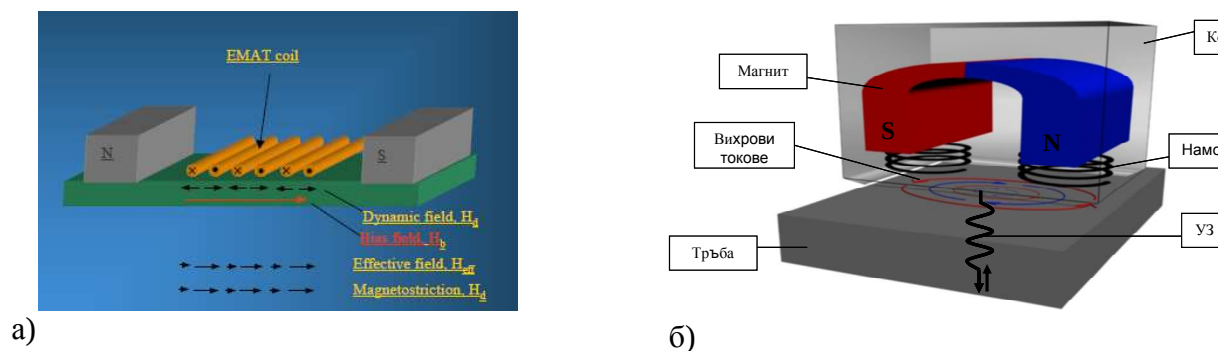
Цел на настоящата работа е да се проведат съвместно с НПО „ЦНИИТМАШ”- Москва и ЕНПКА „ЭКОНТ”- Москва изследвания с разработената ултразвукова система УТ-04 ЕМА с електромагнитно-акустичен преобразовател (ЕМАП), посредством предложената технология за контрол на дебелини и да се определи достоверността на получаваните резултати и чувствителността на метода.

3. Видове ЕМАП

ЕМАП са два основни вида предлагани на пазара. Те се разделят, според принципа на създаване на ултразвуковата вълна в материала, на магнитострикционни и на принципа на Лоренцовата сила (електродинамични) [1].

Взаимодействието на магнитното поле, при магнитострикционният принцип, създадено от постоянният магнит и създаденото магнитно поле от намотката възбуждат акустична ултразвукова вълна. Магнитострикция при ЕМАП е представен на фиг.1а [2].

В настоящата работа са проведени изследвания с ЕМАП работата на който се основава на Лоренцовата сила. На фиг.1б е представен ЕМАП, състоящ се от корпус, постоянен магнит и намотки. Постоянният магнит създава магнитно поле с посока N-S през материала. Намотките разположени под магнита и над повърхността на изследваният образец индуцират вихрови токове в повърхностния слой на материала под въздействието на електромагнитно поле с посока представена на фиг.1б. В резултат на взаимодействието на вихровите токове с магнитното поле, предизвикано от постоянният магнит, възниква Лоренцова сила. Частиците на метала започват да се движат колебателно в плоскост успоредна на плоскостта на обекта и създават напречна ултразвукова вълна разпространяваща се нормално към тази плоскост, представена на фиг.1б.



Фиг.1. Магнитострикция при ЕМАП а) и схема на ЕМАП, основаваща се на Лоренцовата сила б).

Ултразвуковият контрол с ЕМАП се осъществява безконтактно, като разстоянието между осезателят и обекта за контрол може да бъде до 2mm. Това позволява контролът да се извършва върху обекти покрити със слой боя.

4. Апаратура, методика, образци

За целта на изследванията са подготвени сравнителни образци (СО) със серия от площадки, изработени върху една от повърхнините им, с широчина равна на широчината на СО и дължина 20mm. Върху площадките са изработени триъгълни канали с различна височина и ъгъл при върхът им 90° . Повърхнината на СО без наличие на неравности е с грапавост $Rz \approx 4\mu m$.

Неравностите върху образци СО1А, СО1Б и СО2 (фиг.2) са с височина, съответно, на СО1А е $Rt=0,1;0,15;0,2$ и $0,25mm$, на СО1Б е $Rt=0,25;0,3;0,35$ и $0,4mm$ и на СО2 е $Rt=0,1;0,2;0,3$ и $0,4mm$.



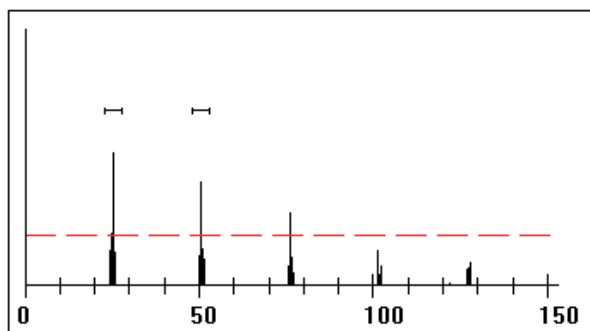
Фиг.2. СО с изкуствени отражатели

На фиг.3 са представени СО, ултразвуковият дебеломер УТ-04 ЕМА с ЕМАП. ЕМАП е с характеристики: работна честота 2,5MHz и размери 80X35X35mm. Дължината на напречната ултразвукова вълна за стомана е от порядъка на $\lambda=1,3\text{mm}$.



Фиг.3. Ултразвуков дебеломер УТ-04 ЕМА с ЕМАП и СО

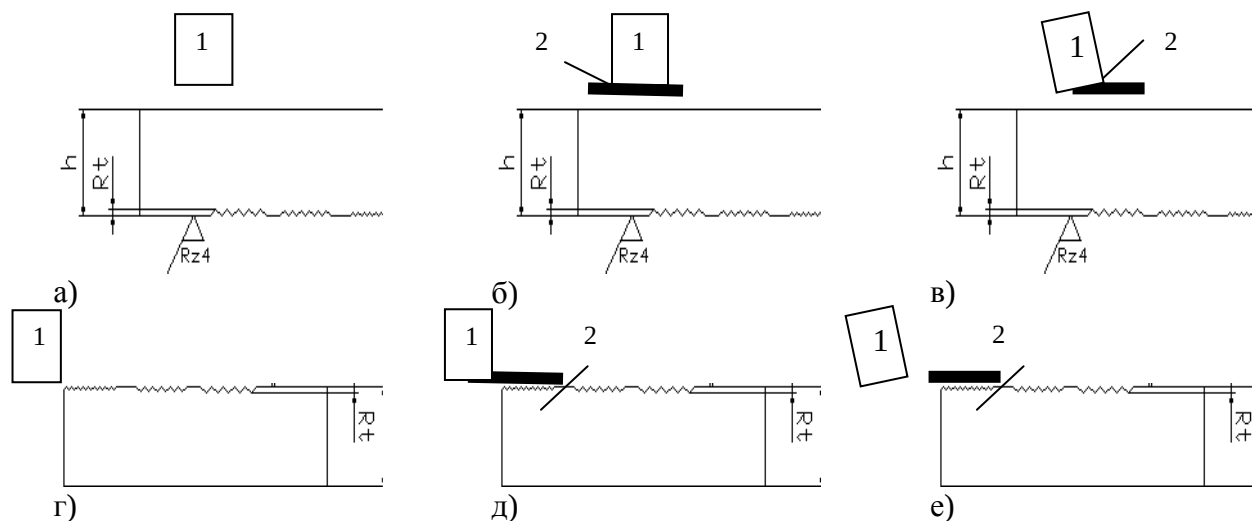
Схема на осцилоскопа на ултразвуковия дебеломер с приетите ултразвукови сигнали е представена на фиг.4.



Фиг.4. А-изображение на екрана на УТ-04 ЕМА

Изследванията включват измерване и записване на времезакъснението и амплитудата на първият дънен сигнал без контактна течност и определяне на дебелините по началото на първи и втори дънен сигнал. Постановката на проведените изследвания са представени на

фиг.5, където 1 е ЕМАП, 2 - текстолитова пластина с дебелина 0,5mm, h - височината на СО, Rt - височина на неравностите.



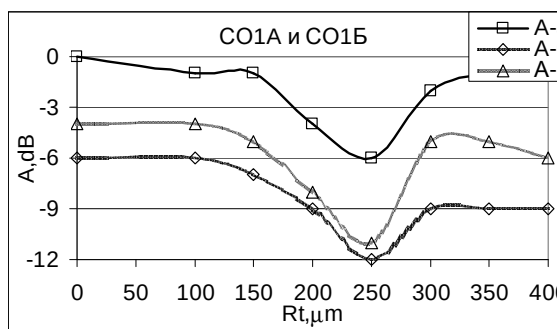
Фиг.5. Постановка на проведените ултразвукови изследвания

Изследванията са проведени като се въвеждат ултразвуковите вълни от гладката повърхност на СО (фиг.5а) и се записват резултатите, след което ЕМАП се поставя от към неравната повърхност (фиг.5г) и отново се записват резултатите. При изследванията се използва и пластина от текстолит с дебелина 0,5mm, имитираща не електропроводящ слой боя. Пластината се поставя между ЕМАП и повърхността на образца, като веднъж се записват резултатите когато покрива цялата повърхност на контакт между ЕМАП и образец (фиг.5б и фиг.5д) и втори път когато покрива половината от повърхността между ЕМАП и образца (ЕМАП е наклонен спрямо контактната повърхност- фиг.5в и фиг.5е). Изследванията са проведени при различна поляризация на ултразвуковите напречни вълни спрямо ориентацията на триъгълните канали.

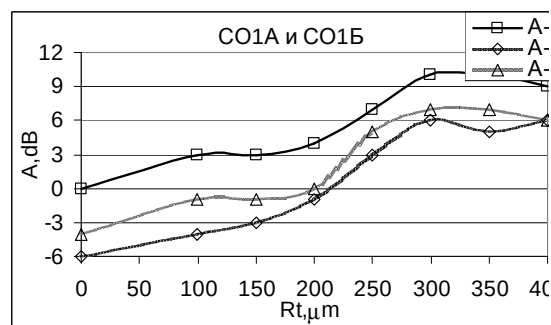
5. Експериментални резултати

Резултатите от проведените изпитвания са приведени в графичен вид за различните случаи на контакт на СО, представени на фиг.5 и за различните СО, представени на фиг.2.

Амплитудата А на първият дънен сигнал за случаите на контакт на ЕМАП с гладката и неравната повърхност на СО1А и СО1Б са приведени, съответно на, фиг.6а и фиг.6б. Зависимостите с А-а, А-б, А-в, А-г, А-д и А-е са ,съответно, за случаите представени на фиг.5а, фиг.5б, фиг.5в, фиг.5г, фиг.5д и фиг.5е. Резултатите представени на фиг.6 са за случаят, когато поляризацията на напречната ултразвукова вълна е перпендикулярна на ориентацията на триъгълните канали.



а)



б)

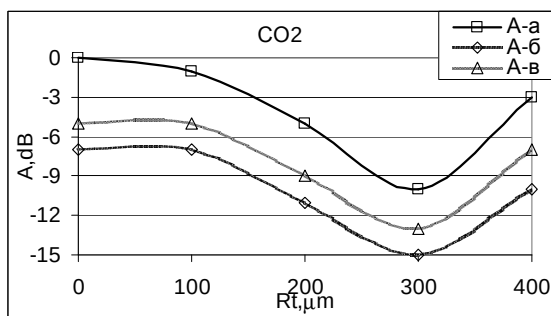
Фиг.6. Големина на амплитудата на първия дънен сигнал А в зависимост от R_t

Минималната стойност на амплитудата А на фиг.6а се обяснява с интерференцията на дифрагираните сигнали от върховете на неравностите и отразените на принципа на акустичната геометрия ултразвукови вълни. Всеки от върховете на триъгълните неравности предизвикват дифракция на падащата ултразвукова вълна както от вторичен сферичен източник с минимални размери. За дебелина на CO1A и CO1B $h=25,5\text{mm}$ минимума на интерферираните вълни се достига при $R_t \approx 0,25\text{mm}$ ($R_t \approx \lambda/5$).

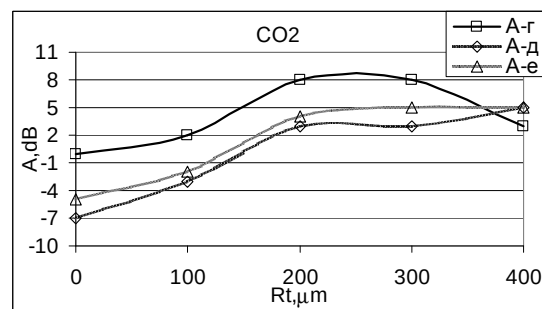
На фиг.6б се наблюдава нарастване на амплитудата А на дънния сигнал с нарастване на височината на триъгълните неравности R_t , като за $R_t=0,4\text{mm}$ тя достига до разлики от 10dB.

Също така на фиг.6 се наблюдава постоянни разлики в амплитудите на отразените сигнали с нарастване на R_t за случаите на контрол от фиг.5б и фиг.5в. Разликата на амплитудата на отразеният сигнал при контрол на CO1A и CO1B без протектор от текстолит и с протектор, поставен за случая на фиг.5б и фиг.5в е съответно, 6dB и 4dB. Възможен е контрол с ултразвуковата апаратура с ЕМАП при така представените случаи на фиг.5 за не електропроводящи покрития с дебелина до 0,5mm.

На фиг.7 са представени резултатите от изследванията проведени, на CO2, при схеми на контрол представени на фиг.5. Означенията са както на фиг.6.



а)



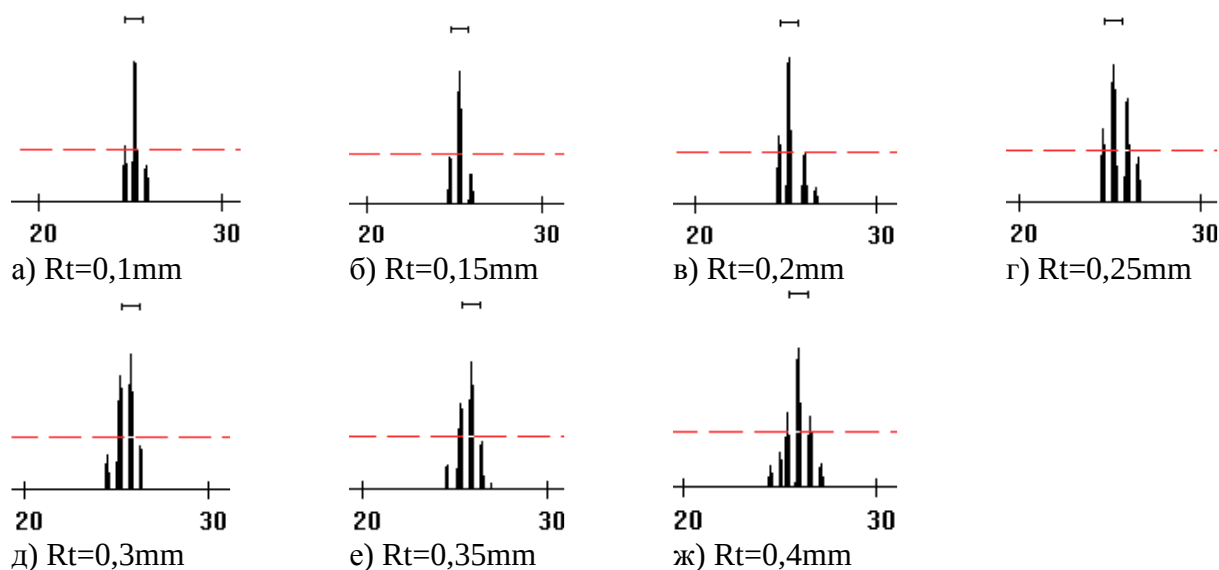
б)

Фиг.7. Зависимост на амплитудата на първия дънен сигнал А от R_t

На фиг.7а се наблюдава изместване на минималната стойност на амплитудата на отразеният сигнал, което е свързано с разликата на дебелините на изследваните CO1A и CO1B със CO2. За изследвания образец CO2 с дебелина $h=29,3\text{mm}$ се наблюдава минимум на интерферираните вълни при $R_t=0,3\text{mm}$ ($R_t \approx \lambda/4$).

На фиг.8 са представени записите на отразени сигнали от дънна неравна повърхност с $R_t=0,1\text{mm} \div 0,4\text{mm}$ през 0,05mm за случая представен на фиг.5а за CO1A и CO1B.

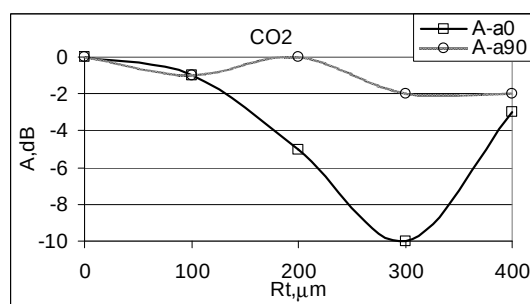
Представените А-изображения на фиг.8 са за случаят, когато поляризацията на напречната ултразвукова вълна е перпендикулярна на ориентацията на триъгълните канали.



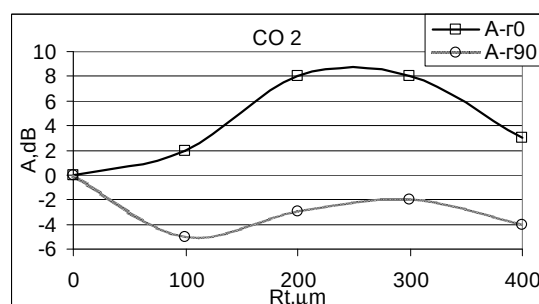
Фиг.8. А-изображение на отразени сигнали от регулярна дънна неравна повърхност с височина на триъгълните неравности R_t

Наблюдава се разширяване на информационният импулс при $R_t \geq 0,2\text{mm}$ вследствие на интерференцията на дифрагираните вълни помежду им и с тези акустични вълни отразени по правилото на акустичната геометрия, като това разширяване на импулса нараства с нарастване на височината и широчината на профила на регулярните дънни неравности.

Резултатите от изследванията на CO_2 , за перпендикулярна и успоредна поляризация на разпространяващата се в материала напречна ултразвукова вълна спрямо ориентацията на триъгълните канали, са представени на фиг.9. Зависимостите означени с А-а0 и А-а90 са, съответно, за перпендикулярна и успоредна поляризация за експеримент проведен съгласно схемата на фиг.5а.



а)



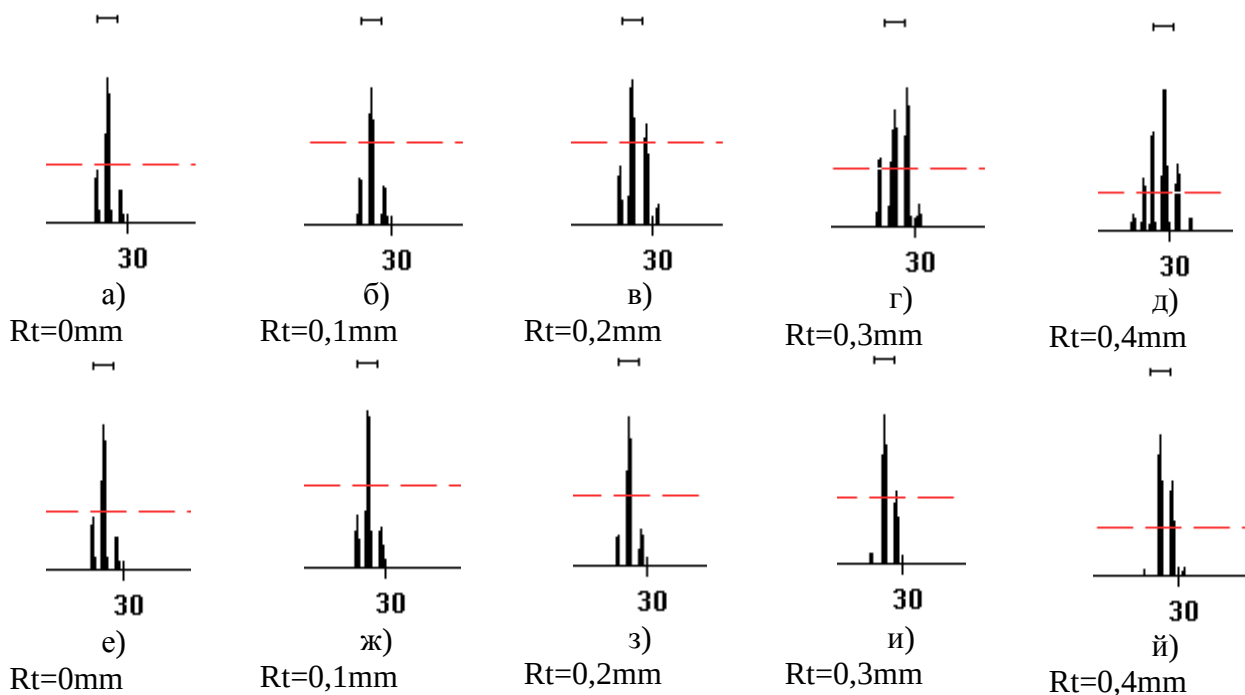
б)

Фиг.9. Амплитудата на първият дънен сигнал А в зависимост от R_t

Наблюдават се чувствителни разлики в амплитудите А, на отразеният дънен сигнал, представен с зависимостта А-а90 на фиг.9а в сравнение с зависимостта А-а0. Като тези разлики са най-големи за $R_t \approx 0,3\text{mm}$ и са в порядъка на около 8dB при $h=29,3\text{mm}$. Разлики в амплитудата А за зависимост А-а90 са в порядъка на 2dB а за зависимост А-а0 са в порядъка на 10dB. Тези разлики се обясняват с ориентацията на поляризацията на разпространяващата се напречна ултразвукова вълна спрямо триъгълните канали, определящи регулярната неравна дънна повърхнина. От представените експериментални резултати на фиг.9а следва,

че перпендикулярната поляризация спрямо ориентацията на триъгълните канали е по-чувствителна към промяна на амплитудата на отразеният дънен сигнал в зависимост от промяната на височината и стъпката на триъгълният профил на дънните неравности.

Същият характер на зависимостите се наблюдава и при фиг.9б, за експеримент проведен за случаят представен на фиг.5г. При перпендикулярно поляризирана напречна ултразвукова вълна (зависимост A -г0) спрямо триъгълният профил се наблюдава разлика в големината на амплитудата A от порядъка на 9dB с нарастване на R_t . Докато при успоредна поляризация на напречната ултразвукова вълна (зависимост A -г90) се наблюдава разлика в големината на амплитудата A от порядъка на 5dB в зависимост от R_t .



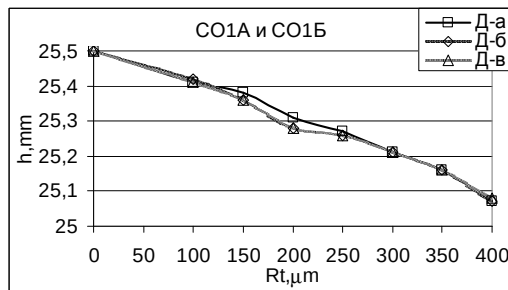
Фиг.10. А-изображение на отразени сигнали от регулярна дънна неравна повърхност с височина на триъгълните неравности R_t за CO_2

На фиг.10 са представени А-изображенията на отразен от дънна неравна повърхност сигнали с $R_t=0mm \div 0,4mm$ през $0,1mm$ за схемата представена на фиг.5а за CO_2 . Представените А-изображения на фиг.10а÷фиг.10д и фиг.10е÷фиг.10й са съответно, за перпендикулярно и успоредно поляризирана напречна ултразвукова вълна спрямо ориентацията на триъгълни канали.

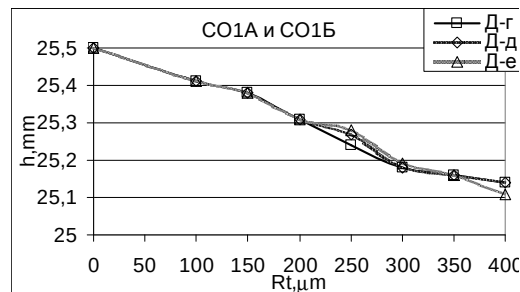
Представените А-изображение на фиг.10 показват, че ориентацията на поляризацията на напречната ултразвукова вълна в материала спрямо ориентацията на триъгълните канали, оказва съществено влияние върху широчината на отразеният информационен дънен сигнал. Посоката на колебателното движение на напречните ултразвукови вълни успоредно на дължината на триъгълните канали оказва по-слабо влияние върху формата (дължината) на отразеният дънен ултразвуков сигнал с нарастване на R_t (фиг.10е÷фиг.10й) в сравнение с перпендикулярна ориентация на трептене на частиците спрямо триъгълните канали (фиг.10а÷фиг.10д). Тези различия във формата на сигнала се наблюдават за случаите при $R_t \geq 0,2mm$.

Проведени са изследвания и на промяната на дебелината в CO в зависимост от времезакъснението на разпространяващата напречна ултразвукова вълна в материала.

Резултатите от изследванията за СО1А и СО1Б са представени на фиг.11а и фиг.11б. Означенията от легендата на фиг.11 са същите както означенията от легендата на фиг.6, като буквата А се заменя с буквата Д (дебелина). Резултатите от фиг.11 са представени за случаят на перпендикулярна поляризация. По абсцисата са нанесени отчетените дебелини на СО от екрана на ултразвуковият дебеломер в mm.



а)

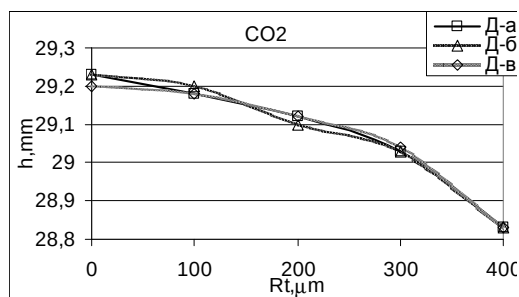


б)

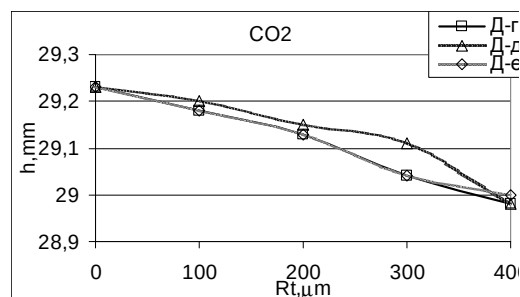
Фиг.11. Изменение на стойностите на дебелините на СО при различни неравности Rt

От представените резултати на фиг.11а се вижда, че отклонението на измереният резултат и действителният е задоволителен при дебелина на СО $h \approx 25 \text{ mm}$. Порядъкът на максималното отклонение на отчетената дебелина от действителната е $0,03 \text{ mm}$. Независимо от контакта на осезателя с гладката или неравната повърхност на СО отчетаните резултати от ултразвуковият дебеломер за неговата дебелина са близки по стойности. Сложната интерференция на дифрагиралите и отразени по закона на акустичната геометрия ултразвукови вълни силно деформират формата и дължината на информационният дънен сигнал (фиг.6) и преместват неговият максимум във времето. Постигането на достоверен резултат трябва да става, като отчетането на ултразвуковият дебеломер се извършва по началото на отразеният информационен дънен сигнал на ниво $0,1$ от неговият максимум.

Резултатите от изследванията на изменението на дебелините за СО2 са представени на фиг.12. Резултатите от изследванията и означенията представени на фиг.12 са както на представените резултатите от фиг.11.



а)



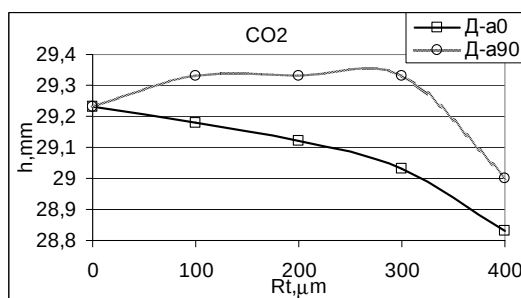
б)

Фиг.12. Изменение на дебелината на СО2 в зависимост от височините на неравностите Rt

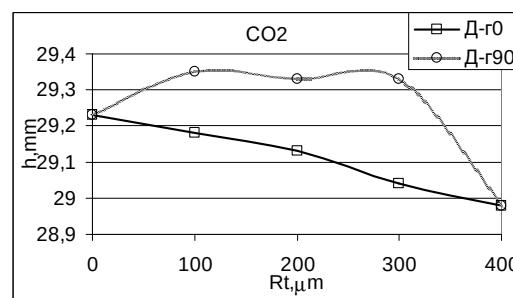
От фиг.12 се вижда, че при дебелина на СО $h \approx 30 \text{ mm}$ разликата между измерената и действителната стойност на дебелината също е задоволителен. Порядъкът на максималните отклонения на отчетената дебелина от действителната е $0,05 \text{ mm}$. И тук, както при СО1А и СО1Б, се вижда, че има качествено съвпадение на резултатите от зависимостите представени, на фиг.12, отговарящи на случаите от схемите на фиг.5а÷фиг.5е. Следователно

когато контактът се осъществява върху зачистена повърхност или върху повърхност с дебелина до 0,5mm отчасти боядисана, отчасти кородирала няма да има различия в отчетената дебелина на едно и също изделие за контрол с наличие на еднаква регулярна неравна повърхност.

Резултатите от отчитане на времезакъснението на информационният дънен сигнал от екрана на ултразвуковият дебеломер при перпендикулярна и успоредна поляризация на напречната ултразвукова вълна спрямо ориентацията на триъгълните канали са представени на фиг.13. Означенията на зависимостите от фиг.13 са същите както при фиг.11. Означенията 0 и 90 в легендата на фиг.13 са съответно, за перпендикулярна и успоредна поляризация. Изследванията представени на фиг.13а и фиг.13б са проведени, съответно, по схемата на фиг.5а и фиг.5г за CO₂.



а)



б)

Фиг.13. Изменение на дебелината на CO₂ в зависимост от височините на неравностите Rt

Анализът на резултатите от фиг.13 показва монотонно намаляваща зависимост при напречна поляризация със стойности близко до действителните дебелини на СО. Успоредната поляризация на разпространяващата се напречна ултразвукова вълна дава завишени стойности на измерените резултати от действителните с порядък 0,2mm.

6. Заключение

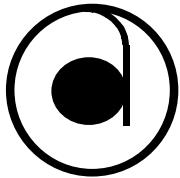
От проведените ултразвукови изследвания на СО посредством разработената ултразвукова система УТ-04 ЕМА с ЕМАП, могат да се направят следните заключения:

- Наличието на покрития от звукопроводящ материал с дебелина до 0,5mm, контактуващи с повърхнината на стоманен обект (без и с моделни неравности) променя незначително, до не повече от 6dB амплитудата на дънния сигнал от повърхнина с моделна неравност и не променя характера на зависимостта на амплитудата от височината на неравностите;
- Между височините на неравностите на повърхнината и промяната на дебелината отчетена по времезакъснението, определена с ултразвуковият дебеломер в диапазона 0÷400 μm , позволява да се направи извода за достатъчна практическа достоверност при определяне на височината на неравностите в кородираният участък;
- При промяна на колебанието на частиците на напречната вълна, съвпадащо с посоката на моделните неравности, не е открита зависимост на амплитудата от височината на неравностите и между височината на неравностите и отчетената дистанция (дебелина) няма монотонна зависимост;

- От проведените изследвания с УТ-04 ЕМА се определят уверено дебелини с разлики от порядъка на 0,1mm;
- Чувствителността по начина с определяне на амплитудата на дънното ехо от височината на неравностите е от порядъка на 100 μ m;
- Характеристиката за поява на добавъчни сигнали към дънният сигнал, показва, че височината на каналите предизвикват качествени изменения (увеличаване броят на ехата с увеличаване на височината на неравностите) в картината на А-изображението и преместване на дистанцията на добавъчните сигнали до дънното ехо;
- Експериментално е получена зависимост на големината на амплитудата от дебелината на изследваният образец и от височината на неравностите. От получените зависимости може да се определят за конкретна дебелина на контролирано изделие височината на неравностите в кородиращия участък.
- Наблюдава се отнемане на минималната стойност на амплитуда на отразения сигнал от еднотипни триъгълни дънни канали изработени в СО в зависимост от дебелина на СО. За СО с дебелини $h \approx 25\text{mm}$ и $h \approx 30\text{mm}$ се наблюдава минимална стойност в амплитудата на отразените дънни сигнали, съответно, за $Rt \approx \lambda/5$ и за $Rt \approx \lambda/4$, при схема на контрол представена на фиг.5а.

Работата е изпълнена по проект ЕСФ, ОП "Развитие на човешките ресурси",
ДОГОВОР № BG051PO001/07/3.3-02 - 55/17.06.2008 г.

1. Неразрушающий контроль, справочник в 8 томах под редакцией чл.-корр. РАН В.В.Клюева, Том 3, Ультразвуковой контроль, стр.72÷74, Москва, 2006.
2. R. Bruce Thompson, Generation of horizontally polarized shear waves in ferromagnetic materials using magnetostrictively coupled meander-coil electromagnetic transducers, Applied Physics Letters Vol. 15, pp 175-177, January 1979.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ОПРЕДЕЛЯНЕ НА МОДУЛИ НА ЕЛАСТИЧНОСТ НА АНИЗОТРОПНИ МАТЕРИАЛИ ПО ПАРАМЕТРИТЕ НА ПОВЪРХНОСТНИ ВЪЛНИ

Й. Иванова*, М. Миховски*, Т. Парталин,

***Институт по механика-БАН, СУ”Св.Кл. Охридски”**

Причина за анизотропията в свойствата на конструкционните материали с кристален строеж е термомеханичното въздействие в процеса на пластична деформация, което създава надлъжна влакнестост по направление на деформирането и прави структурата слоеста. Локалната термична обработка обуславя възникване на вътрешни напрежения и изменение на механичните свойства на материалите [4,6].

Един от утвърдените методи за измерване на еластични константи на анизотропни материали е чрез измерване на скоростите на ултразвуковите вълни, разпространяващи се в различни направления в материала.

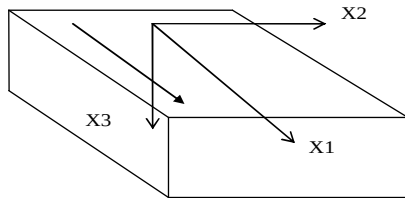
За изследване на еластичната анизотропия на текстурираните среди често са неприложими утвърдените методи на измерване, тъй като изделията имат ограничени размери и в някои случаи са недостъпни за обемни измервания. Освен това често различията в скоростите са много малки и измененията са локализирани в повърхностния и приповърхностните слоеве.

Цел на работата е разработване на методика за определяне на параметър на анизотропията на база измерване на скорости на повърхностни и подповърхностни вълни в няколко направления.

Разпространението на ултразвуковите вълни в произволно направление в анизотропни материали е характерно с различия на фазова и групова скорости.

Разглеждаме зависимости на параметрите на повърхностната вълна от еластичните константи в случай на ортотропен материал. Анизотропията от този род възниква при прокат на листове. Ортотропният материал има три взаимно ортогонални оси на симетрия от втори порядък. Ортотропността е вследствие на технологията – случайно ориентираните кристали се деформират по определен начин. В листовите оста на симетрия се разполага по направление на валцоване X_1 , оста X_2 е перпендикулярна на X_1 , оста X_3 е по нормалата на плоскостта на листа.

Първата задача е определяне на скоростта на разпространение на вълните по дадени плътност на средата, еластични физически модули и направление на разпространение на вълните. Обратната задача е свързана с определяне на компоненти на тензора на еластичност по зададени плътност и скорости на разпространение на вълните. При тези ортотропни среди броят на неизвестните компоненти от тензора на еластичност е 9.



Фиг.1 Координатна система на ортотропен материал

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & 0 & 0 & 0 \\ C_{12} & C_{22} & C_{23} & 0 & 0 & 0 \\ C_{13} & C_{23} & C_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{66} \end{pmatrix}$$

Тензор на еластичност на ортотропна среда

Еластична вълна, която се разпространява в ограничена среда трябва да удовлетворява вълновото уравнение [1-3]

$$\rho \frac{\partial^2 U_i}{\partial t^2} = C_{ijkl} \frac{\partial^2 U_k}{\partial x_j \partial x_l} \quad (1)$$

И граничното условие за отсъствие на нормалните напрежения по повърхността на материала [2,3].

$$C_{ijkl} \frac{\partial U_k}{\partial x_l} = 0 \text{ при } x_3 = 0 \quad (2)$$

Сред решенията, които удовлетворяват това гранично условие се търси решение във вид на вълна, разпространяваща се по X1, чиято амплитуда се намалява в дълбочина по експоненциален закон [3].

Поставено търсеното решение във вълновото уравнение води до уравнението на Кристофел [2,3].

$$\rho V^2 U_i = C_{ijkl} N_j N_l U_k \quad (3)$$

Търсейки параметрите на повърхностната вълна задачата се свежда до намиране на собствените стойности и собствените вектори на уравнението на Кристофел.

$$\det[C_{ijkl} N_j N_l - \rho V^2 \delta_{ik}] = 0 \quad (4)$$

Получава се уравнение от 6-та степен, в което скоростта на повърхностната вълна влиза като параметър.

Всяка повърхностна вълна е линейна комбинация на три компоненти на премествания, които се разпространяват с еднаква скорост [3].

$$U = \sum_{r=1}^3 K^{(r)} U^{(r)} \quad (5)$$

Коефициентите K и скоростта се намират като поставим (5) в граничните условия на свободната повърхност (2).

След преобразуване на системата уравнения

$$\sum_{r=1}^3 C_{i3kl} N_l^{(r)} U_k^{(u)} K^{(r)} = 0, i=1,2,3 \quad (6)$$

получаваме система от три уравнения относно компонентите на премествания на точките на повърхностната вълна.

След преобразования може да се получи характеристично уравнение, което определя скоростта на повърхностната вълна. За отчитане на анизотропията в ортопропни материали се въвеждат коефициенти на анизотропия A_1 и A_5 , които са

$$A_1 = \frac{C_{11}}{C_{33}}, \quad (7)$$

където C_{11} , C_{33} представляват съответно модули на опън и натиск в плоскостта на осите $X1$ и $X3$ и

$$A_5 = \frac{2C_{55}}{C_{11} - C_{13}} \quad (8)$$

където C_{55} е модул на срязване в плоскостите на осите $X1$ $X3$. C_{13} е комбинационен модул на еластичност, който характеризира възникването на напречните сили по осите $X3$ при опън или натиск по $X1$ [2].

$$D.Z^2.(\delta - Z) = [(\delta - Z)D - Q^2]^2.(1 - Z) \quad (9)$$

$$\frac{2(1-\nu)}{1-2\nu} (Z)^2 \left(\frac{2(1-\nu)}{1-2\nu} - Z \right) = \left[\left(\frac{2(1-\nu)}{1-2\nu} - Z \right) \frac{2(1-\nu)}{A_1(1-2\nu)} - \left(\frac{2(1-\nu)}{1-2\nu} - \frac{2}{A_5} \right)^2 \right]^2 (1 - Z) \quad (10)$$

$$Z = \frac{\rho V}{C_{55}} = \left(\frac{V_x}{V_t} \right)^2 \quad (11)$$

$$\delta = \frac{C_{11}}{C_{55}} = \left(\frac{V_l}{V_t} \right)^2 = \frac{2(1-\nu)}{1-2\nu} \quad (12)$$

където ν е коефициентът на Поасон. V_l и V_t са скорости на надлъжната и напречната вълни, разпространяващи се по направление на оста $X1$ и зависят от четири компоненти на тензора на еластичност C_{11} , C_{33} , C_{13} , C_{55} .

$$D = \frac{C_{33}}{C_{55}} = \frac{\delta}{A_1}; \quad (13)$$

$$Q = \frac{C_{13}}{C_{55}} = \delta - \frac{2}{A_5}; \quad (14)$$

$$\rho V_l^2 = C_{11} \quad (15)$$

$$\rho V_t^2 = C_{55} \quad (16)$$

При зададени коефициенти на анизотропия A_1, A_5, δ уравнението става.

$$\left(\frac{V_R}{V_t}\right)^3 AA(\nu) + B(\nu)\left(\frac{V_R}{V_t}\right)^2 + CC(\nu)\left(\frac{V_R}{V_t}\right) + DD(\nu) = 0 \quad (17)$$

$$Z^3 AA(\nu) + B(\nu)Z^2 + CC(\nu)Z + DD(\nu) = 0 \quad (18)$$

$$AA(\nu) = D(\nu) - D(\nu)^2 \quad (19)$$

$$B(\nu) = 2\delta(\nu)D(\nu)^2 + D(\nu)^2 - 2D(\nu)Q(\nu)^2 + Q(\nu)^4 - D(\nu)\delta(\nu) \quad (20)$$

$$CC(\nu) = -\delta(\nu)D(\nu)^2 - \delta(\nu)^2 D(\nu) + 2D(\nu)Q(\nu)^2 \delta(\nu) - Q(\nu)^4 \delta(\nu) - \delta(\nu)D(\nu)^2 - Q(\nu)^4 + 2Q(\nu)D(\nu)^2 \quad (21)$$

$$DD(\nu) = \delta(\nu)^2 D(\nu)^2 - 2D(\nu)Q(\nu)^2 \delta(\nu) + Q(\nu)^4 \delta(\nu) \quad (22)$$

Определят се корените на уравнението $Z = \left(\frac{V_R}{V_t}\right)^2$.

В изотропен материал ($A_1=1, A_5=1$) скоростта на Релеевската вълна зависи от коефициента на Поасон и скоростта на напречната вълна. В интервала на промяна на коефициента на Поасон от 0.1 до 0.265 се получават 3 положителни и 3 отрицателни реални корени. Коренът Z_R , който е между 0 и 1 съответства на Релеевска вълна. При изменение на ν фазовата скорост се изменя от $0.87.V_t$ до $0.96.V_t$. Приблизеният израз за скоростта на Релеевската вълна по Виктор [2] е показан на фиг. 2 и показва добро приближение на получените решения.

$$Z(\nu) = \left(\frac{0.87 + 1.12\nu}{1 + \nu}\right)^2 \quad (23)$$

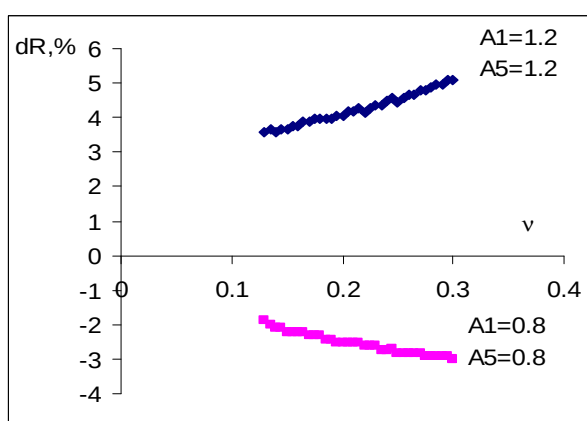
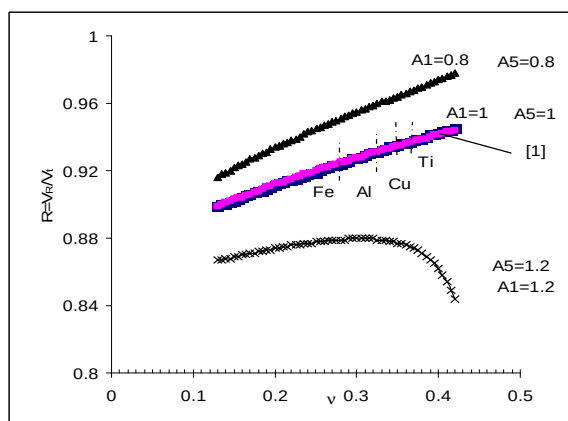
Влиянието на анизотропията върху параметрите на повърхностната вълна R

$$R = \sqrt{Z_R} = \frac{V_R}{V_t} \quad (24)$$

е дадено на фиг. 2.

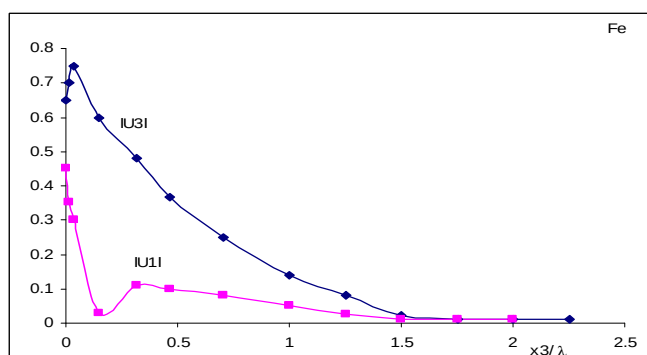
При изменение на коефициентите A_1 и A_5 от 0.8 до 1.2 кривата R се отмества, но е в интервала от 0.85 до 0.98. Влиянието на анизотропията е слабо. На фиг.4 е дадено относителното изменение $dR(\nu) = (R_o - R_i)/R_o$, където R_o са за изотропно тяло, R_i са

стойностите с отчитане на анизотропията. За желязо с $\nu=0.28$ при анизотропия A_1 и $A_5=1.2$ dR е около 4%.



Фиг.2. Зависимост на отношението на скоростта на релеевската / скоростта на напречната вълна от коефициента на Поасон и параметрите на анизотропията A_1 и A_5

Фиг.3. Относително изменение на R , %
 $dR = (R_o - R_i) / R_o$



Фиг.4. Модули на компонентите на вектора на преместване на Релеевска вълна в изотропно тяло $IU3I$ относителна амплитуда на колебания по $X1$ (по повърхността) и $IU1I$ относителна амплитуда на колебания по $X3$ (перпендикулярно на повърхността)

При релеевската вълна отсъства дисперсия на скоростта. Движенията на частиците в тази вълна е по елипси, като голямата им полуос е перпендикулярна на повърхността. Дебелината на слоя на локализация на вълната е около 1.5λ . На фиг.4 са показани модули на компонентите на вектора на премествания на частиците в изотропно желязо [1,2].

Основно деформацията в релеевската вълна е деформация на срязване и скоростта и е близка на скоростта на напречната вълна. Измерената скорост на повърхностната вълна по направление $X1$ се използва за определяне на модула на срязване C_{55} , а по направление $X2$ на модула C_{44} .

$$C_{55} = \rho \left(\frac{V_R}{R} \right)^2 \text{ по ос } X1 \quad (25)$$

$$C_{44} = \rho \left(\frac{V_R}{R} \right)^2 \text{ по ос X2} \quad (26).$$

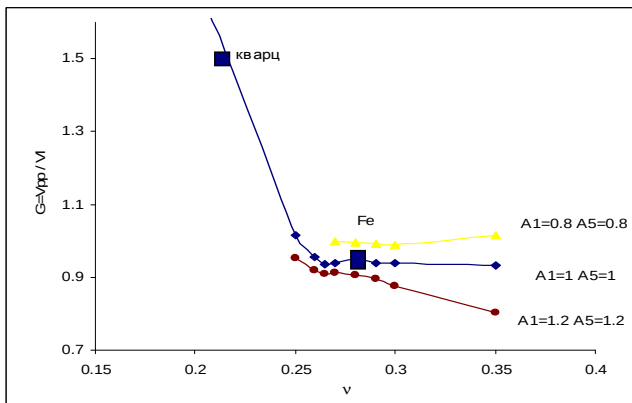
При коефициенти на Поасон, по-големи от 0.265 уравнението (9) има комплексно-спрегнати корени, които съответстват на повърхностно-надлъжните вълни. По литературни данни [5] скоростта на подповърхностната вълна е близка на скоростта на надлъжната вълна. Зависимости на отношението скорост на подповърхностна вълна – скорост на надлъжната вълна е G (27) от коефициента на Поасон са дадени на фиг.5.

$$G = \frac{\sqrt{\delta} \operatorname{Re}(\sqrt{Z})}{|Z|} = \frac{V_{pp}}{V_l} \quad (27)$$

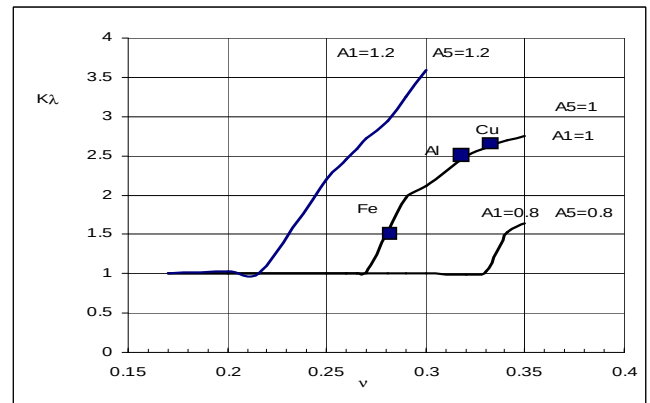
където Z е комплексния корен, V_{pp} е скоростта на подповърхностната вълна.

Комплексният корен показва, че вълната има параметрическо затихване. Затихването се определя от имагинерната част на корена. Коефициентът на затихване е относителното намаляване на амплитудата на вълната на разстояние от порядъка на дължината на вълната и се определя от

$$K_\lambda = \frac{|U(x_1)|}{|U(x_1 + \lambda)|} = \exp\left(2\pi \frac{\operatorname{Im}(Z)}{\operatorname{Re}(Z)}\right) \quad (28)$$



Фиг.5 Зависимост на отношението на скоростта на подповърхностна-надлъжна вълна и скоростта на надлъжна от коефициента на Поасон и параметрите на анизотропията A_1 и A_5



Фиг.6. Зависимости на коефициента на затихване на подповърхностна вълна K_λ и коефициентите на анизотропия A_1 и A_5

В изотропни материали параметрите на подповърхностните вълни зависят само от коефициента на Поасон. При стойности, по-големи от 0.26 съществува вълна, която се характеризира с комплексен корен Z . В изотропни материали с коефициент на Поасон по-малък от 0 до 0.26 от експериментална гледна точка не съществува подповърхностна вълна [6].

При коефициенти по-големи от 0.26 се образува неустойчива подповърхностна вълна, която бързо затихва. Анизотропията на еластичните свойства, предизвикана от текстура

(препоръчителна ориентация на кристалитите в едно направление) променя решенията на подповърхностната вълна (фиг.5). Колкото е по-голям коефициентът ν , толкова по-малък е слойът на локализация на подповърхностната вълна и толкова по-силно се излъчват напречни вълни. Коефициентът на затихване по (28) рязко нараства (фиг.6).

Стойностите на скоростта на подповърхностната вълна е близка към стойността на скоростта на надлъжната вълна и може да се използва за определяне на модула на опънатост на материала.

$$C_{11} = \rho \left(\frac{V_{pp}}{G} \right)^2 \text{ по направление X1} \quad (29)$$

$$C_{22} = \rho \left(\frac{V_{pp}}{G} \right)^2 \text{ по направление X2} \quad (30)$$

В резултат на проведените пресмятания са получени съотношенията, които свързват скоростите на повърхностната и подповърхностната вълна с компоненти от тензора на еластичност. Коефициентите R и G не са постоянни и зависят от анизотропията на материала. Ако се използват данни за A_1 , A_5 и ν от рентгено-текстури анализ, може да се уточнят стойностите R и G и да се намалят грешките при определяне на еластичните модули [2].

На основа на изложеното е възможно да се определят 4 от 9-те независимите компоненти на ортотропни материали като валцовани ламарини и листове.

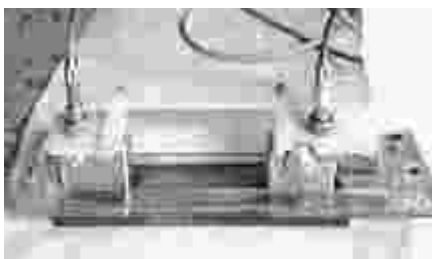
Измерването на скоростта на повърхностната вълна и подповърхностната вълна в направление на пластичното деформиране X1 позволява да се определят компоненти на тензора на еластичност C_{11} и C_{55} . Определянето на скоростите в перпендикулярно направление X2 дава възможност да се определи компонентите C_{22} и C_{44} .

Експериментални изследвания

Проведени са ултразвукови изследвания с повърхностни вълни и подповърхностни вълни с работна честота 4MHz върху метална плоча. Повърхностните вълни се възбуждат чрез ъглов осезател с променлив ъгъл, при ъгъл на пречупване, близък до втория критичен ъгъл за плексиглас-стомана. Дължината на вълната е от порядъка на 0,75 mm. Подповърхностните вълни се възбуждат при ъгъл на пречупване, близък до първия критичен ъгъл за плексиглас-стомана.

Използва се метод на преминаване, като единият осезател излъчва, а другият приема ултразвукови импулси. На фиг. 7 са показани приспособленията с осезателите, единият от които е неподвижен, а другият се премества по линия на различни разстояния. Използван е компютризиран ултразвуков апарат, състоящ се от генератор и приемник на ултразвукови сигнали OPGUD и ултразвукова PC-карта OPKUD-01/100, интегрирана в персонален компютър клас Pentium III. Апаратът има управляемо усилване до 110 dB, максимална чувствителност 0.1-1 mV/деление, минимална чувствителност 50-500 mV/деление и честотна лента 0.1 – 25 MHz. Разрешителната способност на аналого-цифровия преобразовател (АЦП) е 8 бита, а честотата на дискретизация 100 MHz. Точността на измерване на времето е от

порядъка на 1 ns. Регистрират се и се записват ехо сигнали при различни разстояния ΔL и съответно времената за преминаване на тези разстояния от ултразвуковите вълни.



Фиг.7. Осезатели за повърхностни и подповърхностни вълни включени за метод на преминаване

Скоростта на повърхностните вълни (V_R) и подповърхностните вълни (V_{pp}) се пресмята чрез формулата:

$$V_{R,pp} = \frac{L_2 - L_1}{(\tau_2 - \tau_1)} = \frac{\Delta L}{\Delta \tau} \quad (31)$$

където L_1 и L_2 са акустичните пътища на ултразвуковите вълни, които са равни на разстоянията x_1 и x_2 . Времената на регистриране на сигналите от повърхностните вълни съответно при разстояния x_1 и x_2 са τ_1 и τ_2 . Времето на регистрираните импулси се отчита по максимална стойност на обвивката на сигнала и се измерва с точност до 1 ns. Грешката при определяне на C_R се определя по

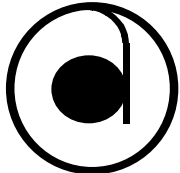
$$\Delta V_R / V_R = \Delta L / L + \Delta \tau / \tau \quad (32)$$

При $\Delta L = 0.1\text{mm}$, L от порядъка на 50 mm и $\Delta \tau = 0.001\mu\text{s}$, $\tau \approx 10 \mu\text{s}$ грешката при определянето на скоростта е $\Delta V / V = 0.02 \%$. Относителното изменение (dV_R) на скоростта измерена в двете направления по X1 и X2 на V_{R_i} е от 1%. Скоростта на подповърхностната вълна се променя с 2%.

Благодарност

Работата е изпълнена по договор 85/2008 със СУ"Св.Кл.Охридски".

1. Викторов И.А. Физические основы применения ультразвуковых волн Рэлея и Лэмба в технике. М. Наука, 1966, 168.
2. Бархатов В.А. Определение модулей упругости текстурованного металла по параметрам поверхностных волн, Дефектоскопия, №10, стр.35, 1999.
3. Dieulesaint E., D. Royer, Onde elastique dans les solides, Masson et Cie, Editeurs, Paris, 1974.
4. Адамеску Р., П. Гельд, Е. Митюшов, Анизотропия физических свойств металлов и сплавов, М., Металлургия, 1985.
5. Юозонене Л. В., Упругие поверхностно-продольные волны и их применение для неразрушающего контроля, Дефектоскопия, 1980, №8, 29-38.
6. Лабораторен практикум по механика на деформируемотото твърдо тяло, II част, Софийски Университет „Климент Охридски“, София, 1989.
7. Лабораторен практикум по механика на деформируемотото твърдо тяло, III част, Софийски Университет „Климент Охридски“, София, 1989.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ВРЕМЕ-ДИФРАКЦИОНЕН УЛТРАЗВУКОВ МЕТОД ПРИ ПЛАСТИНИ ОТ РАЗЛИЧНА СТОМАНА С ДЕБЕЛИНА 10мм

Р. Касъров*, Б. Табакова**,
“Лукойл – Нефтохим” АД, ** ТУ-София

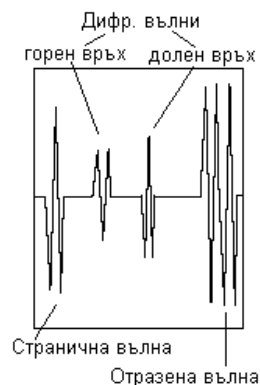
1. ВЪВЕДЕНИЕ

Нефтохимическото оборудване е сред най-отговорните и натоварени съоръжения с висока производствена цена, скъпа реконструкция и големи междуремонтни периоди. Изтичащите експлоатационни ресурси и високите изисквания за техническа безопасност, налагат прилагането на високотехнологични контролни дейности основаващи се на съвременните постижения в областта на Безразрушаващия контрол. Във връзка с необходимостта от точни и достоверни резултати, в световен мащаб усилено се разработват и прилагат нови методи за безразрушаващ контрол. Продължават изследванията за приложение на надлъжните ултразвукови вълни, като част от актуалната задача за оценка на реалното техническо състояние на нефтохимическото оборудване чрез съвременния TOFD метод [1]. Основното предимство на TOFD (Time of Flight Diffraction) метода е, че се основава на приемането на ултразвуковите вълни, дифрактирани от върховете на пукнатина или подрез. Времето за пристигането на тези сигнали (еха), независимо от амплитудата им, дава по-точна представа за разположението и размерите на определени нецялостността в изследваните обекти.

Едно от възможните приложения на метода е изследването на тънкостенни обекти от аустенитни стомани за наличие на пукнатини. Публикации на тази тема не са известни, което предизвиква необходимост от допълнителна информация относно възможностите за приложение на метода при обекти с дебелини на стените, близки до граничните. Особен интерес представляват дебелините между 9 и 12mm, което е под долната граница на приложение на метода, определена в различни публикации и нормативни документи [4].



Фиг. 1



Фиг. 2

Цел на настоящата работа е да се изследва възможността за приложение на TOFD метода при обекти с дебелина 10mm от аустенитна стомана и получените резултати да се сравнят с тези при обекти от въглеродна стомана със същата дебелина.

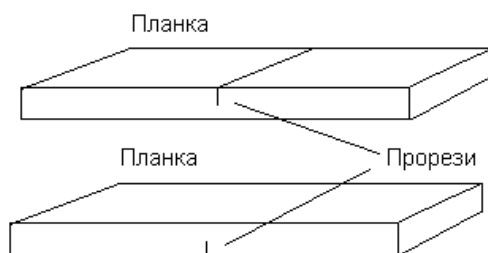
2. ЕКСПЕРИМЕНТ

TOFD метода се осъществява с помощта на два еднакви ъглови осезателя за надлъжни или напречни вълни [2], [3], разположени по схемата, показана на фиг. 1. Излъчената енергия се преразпределя в няколко типа вълни, които се регистрират от приемника. Интерес представлява интервалът от време между пристигането на страничната (Lat) и отразената от дъното вълна (LL). При наличието на вертикално ориентирана пукнатина в обема на изследвания обект възникват дифракционни вълни, които се регистрират от ултразвуковия дефектоскоп (фиг.2). Разликата във времената между сигналите от тях е еквивалентна на размера на пукнатината.

2.1. Използвани образци и апаратура

(а) Образци

В експеримента бяха използвани плоскопаралелни пластини с дебелина 9,7mm от стомани 092Г2С и X18Н10Т с изработени в тях прорези с дълбочина $h = 2\text{mm}$ и широчина 0,4mm, като имитатори на вертикално-ориентирана плоскостна нецялостност (фиг.3).



Фиг. 3

(б) Ултразвуков апарат

Експериментите се извършиха с универсален цифров ултразвуков дефектоскоп USM 35XS на фирма “Krautkramer” при честотни диапазони – 0,8 – 8 MHz и 2 – 20MHz, високо демпфиране и режим на изображение –RF;

(в) Ултразвукови осезатели

За формирането на различни диаграми на насоченост се използваха три двойки осезатели с еднакъв диаметър от 6mm, работещи на различни честоти - 2,25, 5MHz и 10MHz. Призмите от полистирен, въвеждат ултразвуковите надлъжни вълни в образците под ъгъл – 63° - 65° през куплираща течност ZG на фирма “Krautkramer”.

(г) Програмен продукт ULTRA 7 TOFD

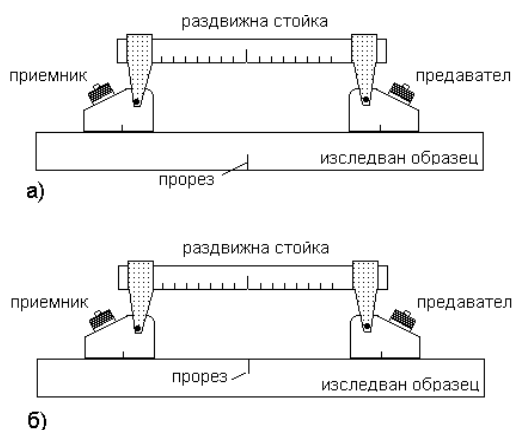
За оптимизиране на експеримента и анализиране на получените резултати бе използвана компютърната програма ULTRA 7 TOFD [6].

2.2. Експеримент

В експеримента се изследва зависимостта на получените резултати от разликите в материала на образците и възможността за приложение на TOFD метода за аустенитни

стомани при относително малки дебелини. За постигане на целта бе използван един и същ геометрично-вълнов модел при формирани различни диаграми на насоченост.

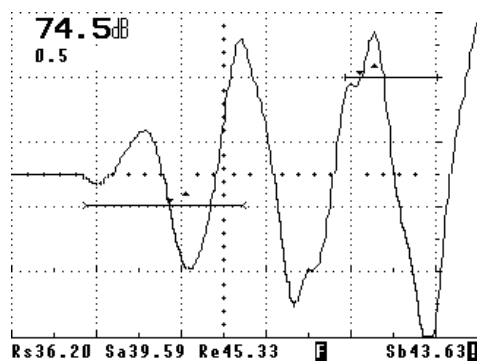
В опитната постановка двата осезателя са разположени върху повърхността на изследвания образец чрез раздвижна стойка, така че прорезът да се намира на разстояние $\frac{1}{2}$ между тях. Разстоянието между акустичните центрове на осезателите е 38mm и отговаря на теоретично изчисленото за съответния геометрично-вълнов модел [7], [8]. Последователно се извършиха експерименти с прорези, разположени откъм страната, противоположна на осезателите (дънна повърхнина) и с прорези, разположени от страната на осезателите (фиг. 4а и б). Следеше се зависимостта на получените еха от дълбочината на прореза, честотата на осезателите и материала на образца. Получените данни се запазяха от персонален компютър чрез програмния софтуер за комуникация “UltraDoc” за последваща обработка. На базата на получените резултати са направени изводи.



Фиг. 4

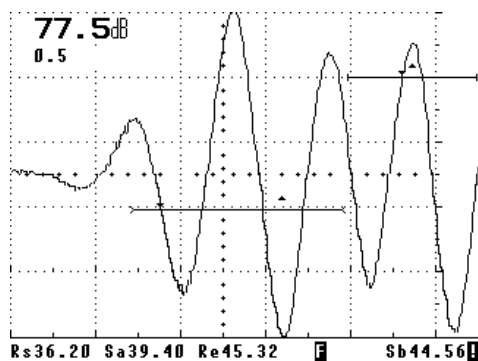
2.2. Резултати

Установи се, че резултатите получени при двойката осезатели с честота 2,25MHz и образец от стомана 09Г2С не удовлетворяват целите на експеримента и не могат да послужат за решаване на конкретната задача (фиг.5). Получената картина от еха не се различава от същата при образец без прорези. Налице е припокриване на сигналите от Lat и LL-вълните и неприменимост на метода при образци от същия материал с дебелина на стената от 10mm.

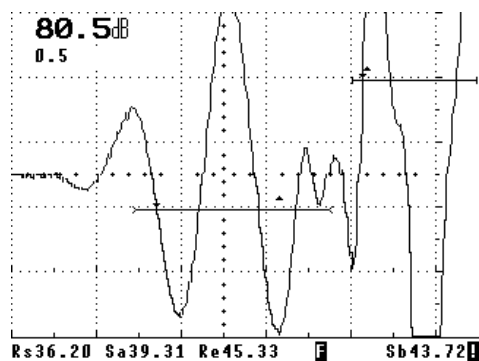


Фиг. 5

Различна е картината, получена в хода на експеримента при образец от стомана X18H10T и честота 2,25MHz (фиг.6.) Наличието на прорез променя качествено изобразените по скалата X на дефектоскопа сигнали. Допълнително се установи, че когато прореза е разположен откъм страната на осезателите (фиг.7), се създава възможност за по-точно измерване на времената по скалата, независимо от очакваното влияние на мъртвите зони описани в [7].

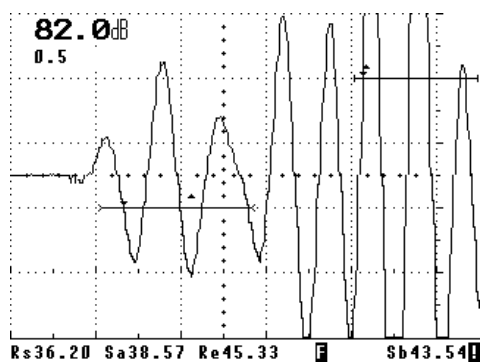


Фиг.6

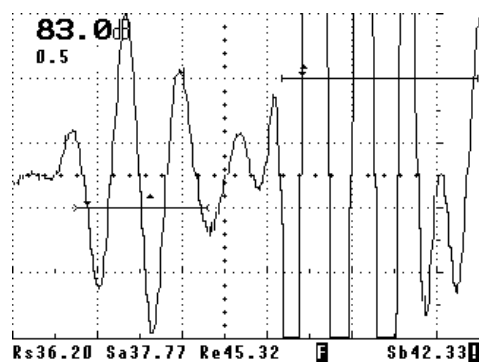


Фиг. 7

Изображението, получено при образец от стомана X18H10T без прорез при осезатели с честота 5MHz е показано на фиг. 8. Наличието на прорез, разположен откъм страната на осезателите е ясно различимо на фиг. 9.



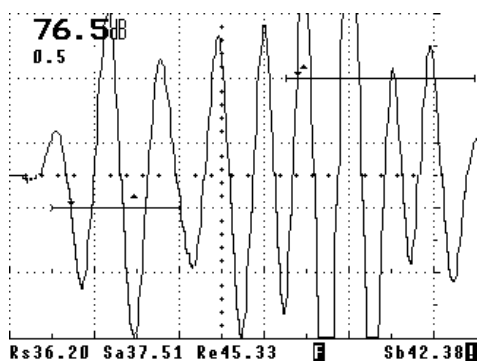
Фиг.8



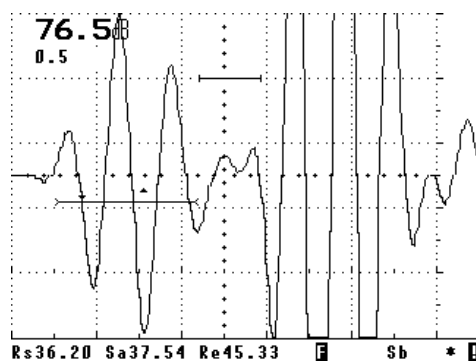
Фиг.9

В хода на експеримента се установи изместване на сигналите към по-малки временни стойности при образца от стомана 09Г2С (фиг.10 и 11) поради разликата в ултразвуковите скорости. Независимо от това интервалите между отделните еха върху скалата на дефектоскопа създават достатъчно добри условия за измерване. На фиг. 11 са показани сигналите, получени при прорез, разположен откъм страната на осезателите.

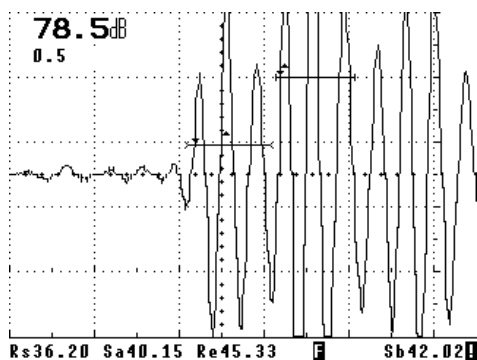
В експеримента се установи, че при осезатели с честота 10MHz разликата в материалите от които са изработени образците, оказва влияние върху получените резултати (фиг.12-15). Съществено се различават показаните на фиг.12 и фиг.14 еха, независимо че са формирани при един и същ геометрично-вълнов модел и дълбочина на прореза. Значително е и изместването им по скалата X при образца от стомана 09Г2С с прорез разположен откъм дънната повърхност (фиг.14). Същевременно се отчита факта, че интервала между сигналите създава по-добра възможност за отчитане на резултатите за същия образец (фиг.14 и 15). При експеримента върху образца от стомана X18H10T се забелязва тенденция към припокриване на сигналите и влошена разрешителна способност, изразена най-вече при прорез разположен откъм дънната повърхнина (фиг.12).



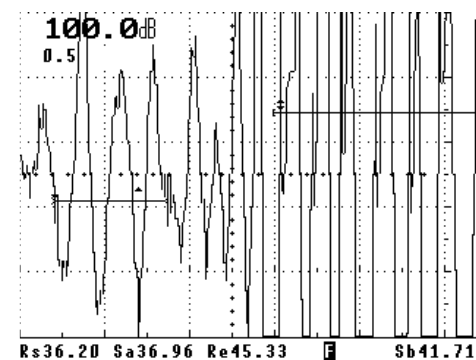
Фиг. 10



Фиг.11



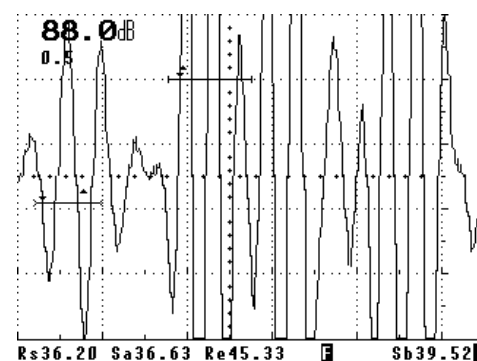
Фиг.12



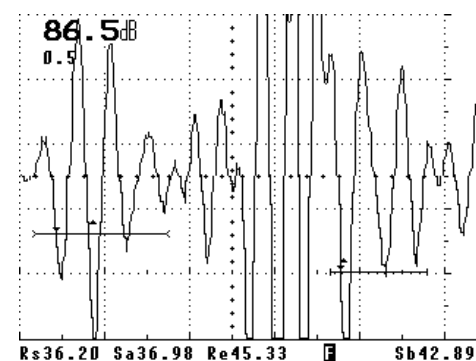
Фиг. 13

Потвърждава се и хипотезата, че по-високата честота води до затихване на получените сигнали, което е по-голямо при образца от аустенитна стомана. Независимо от това резултатите получени и при двата образца са еднозначни и могат да послужат като база за сравнение при изследване на обекти и заварени шевове с дебелини и материали близки до тези на образците.

В заключение може да се приеме, че получените в експеримента резултати дават допълнителна информация относно приложението на TOFD метода при тънкостенни обекти от аустенитна стомана.



Фиг. 14



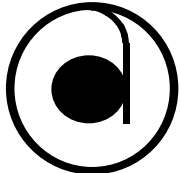
Фиг. 15

3. ИЗВОДИ

На базата на извършените експерименти и получените резултати могат да се направят следните изводи:

1. TOFD е приложим при обекти от аустенитни стомани с дебелина на стената от 10mm за откриване на вертикално-ориентирани пукнатини или подрези;
2. За изследване на обекти от аустенитни стомани с дебелина 10mm е препоръчително да бъдат използвани осезатели за надлъжни вълни с диаметър 6 mm, ъгъл 60-70° и честоти 2,25 и 5MHz;
3. Резултатите получени при осезатели с честота 2,25MHz за обекти от аустенитна стомана и дебелина 10mm могат да бъдат тълкувани еднозначно независимо от ограниченията наложени от мъртвите зони.
4. Повишената на 10MHz честота на осезателите при обекти от аустенитна стомана, измества получените сигнали по скалата X на дефектоскопа като влошава разделителната способност;
5. За качествена оценка на обекти от аустенитна стомана и дебелина 10mm чрез TOFD метода, могат да се използват изображенията получени в експеримента.

1. Р. К. Касъров, Приложение на дифракционни вълни в ултразвуковия безразрушителен контрол на реактори в нефтохимическата промишленост, сп. Акустика, год.6, бр.6, 2004 г.,София;
2. А. Х. Вopilкин. Дифракционните вълни и тяхното приложение в ултразвуковия безразрушаващ контрол. Дефектоскопия, 1985, No.1, 2;
3. М. В. Григорьев, В. В. Гребенников, А. К. Гурвич, С. В. Семерханов. Ултразвуков метод за определяне на размерите на пукнатини. Дефектоскопия, 1979, No.6.
4. ASME CODE Case 2235-9 Use of Ultrasonic Examination in Lieu of Radiography, Section I; Section VIII, Divisions 1 and 2; and Section XII
5. EN 583-6 (European standard), TOFD as a method for defect detection and sizing - January 1997.
6. Р. К. Касъров, Софтуер за предварителна подготовка и оценка на резултатите от приложение на TOFD метода. сп. Акустика, год.9, бр.9, 2007 г.,София;
7. Р. К. Касъров, Геометрично-вълнов модел на TOFD метода. Акустика - Варна 2005г;
8. Shyamal Mondal, Dr. T. Sattar, An overview TOFD method and its Mathematical Model, NDTnet, April 2000, Vol. 5, No. 4.

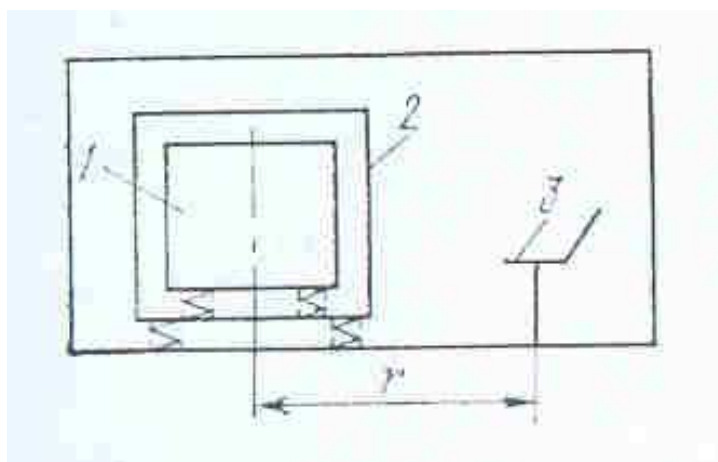
	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

АКУСТИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА МАТЕРИАЛИ НА ОСНОВАТА НА МИНЕРАЛНА ВАТА

Ал. Алексиев,
Институт по механика-БАН

Съвременното промишлено производство се характеризира с непрекъснато увеличение на производителността, мощността и скоростните параметри на машините съпроводено с увеличаване на скоростните им параметри, което се съпровожда със значително увеличаване на шума в обкръжаващата човека среда. Заради това, борбата с шума се явява важно условие за осигуряване на нормални условия на труд и живот. Един от начините за намаляване нивата на шумовото въздействие е шумоизолацията. Всички прилагани видове на промишлена звукоизолация могат да бъдат сведени на практика до три метода на звукоизолация, на всеки от който съответства зависимост за пресмятане на необходимата звукоизолация.

Към първия метод се отнася звукоизолацията на самия източник на шум, т.е. създаването на звукоизолираща обвивка около машината (кожух). Методът е представен на фиг. 1 при затворена звукоизолираща обвивка и въздушен слой между кожуха и машината.



Фиг. 1. Метод на понижаване на шума чрез звукоизолация на машината.
1-източник на шум, 2-защитен кожух, 3-работно място

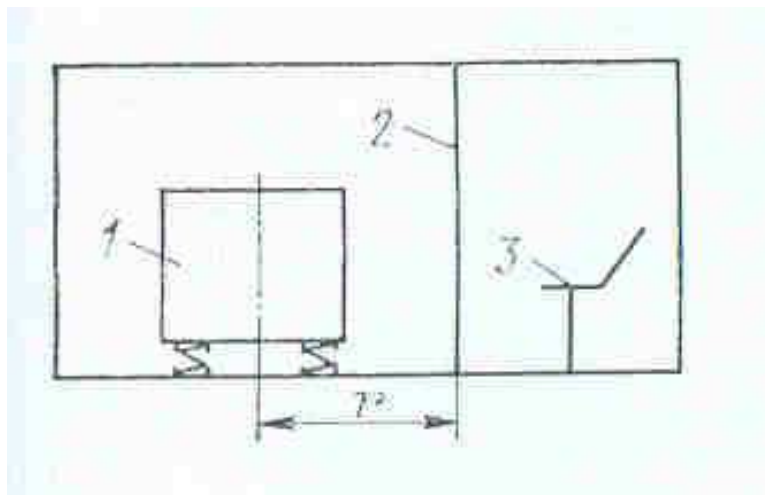
Необходимото ниво на звукоизолация $R_{тр.об}$ с вероятност 0.9973 се определя от зависимостта [1]

$$(1) R_{тр.об} \geq L_{PM} + 10 \lg \left(\bar{\chi} + \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) + 10 \lg (1/S_p + 4/Q_{II}) + 10 - L_H,$$

където L_H е допустимо звуково налягане за човека в зададена точка, L_{PM} е шумовата характеристика на машината, α - среден коефициент на звукоизолиране от стените на кожуха

от страна на машината, $\bar{\chi}$ - поправка, свързана с наличието на близка зона в пространството между машината и кожуха S_p – лицето на повърхността със сферична форма която преминава през зададена точка на разстояние r от центъра на машината, Q_{Π} – константа на помещението. Стойността на $Q_{об}$ се пресмята по зависимостта $Q_{об} = \frac{\alpha S_{\Pi}}{1-\alpha}$, където S_{Π} е сумата от площите на кожуха от страна на машината и от външната повърхност на самата машина.

Към втория метод на звукоизолация се отнася звукоизолацията чрез защитна стена (преграда, екран), която разделя помещението в което се намира източника на шум от помещението в което се нормира шума. Схема на този метод е представена на фиг. 2.



Фиг. 2. Метод на понижаване на шума чрез звукоизолираща на преграда.

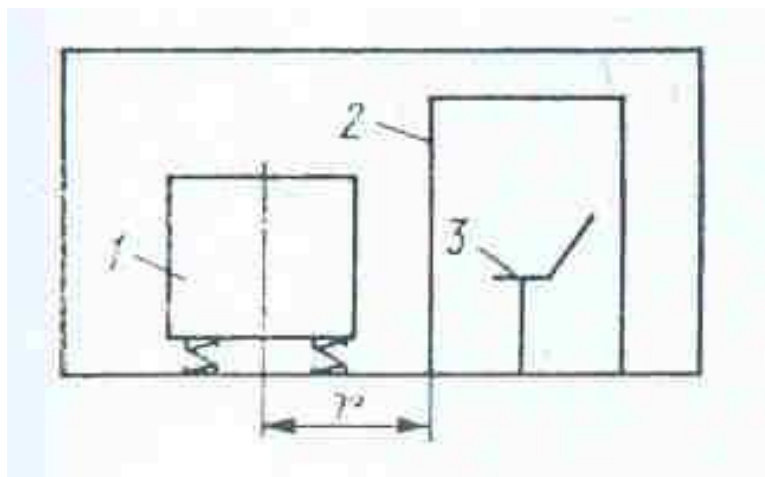
1-източник на шум, 2-звукоизолираща преграда, 3-работно място

Необходимото ниво на звукоизолация $R_{тр.ст}$ с вероятност 0.9973 се представя с израза [1]

$$(2) R_{тр.ст} \geq L_{PM} + 10 \lg \left[(1 / 2\pi r^2 + 1 / Q_{1\Pi}) (4S_{СТ} / Q_{2\Pi}) \right] + 10 - L_H,$$

където $Q_{1\Pi}$ и $Q_{2\Pi}$ са съответно константите на помещението където е разположен източника на шум и помещението в което се нормира шума, $S_{СТ}$ – площ на звукоизолиращата преграда.

Към третия метод на звукоизолация се отнася звукоизолацията чрез създаване на звукоизолираща обвивка около човека, около работното място, работната зона, около местата за преговори и отдих. Това са различни кабинни и постове за управление, телефонни кабинни, стаи за отдих в промишлените предприятия и др. Това е най-рационалния метод за намаляване на въздействието на шума върху човека в случаите на големи по размери машини и/или когато звукоизолираното място за човека не е голямо по размери. На фиг. 3 е представен метода, в случая когато източника на шум се намира срещу предната стена на звукоизолиращата кабина.



Фиг. 3. Метод на понижаване на шума чрез звукоизолираща на преграда.

1-източник на шум, 2-звукоизолираща кабина, 3-работно място

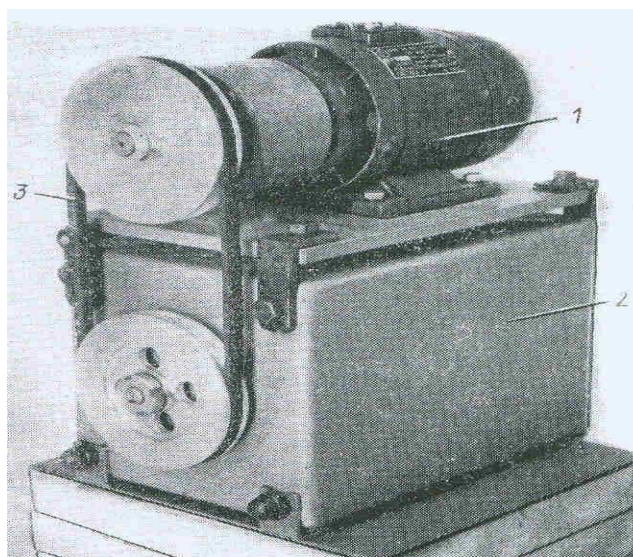
Необходимото ниво на звукоизолация $R_{тр.ст}$ с вероятност 0.9973 се представя с изрази [1]

$$(3) R_{тр.об} \geq L_{PM} + 10 \lg(4(1 - \alpha_K) / Q_{II} \alpha_K) + 10 - L_H,$$

където α_K е средния коефициент на звукопоглъщане на облицовката на кабината отвътре, Q_{II} – константа на помещението, в което се намира източника на шум.

За оценка на предлаганите методи се решава звукоизолацията по предлаганите методи на източник на шумово въздействие, представляващ механичен генератор на шум. Звукоизолацията е реализирана при следните изходни параметри:

- габаритни размери на генератора – 1000 x 1000 x 700 mm
- монтаж – върху вибропоглъщащо покритие
- разстояние от центъра на генератора до работното място (звукоизолиращата кабина, звукоизолиращата стена) – 10 m
- размери на помещението, в което е монтиран генератора – 20 x 20 x 5 m
- място на монтаж – в средата на пода
- външния вид на генератора е показан на фиг. 4



Фиг. 4. Механически генератор на шум

- норма за шумово натоварване L_n на оператора в производствени помещения – съгл. табл.1 [2]

Таблица 1

f, Hz	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
L_n , dB	99	92	86	83	80	78	76	74

- ниво на звуково налягане на механичния генератор на шум – съгл. табл.2

Таблица 2

f, Hz	100	125	250	800	1000	2000	4000	5000
L_{PM} , dB	82	90	100	107	110	112	115	118

- използвани са звукоизолационни материали от минерална вата от производствената листа на “ХП”-Ямбол, като в табл. 3 са представени данни за коефициента на звукоизолация α в зависимост от честотата и дебелината на изделията [3]

Таблица 3

Материал	α , %								Дебелина, mm
	100	125	250	800	1000	2000	4000	5000	
ToplanPLN	31	40	80	90	92	95	97	99	100
ToplanPLS	10	12	22	70	76	84	84	85	30
ToplanPLCU	32	40	68	76	78	86	95	95	80
ToplanPLCG	12	14	27	81	84	88	93	93	60

При тези начални условия е пресметната необходимата звукоизолация $R_{тр.}$ при използване на изолационен кожух с размери 3x3x3 m. Резултатите от изчисленията са представени на табл. 4.

Таблица 4

Материал	$R_{тр.об}$, dB							
	100	125	250	800	1000	2000	4000	5000
ToplanPLN	-22,8	-8,4	3,4	11,1	16,5	19,3	23,2	26,9
ToplanPLS	-21,8	-6,8	8,7	14,9	20,0	22,6	27,6	32,4
ToplanPLCU	-22,9	-8,4	5,1	14,0	19,7	22,2	24,3	29,3
ToplanPLCG	-21,9	-6,9	8,4	13,2	18,6	21,7	25,1	30,0

Получените стойности за необходимото ниво на звукоизолация $R_{тр.ст}$ при приложение на изолационна стена са представени на табл. 5. Приведените данни са за използване на преграда с размери 20x5 m.

Таблица 5

Материал	$R_{тр.ст}$, dB							
	100	125	250	800	1000	2000	4000	5000
ToplanPLN	-28,2	-15,6	-9,0	-2,8	2,1	3,9	6,6	6,7
ToplanPLS	-18,3	-4,9	5,9	3,6	8,1	9,7	14,7	19,4
ToplanPLCU	-28,5	-15,6	-5,9	21,1	7,6	9,0	8,9	13,9
ToplanPLCG	-20,5	-6,2	4,1	0,69	5,7	8,2	10,5	15,5

Получените стойности за необходимото ниво на звукоизолация $R_{тр.об}$ при използване на изолационна кабина са представени на табл. 6. Резултатите са получени за звукоизолационна кабина с размери 3x3x3 m.

Таблица 6

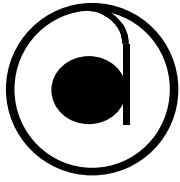
Материал	$R_{тр.об}$,dB							
	100	125	250	800	1000	2000	4000	5000
ToplanPLN	-26,1	-14,5	-14,1	-11,1	-7,2	-7,6	-7,2	-11,9
ToplanPLS	-13,9	-0,7	9,0	0,62	4,0	3,6	8,6	12,9
ToplanPLCU	-26,5	-14,5	-8,6	-2,0	3,0	2,1	-2,6	2,4
ToplanPLCG	-16,5	-2,2	6,6	-4,61	-0,4	0,7	0,5	5,5

Използвания еднакъв източник на механичен шум, помещение, изолационни материали, отстояния и избраните геометрични размери на звукоизолационните прегради при трите метода на изолация позволяват да се направи адекватно сравнение на ефективността и себестойността (що се отнася до количеството на използвания материал) на звукоизолацията.

- Най-добро ниво на звукоизолация при използване на аналогични материали се достига при шумоизолация с използване на звукоизолационна кабина.
- Най-добри звукоизолационни качества притежава материалът ToplanPLN при прилагане и на трите метода на звукоизолация.
- Най-ниска себестойност при зададените условия има звукоизолацията с използване на звукоизолационна кабина.

Работа е изпълнена по проект "Разработване на специални термо и звукоизолационни изделия и технология за производството им"

1. Боголепов И. И., Промышленная звукоизоляция. Теория исследования, проектирование, изготовление, контроль, Ленинград, Судостроение, 1986
2. Иванова И., Защита от шум в строителството, София, Календар, 2008
3. Toplan, Производствена листа, 2007

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИФРАКЦИОННО-ВРЕМЕННОГО МЕТОДА УЛЬТРАЗВУКОВОГО КОНТРОЛЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ТРЕЩИНОПОДОБНЫХ ДЕФЕКТОВ МЕТАЛЛА

Е.Давыдов, А.Шекеро,

Институт электросварки им.Е.О.Патона НАН Украины, Киев

М.Миховски, Ал.Алексиев

Институт механики Болгарской академии наук, София

Рассмотрены результаты экспериментальных исследований по определению оптимальных схем измерения размеров трещиноподобных несплошностей в цилиндрических изделиях дифракционно-временным методом. Произведено сравнение дифракционных характеристик модели трещиноподобного дефекта в виде гладкого разреза и усталостной трещины для изучения возможности использования искусственных отражателей для настройки параметров дифракционно-временного метода.

Введение

Проблема определения геометрических размеров несплошностей в сварных соединениях металлических конструкций методами неразрушающего контроля (НК) имеет первостепенное значение для анализа этих несплошностей и определения степени их опасности. Наиболее опасными видами дефектов сварных соединений являются плоскостные (трещины, непровары, несплавления), наличие которых существенным образом уменьшает эксплуатационный ресурс конструкций. Трещины в сварных швах могут возникать и развиваться как в процессе производства или монтажа конструкции при нарушении технологии сварки, так и в процессе эксплуатации в условиях переменных нагрузок. Непровары и несплавления возникают при нарушении технологии сварки непосредственно на этапе производства сварных конструкций.

Традиционные методы НК не позволяют производить точную оценку размеров трещиноподобных несплошностей. Поэтому, невозможно выполнять количественную оценку опасности выявленных дефектов, используя расчетные методы механики разрушения. Обычно, проводимый анализ опасности несплошности и прогноз относительно дальнейшей эксплуатации оборудования (без проведения ремонта), в сущности, носит только качественный характер. Для сложных и ответственных сварных конструкций, ремонт которых невозможен (только полная замена) или связан с большими сложностями, такой подход приводит к неоправданным затратам на ремонт или к непрогнозируемому разрушению – аварии. Поэтому для безаварийной эксплуатации ответственных сварных конструкций необходим количественный анализ опасности выявленных несплошностей. Решение этой задачи возможно только при условии получения точных геометрических размеров этих несплошностей.

Таким образом, становится очевидной необходимость применения новых технологий и аппаратуры ультразвукового контроля способных решать задачи прогноза остаточного ресурса конструкций, находящихся в эксплуатации.

Одной из таких технологий является дифракционно-временной метод ультразвукового контроля, более известный среди специалистов как метод TOFD (Time-of-Flight Diffraction). Используемые в этом методе дифрагированные на кромках несплошности волны, а точнее время прихода этих волн, позволяют определить координаты этих кромок, а, следовательно, и размеры этой несплошности.

Основные принципы дифракционно-временного метода, основные особенности аппаратуры для его осуществления, используемые стандарты и регламенты, а также примеры практического применения были рассмотрены в работе [1].

Целью экспериментальных исследований, описываемых в данной статье, являлось определение основных динамических зависимостей волн дифракции для определения оптимальных схем измерения размеров трещиноподобных несплошностей в цилиндрических изделиях дифракционно-временным методом, а также изучение возможности использования искусственных отражателей для настройки параметров контроля.

Постановка задачи

Экспериментальное определение зависимости амплитуды дифрагированной волны от угла падения и наблюдения было выполнено на специально подготовленных образцах двух типов. В образцах первого типа трещиноподобный дефект имитировался выполненной электроискровым методом прорезью – гладким разрезом правильной формы шириной 0,15 мм (рис.1). Поскольку дифракция на реальной трещине, очевидно, может отличаться от дифракции на гладком разрезе, то для оценки степени различия были изготовлены образцы второго типа с искусственно вызванной естественной трещиной. Трещина высотой 4-5 мм была выращена путем многоциклового нагружения на специальной установке. После этого заготовка обрабатывалась механически (на токарном станке) так, чтобы вершина трещины находилась в центре круглого образца (рис. 2). Трещины, выполненные по такой технологии, практически, ничем не отличаются от естественно образованных усталостных трещин. Поскольку, по своей сути, также являются усталостными трещинами. Материал используемый для изготовления образцов – углеродистые и низколегированные стали (СтЗсп, 09Г2С). Шероховатость рабочей поверхности экспериментальных образцов была не хуже R_z 20 мкм.

Для обеспечения качества акустического контакта и точного позиционирования преобразователей было разработано специальное механическое устройство. Применение этого устройства позволило обеспечить высокую стабильность и воспроизводимость результатов измерений. Указанные свойства достигались за счет упругого поджима преобразователей, обеспечивающего отсутствие зазора между преобразователем и образцом. Устройство обеспечивало фиксацию преобразователя в любом положении с точностью $\pm 0.5^\circ$. Экспериментальная зависимость амплитуды от углов падения и наблюдения определялась по схеме, показанной на рис.3.

Амплитуда сигнала, принимаемого ПЭП 2 $A_2(\alpha, \beta)$ (рис.3) измерялась непосредственно осциллографом (применение осциллографа было обусловлено более высокой чем у дефектоскопа чувствительностью), после чего вычислялось относительное значение амплитуды значение по формуле:

$$A_{\text{ДПР}} = 20Lg(A_2(\alpha, \beta) / A'_2),$$

где: $A'_2 = A_2(\alpha = 90, \beta = 90)$ амплитуда сигнала ПЭП 2 в образце без трещины (рис. 4).

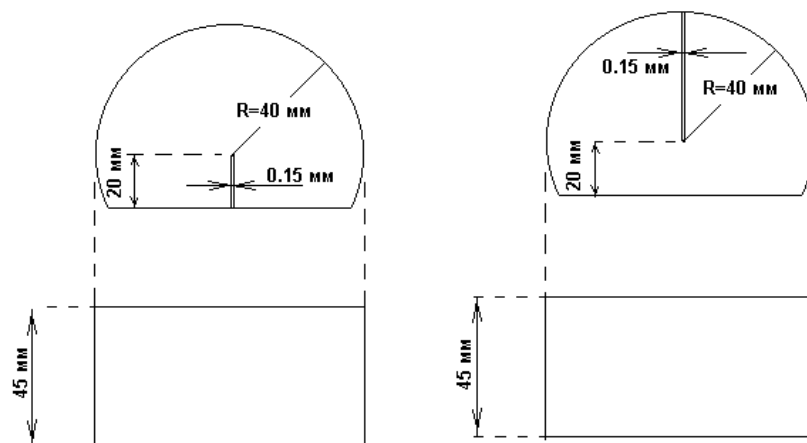


Рис. 1. Экспериментальные образцы первого типа с внутренней и наружной прорезью

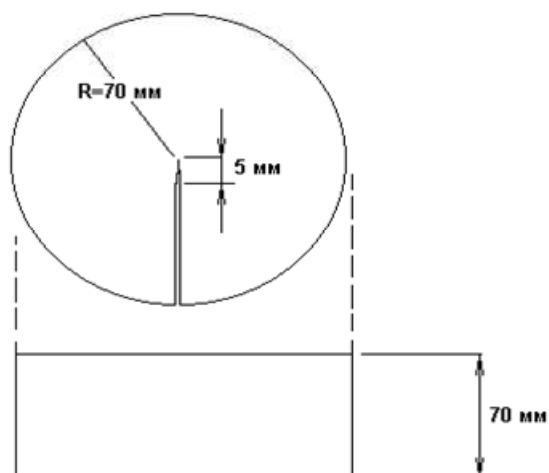


Рис. 2. Экспериментальный образец второго типа с усталостной трещиной

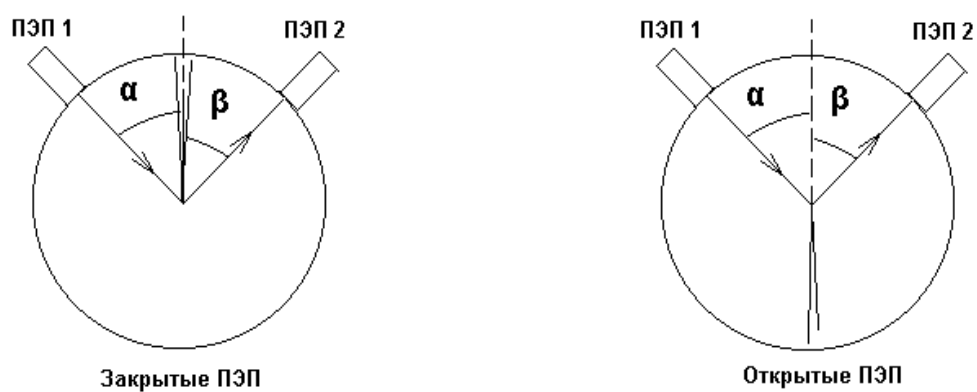


Рис. 3. Схема определения амплитуды дифрагированной волны

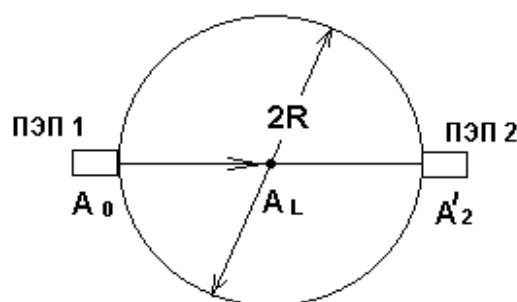


Рис. 4. Схема измерения амплитуды прошедшей через образец волны A'_2

Результаты экспериментальных исследований для «закрытых» преобразователей

На рис.5-10 представлены экспериментальные результаты измерений амплитуд волн дифракции $A_{ДПР}(\alpha, \beta)$ для «закрытых» преобразователей (т.е. преобразователей закрытых разрезом или трещиной), для образцов с разрезом и трещиной. Каждое значение амплитуды дифрагированной волны $A_{ДПР}(\alpha, \beta)$, представленное на рисунках, является усреднённым значением трёх независимых измерений:

$$A_{ДПР}(\alpha, \beta) = (A_{ДПР1}(\alpha, \beta) + A_{ДПР2}(\alpha, \beta) + A_{ДПР3}(\alpha, \beta)) / 3,$$

где: $A_{ДПРН}(\alpha, \beta)$ - значение амплитуды дифрагированной волны при N -ом измерении.

При этом отметим стабильность результатов $A_{ДПРН}(\alpha, \beta)$, которые не отличались друг от друга более чем на ± 2 дБ. Отклонение $\Delta A_{ДПР}(\alpha, \beta) = |A_{ДПРН}(\alpha, \beta) - A_{ДПР}(\alpha, \beta)|$ не превышало величины 1,5 дБ.

Экспериментальная зависимость амплитуды дифрагированной волны
(ПЭП типа П111-2,5-K12-002)

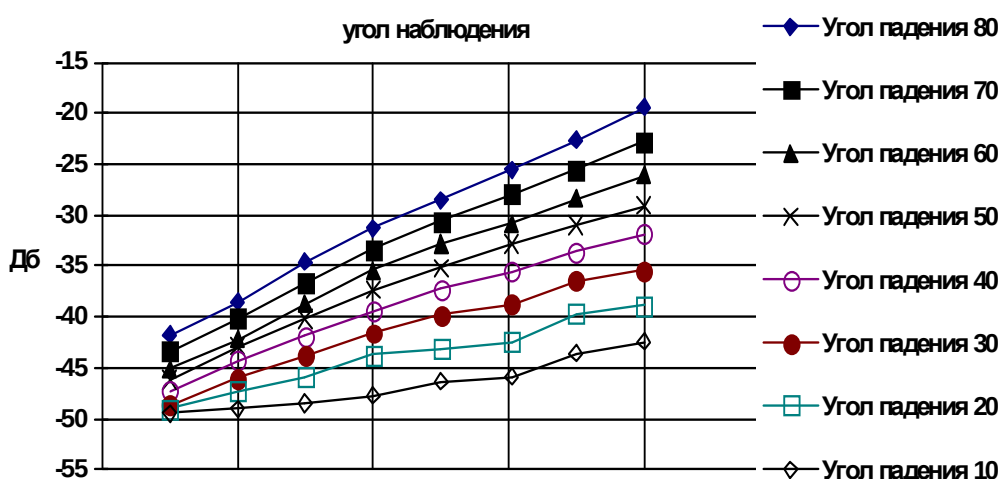


Рис. 5. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{ДПР}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов первого типа и ПЭП П111-2,5-K12-002

Исходя из представленных экспериментальных данных, можно отметить, что зависимости амплитуд ультразвуковых сигналов волн дифракции от гладкого разреза и

усталостной трещины совпадают друг с другом с точностью не хуже чем ≈ 2 дБ. Нестабильность результатов для одной и той же точки измерения (α, β) составляет такую же величину ≈ 2 дБ.

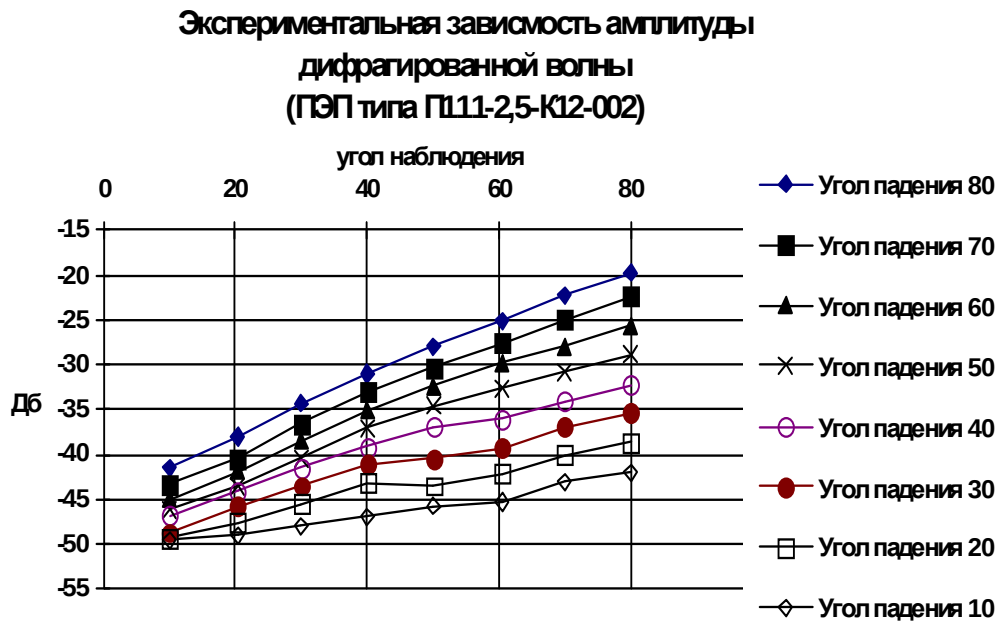


Рис. 6. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{\text{дпр}}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов второго типа и ПЭП П111-2,5-K12-002

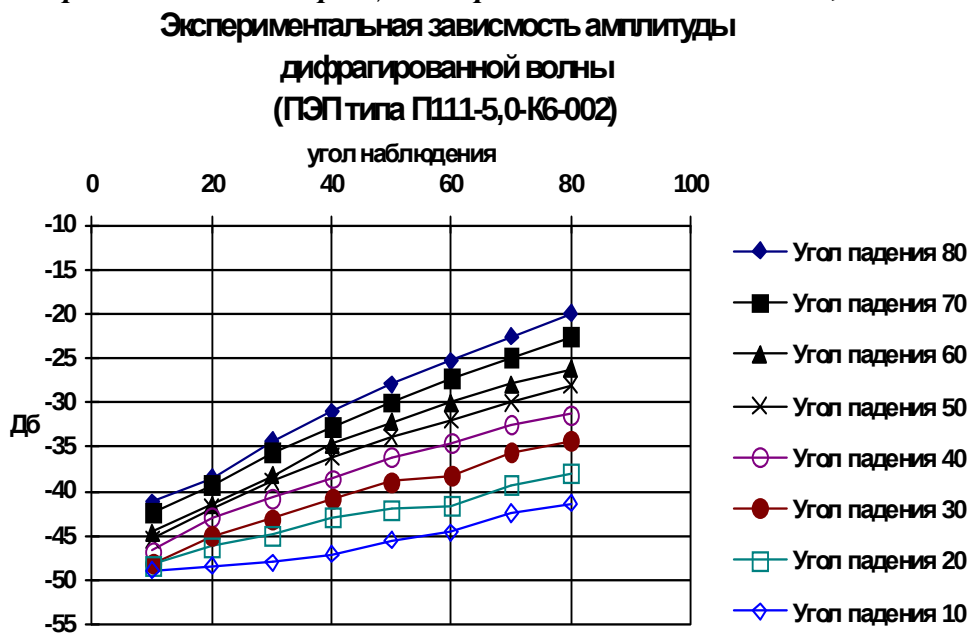


Рис. 7. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{\text{дпр}}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов первого типа и ПЭП П111-5,0-K6-002

Экспериментальная зависимость амплитуды
дифрагированной волны (ПЭП типа П111-5,0-К6-002)

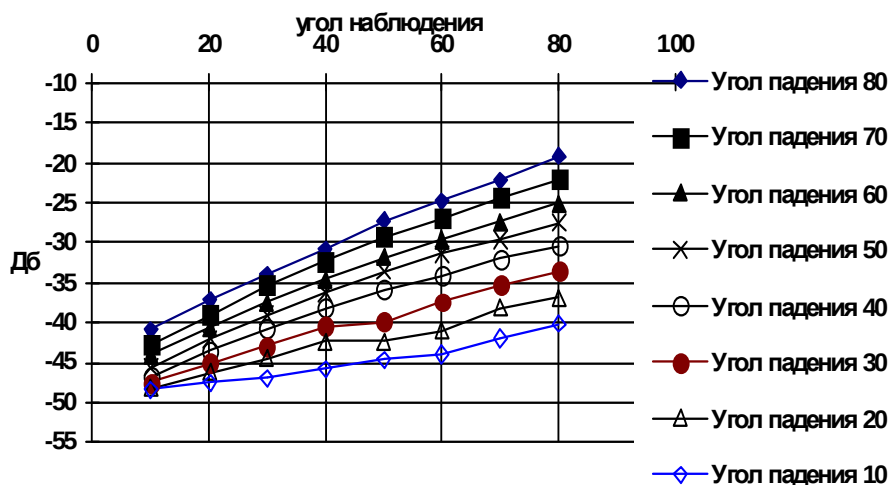


Рис. 8. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{\text{ДПР}}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов второго типа и ПЭП П111-5,0-К6-002

Экспериментальная зависимость амплитуды
дифрагированной волны (ПЭП фирмы "Sonomatic", 5 МГц)

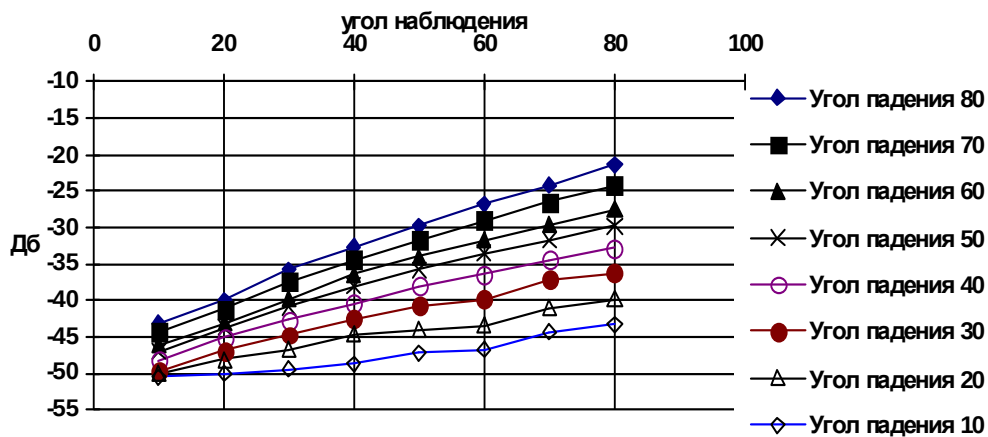


Рис. 9. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{\text{ДПР}}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов первого типа и ПЭП фирмы "Sonomatic", 5 МГц, диаметр пьезопластины - 12 мм

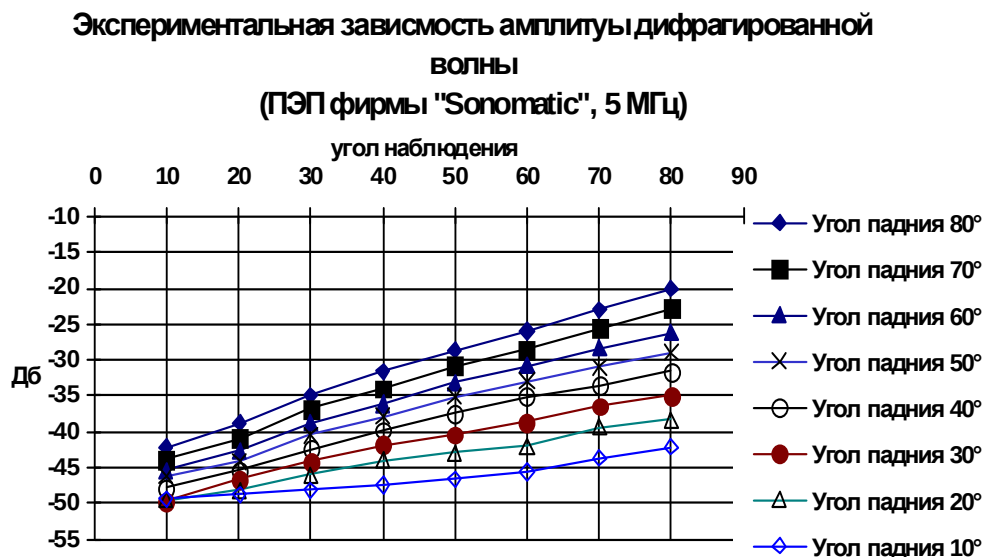


Рис. 10. Графическое представление экспериментальных результатов $A_{\text{ДПР}}(\alpha, \beta)$ для экспериментальных образцов второго типа и ПЭП фирмы "Sonomatic", 5 МГц, диаметр пьезопластины - 12 мм

На рис.11-12 усредненные экспериментальные данные, полученные по результатам исследований (частота преобразователей 5 МГц) сравниваются с результатами точного решения дифракционной задачи [2].

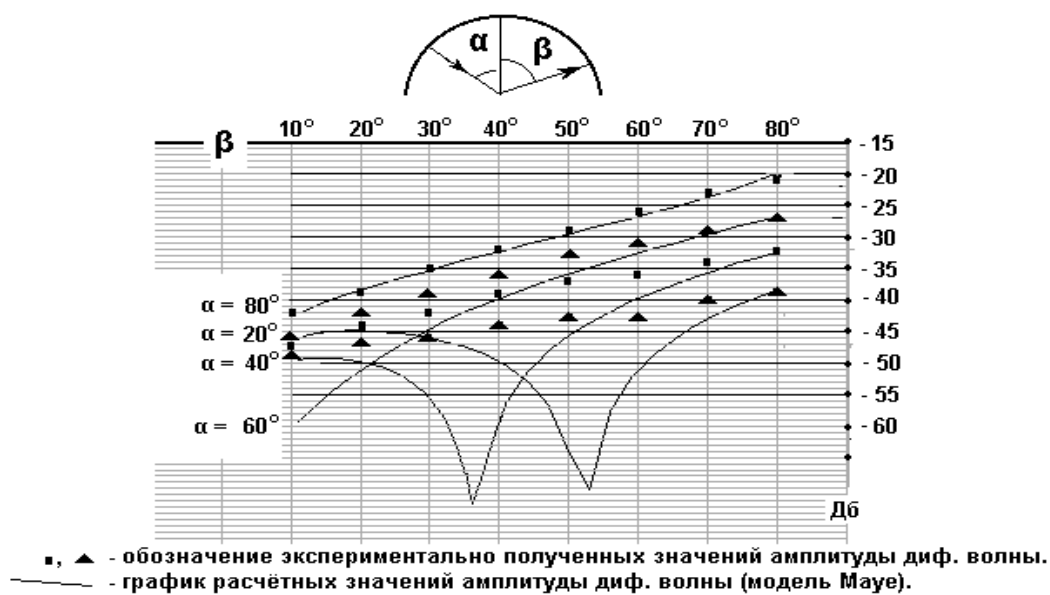


Рис. 11. Сравнение усреднённых экспериментальных измерений $A_{\text{ДПР}}(\alpha, \beta)$ с расчётными значениями. Частота ультразвуковых колебаний 5 МГц

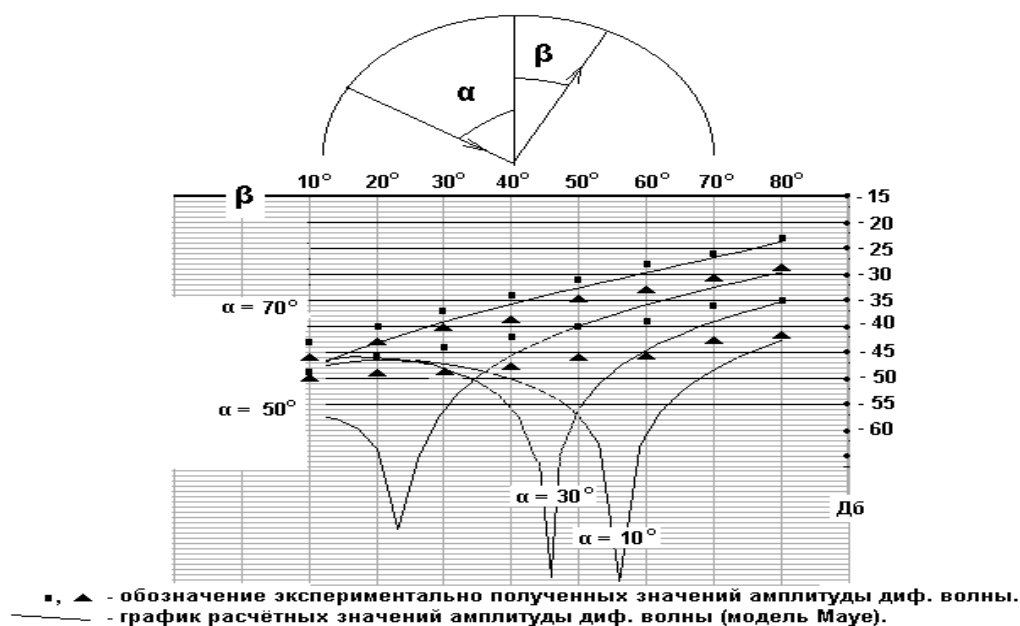


Рис. 12. Сравнение усреднённых экспериментальных измерений $A_{\text{дифр}}(\alpha, \beta)$ с расчётными значениями. Частота ультразвуковых колебаний 5 МГц

Экспериментальные зависимости, в целом, достаточно хорошо соответствуют расчетным. Некоторое несовпадение результатов является следствием отличия реальных условий проведения эксперимента от идеальной модели, используемой в расчетах. Наиболее существенные различия заключаются в том, что преобразователь имеет интегрирующие свойства из-за протяженных размеров, падающая на разрез волна отличается от плоской, действительный разрез (трещина) отличается от модельного разреза, который не имеет протяженности по ширине. Учет указанных особенностей аналитическими методами крайне сложен. Поэтому можно использовать экспериментальные зависимости, например, в табулированном виде или в виде аппроксимации многочленами. С другой стороны, стремление к получению точных амплитудных значений, в схемах измерения размеров трещиноподобных несплошностей не является принципиальным, так как в основе измерений находятся временные характеристики. Поэтому в большинстве случаев для выбора и реализации схемных решений достаточно качественного понимания амплитудных зависимостей волн дифракции.

Результаты экспериментальных исследований для «открытых» преобразователей

Измерение амплитуды дифрагированной ультразвуковой волны по схеме на рис.3, для «открытых» преобразователей, оказалось, достаточно сложно выполнить. Дело в том, что принимаемый сигнал состоит из суперпозиции сигнала ультразвуковой волны дифрагированной на трещине (разреze) и сигнала волны излучённой непосредственно преобразователем. Схематическая иллюстрация этого представлена на рис.13. Поэтому, получить полную точную зависимость не представляется возможным. Однако можно вычислить значение амплитуд волн дифракции $A(\alpha, \beta)$, в этом случае, оценочно. Предположим, что сигнал, преобразованный приемным преобразователем, состоит из двух составляющих $A_B + A_D$, где первая составляющая – следствие боковых лепестков излучающего преобразователя, а вторая – собственно дифракционный сигнал. Если те же измерения провести на образце не содержащем разреза или трещины, то можно получить

только значение A_B . Разность значений сигналов полученных для одной и той же точки (α, β) дает искомое значение величины A_D .

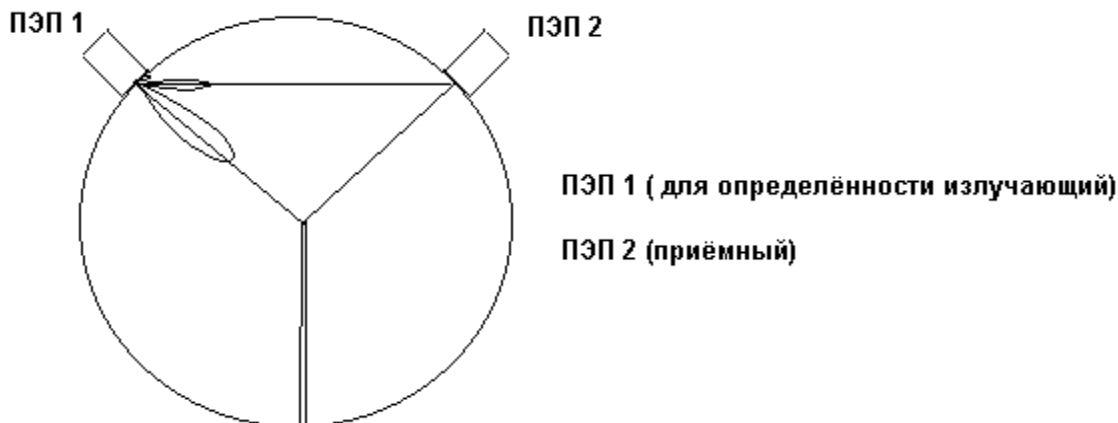


Рис. 13. Схема возникновения суперпозиции ультразвуковых волн

К сожалению, практическая реализация такой процедуры существенно осложнена волновым характером составляющих сигнала, которые имеют, к тому же, различные фазы. Поэтому указанную процедуру можно выполнять только в точках, где фазы сигналов A_D и A_B становятся кратными, т.е. наблюдается максимум сигнала. Используя указанный механизм определения значений волн дифракции, была получена зависимость амплитуды волны дифракции $A(\alpha, \beta)$ для открытых преобразователей (рис.14).

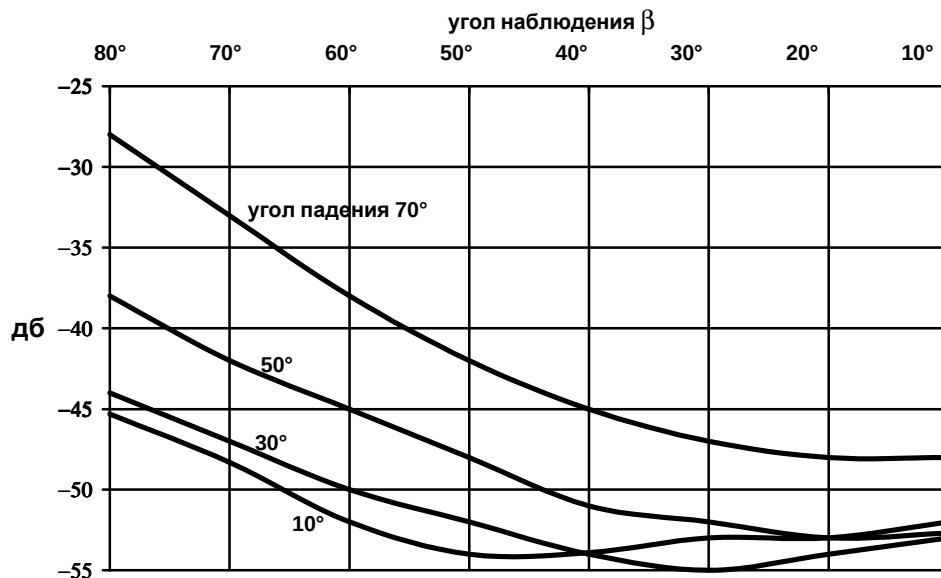


Рис. 14. Обобщённая характеристика дифракции ультразвуковых волн для открытых ПЭП (5 МГц)

Для сравнения, на рис.15 приведены расчётные характеристики амплитуды дифрагированной волны для открытых преобразователей, выполненные по приложению С.

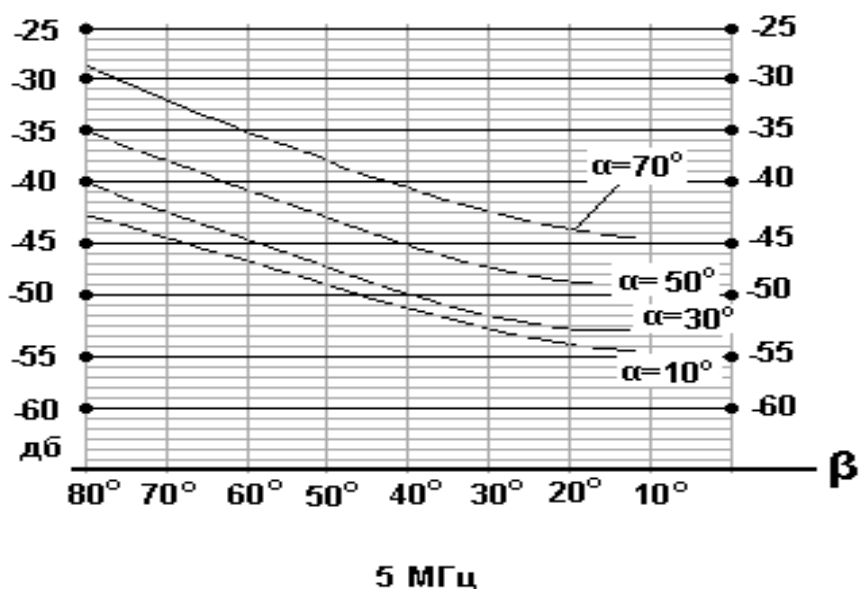


Рис. 15. Расчётные значения амплитуды дифрагированной волны для открытых преобразователей

Несмотря на то, что часть точек экспериментальной зависимости (рис.14) получена косвенно, тем не менее, наблюдается хорошее совпадение с расчетными результатами.

Выводы

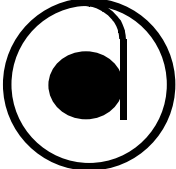
1. Полученные экспериментальные зависимости амплитуды дифрагированной волны от угла падения и наблюдения для естественной усталостной трещины и плоского разреза, моделирующего такую трещину могут стать основой для оптимизации практических схем обнаружения и измерения размеров трещиноподобных несплошностей.

2. Анализ полученных экспериментальных зависимостей позволяет сделать вывод об удовлетворительной сходимости амплитудных характеристик дифракционных сигналов, полученных от плоского разреза, моделирующего трещину с расчетными значениями, что подтвердило возможность использования расчетного аппарата при выборе параметров ультразвукового тракта дифракционно-временного метода.

3. Экспериментально установлено, что в случае невозможности, вследствие геометрических особенностей контролируемого изделия, использовать традиционную симметричную схему размещения преобразователей, она может быть заменена не менее эффективной несимметричной схемой. При этом принципиальным является, чтобы сумма углов падения и наблюдения была максимально возможной с учетом затухания в материале изделия.

4. Близкие амплитудные значения дифрагированных сигналов, полученные на образцах первого и второго типа, позволяют сделать заключение о возможности использования испытательных образцов с плоским разрезом вместо образцов с технологически трудно изготавливаемыми и воспроизводимыми естественными трещинами для настройки параметров дифракционно временного метода для обнаружения и измерения размеров дефектов плоскостного типа в цилиндрических изделиях.

1. В.Троицкий, А.Шекеро, Е.Давыдов, М.Миховски, А.Алексиев. Технология оценки размеров несплошностей в сварных соединениях с применением дифрагированных волн // Научни Известия на ИТСМ, №3, 2007. XXII Национална конференция с международно участие “Дефектоскопия`2007”, Созопол, Conference Proceedings, 2007, с.24-31
2. Maue A.W. Die Beugung elastischer Wellen an der Halbebene // Zeitschrift fur angewandte Mathematik und Mechanik. - 1953. - Bd. 33. - Heft 1/2. - S. 1-10.
3. ENV 583-6:2000. “Non-destructive testing - Ultrasonic examination part 6: Time of Flight diffraction technique as a method for defect detection and sizing”.
4. BS 7706 “Guide to Calibration and setting-up of the Ultrasonic Time of Flight diffraction (TOFD) technique for defect detection, location and sizing of flaws”
5. CEN/TS 14751:2004 «Welding – Use of time of flight diffraction technique for examination of welds»
6. ASTM E 2373-2004 “Standard Practice for use of TOFD Technique”
7. Anmol S. Birring, Bharat K. Nidathavolu. Ultrasonic testing of welds by Time-of-flight diffraction: codes, guidelines and standards // Materials Evaluation/ – 2005. – V.63. – No.9. – P. 910-914.

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

МНОГОПАРАМЕТРИЧНО ДИАГНОЗИРАНЕ НА УНИВЕРСАЛЕН ТРАКТОР НЮ ХОЛАНД, ТД95Д

В. Флоров, Фирма „Терматест”

Въведение

В трактор четириколесен, с четирицилиндров, четиритактов, дизелов двигател, с мощност 100 к.с., със задно и предно предаване, с универсално земеделско предназначение, производство на фирма НЮ ХОЛАНД, модел ТД95Д, собственост на земеделска фирма в с. Сливо поле – Русенско след шестмесечна експлоатация, още в гаранционния срок се появил несвойствен шум в кабината на тракториста. Тази проява на машината е твърде необичайна, тъй – като по принцип трактора работи с много ниско ниво на шума, а кабината е така изолирана, че акустиката и може да се сравни с тази на операционна зала в болница.

Развилата се ситуация принудила собственика на фермата да се обърне към специализираното звено в Технически университет – Русе, обслужващ машините на фирмата – доставчик ВАНТО ТРЕЙД, които са в гаранционен срок за сервиз. Поради отсъствие на собствен опит по проблема специализираното звено се обърна към Мобилна лаборатория “Терматест” за техническа помощ.

Методика и измервателна апаратура

След внимателен и обстоен разговор със Сервизния Мениджър на ВАНТО ТРЕЙД се реши да се изпълни многопараметрично диагностиране на трактора като се изследва, освен “Шумящия” така също и втори трактор от същия модел ТД95Д, но “нешумящ”, използван в ролята на “работен еталон”. Изследването се извърши съгласно собствената фирмена методика включена в Наръчник по качеството на мобилна лаборатория “Терматест” и се състои от:

Вибрационно изпитване, съгласно БДС;

Ултразвуково изпитване, съгласно метод за изследване на контактна шумова емисия;

- Звуково изследване на акустиката на кабината, съгласно БДС.
Използваната апаратура е тествана в Национален център по метрология и включва следните измервателни уреди, чиято неопределеност е:
- за виброскорост, до 0.1 mm/sek, с виброметър VM 10, сер. № 900002;

- за шумова емисия, до ± 1 Hz, с уред GS 5800, сер. № 038851;
- за ниво на звука, до 0.5 dBA, с шумомер Sonometre 320, сер. № 010708249;

Данни от изследването

Изследването се извърши в следните режими: празен ход /в хангар/, придвижване на шосе, оране (на полето). Изследваните характеристики на терена, измерени и записани в реално време на магнитна лента са:

1. Контактна шумова емисия
 - 1.1. Високочестотна (ултразвукова): 10 – 100 kHz,
 - 1.2. Нискочестотна (чуваем звук): 2 – 8000 Hz,
2. Виброакустично излъчване (вибрации): 2 – 1000 Hz,

Записаните на магнитна лента сигнали с Диктофон ПАнасоник RQ-L 309 са обработени и анализирани по методика на лаборатория “Терматест” посредством компютърно моделиране в лабораторни условия и са получени стохастичните характеристики: честотен спектър, честотен кепстър, плътност на вероятност, автокорелация и фазов портрет на сигнала (атрактор). Данните от изследването и лабораторното моделиране са дадени в таблица 1 и на фиг. 1 – 14.

Констатации и обсъждане

На основата на данните от изследването и моделирането се състави морфоложка таблица 2 на възможния сценарий за специфичен шум.

Констатираните характеристики на специфичния шум са:

1. Ултразвуковите честотни съставни са пренебрежимо малки във всички режими на изследването, (фиг. 10 – 11).
2. Специфичният шум е с честота 10-12 Hz, или $600 - 700 \text{ min}^{-1}$, (фиг. 4).
3. Шумовият сигнал е с ефект на “усилване – намаляване” наречен “биене”, (фиг. 9).
4. При изключена предна предавка, “шумът” не изчезва, а се стабилизира в проявяването си.
5. При работа (оране) само на задна предавка трактора боксува и се проявява специфичния шум като честотата му е с две съставни: 12 Hz и 20 Hz, или 700 min^{-1} , (фиг. 7). Възможно е, (и това е по-вероятно), основната съставна да е $\approx 650 \text{ min}^{-1}$, и като втора да се яви нейната кратна $\approx 1300 \text{ min}^{-1}$.
6. На празен ход, (фиг. 1) и при придвижване, (фиг. 3) тези честоти съществуват (малко изместени в спектъра), но интензивността им е слаба и нивото на шума е ниско, поради което не се чуват.
7. “Шумът” с тази честота (10 – 12 Hz) съществува и при трактора “работен еталон”, и то дори на празен ход, но понеже тя е съпроводена от съседни съставни, (с които вероятно е в противофаза), общо интензивността се снижава и той не е така впечатляващ, (фиг. 13).

Заклучение

На основание на данните от изследването, моделирането и анализа се прави следното заключение:

1. Допуска се, че регистрираният е структурно – функционален шум, особеност на конструкцията на трактора.
2. Предполагам източник е скрита неравномерност, свързана със смазването (характеристики на масло, обмиване, стичане по смазваните двоица – елементи, смазочни добавки – присадки).
3. Препоръчително е периодично да се анализират проби масло от задната предавка и да следи изменението на техните характеристики.
4. Заклучението е, че няма чуждо тяло, скрит дефект или недопустима хлабина в някоя от предавателните двоици. Чуваемият шум е в допустимите граници. Функционирането на трактора не е смущаващо.

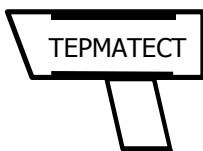
Таблица 1

Възел (система)	Двигател	Съединител	Предаване		Скорост на предавка	Смазване
Вероятна причина						
Хлабина	0*	0	0	1	0	0
Неравномерност	1	0	0	1	0	1
Претоварване	0	0	0	0	0	0
Загриване	0	0	0	1	0	1
Скрит дефект	0	0	0	0	0	0
Чуждо тяло	0	0	0	0	0	0
Проява във времето	1	1	0	1	1	1

* - отрича се причината, 1 – допуска се причината.

Таблица 2

Характеристики	Вибрации, V, mm/s			Шум, dB	
Трактор с рег. №	Празен ход	Придвижване	Оране	В кабината	При двигателя
Р: 2166	1.3 ÷ 1.2	2.4 ÷ 4.0 2.5 ÷ 4.5	2.4 ÷ 4.0 2.5 ÷ 4.5	78 - 79	79 - 80
Р: 2165	1.7 ÷ 1.8	-	-	77	79



ЛАБОРАТОРИЯ “ТЕРМАТЕСТ”

Лиценз за извършване на дейности в областта на електро и топлоенергетиката №19/26.4.1999 E-mail: termatest@yahoo.com

1280 гр.Нови Искър ул.Кременица №22, тел.9914054, факс 9556312

ПРОТОКОЛ

№ 100-028 / 23.12.2005 г.

1. **ВЪЗЛОЖИТЕЛ:** “Ванто Трейд Ауто” АД
2. **ДАННИ ЗА ОБЕКТА НА ИЗПИТВАНЕ:** Трактор четириколесен, с четирицилиндров, четиритактов, дизелов двигател. с мощност 100 к.с., със задно и предно предаване, с универсално земеделско предназначение.
Тип на трактора: NEW HOLLAND, модел TD 95D.
3. **ПЕРИОД И МЯСТО НА ИЗПИТВАНЕТО:** 06.12.2005 г. от 9:30 до 11:30 ч. Стопански двор на земеделска ферма в с. Сливо поле – Русенско.
4. **СПЕЦИФИКАЦИЯ НА ИЗПИТВАНЕТО:**
4.1 Вибрационно изпитване, съгласно БДС и собствена фирмена методика включена с Наръчника по качество на мобилна лаборатория “Терматест”.
5. **ОТКЛОНЕНИЯ ОТ СПЕЦИФИКАЦИЯТА И/ИЛИ ПРИЛОЖЕНИ НЕСТАНДАРТНИ МЕТОДИ НА ИЗПИТВАНЕ:**
5.1 Метод за изследване на контактна шумова емисия.
6. **НЕОПРЕДЕЛЕНОСТ НА ИЗМЕРВАНЕТО:**
 - за виброскорост, до 0,1 mm/s: VM10, сер. № 900002,
 - за акустична емисия, до ± 1 Hz: GS 5800, сер. № 038851.
 - за ниво на звука, до 0,5 dBA: Sonometre 320, сер. № 010708249.
7. **РЕЗУЛТАТИ ОТ ПРОВЕДЕНИТЕ ИЗПИТВАНИЯ/ИЗМЕРВАНИЯ:** Дадени са в приложение данните и е направено окачествяване на състоянието на обекта по измерените характеристики.
8. **ЗАКЛЮЧЕНИЕ:** Дадено в приложение.
9. **ОТГОВОРНИ ЛИЦА:**

Изпълнител:

инж. В. Флоров
Главен експерт-изпитвател

Възложител:

инж. Михаил Колев
Мениджър Сервиз

1. Преамбюл:

- 1.1. Поради рекламация на купувача на трактор с рег. № Р:2166, относно специфичен шум (“чукане”, “тракане”) при работа и в течение на времето, се извърши изследване на трактора, като за сравнение беше изследван и втори трактор (с рег. № Р:2165), от същия тип и мощност, за който няма рекламация.
- 1.2. Изследването се извърши в режим: празен ход (в хангар); придвижване по шосе; оране (на полето).
- 1.3. Изследвани характеристики: На терена за измерени и записани на магнитна лента следните характеристики:
- 1.3.1. Контактна шумова емисия
- а) високочестотна (ултразвукова): 10÷100 kHz;
- б) нискочестотна (чуваем звук) : 2÷8000 Hz;
- 1.3.2. Виброакустично излъчване (вибрации): 2÷1000 Hz;
- 1.4. Компютърно моделиране в лабораторни условия: Записаните на магнитна лента сигнали са обработени и анализирани по методика на лаборатория “Терматест”, в резултат на което са получени стохастичните характеристики: честотен спектър, сечтотен кепстър, плътност на вероятност, автокорелация и фазов портрет на сигнала.
- 1.5. Морфоложка таблица на възможния сценарий за специфичен шум:

Таблица 1

Възел (система) Вероятна причина	Двигател	Съединител	Предаване		Скоростна предавка	Смазване
			Предно	Задно		
Хлабина	0*	0	0	1	0	0
Неравномерност	1	0	0	1	0	1
Претоварване	0	0	0	0	0	0
Загриване	0	0	0	1	0	1
Скрит дефект	0	0	0	0	0	0
Чуждо тяло	0	0	0	0	0	0
Проява във времето	1	1	0	1	1	1

* - отрича се причината, 1 – допуска се причината.

2. Данни от измерванията:

Таблица 2

Характеристики Трактор с рег. №:	Вибрации, V, mm/s			Шум, dB	
	Празен ход	Придвижване	Оране	В кабината	При двигателя
P:2166	1,3÷1,2	2,4÷4,0 2,5÷4,5	2,4÷4,0 2,5÷4,5	78-79	79-80
P:2165	1,7÷1,8	-	-	77	79

3. Резултати от стохастичния анализ: Дадени на приложение фиг.1÷11 – за трактор с рег. № P:2166 и на фиг.12÷14, за P:2165.

4. Констатации и характеристики на специфичния шум:

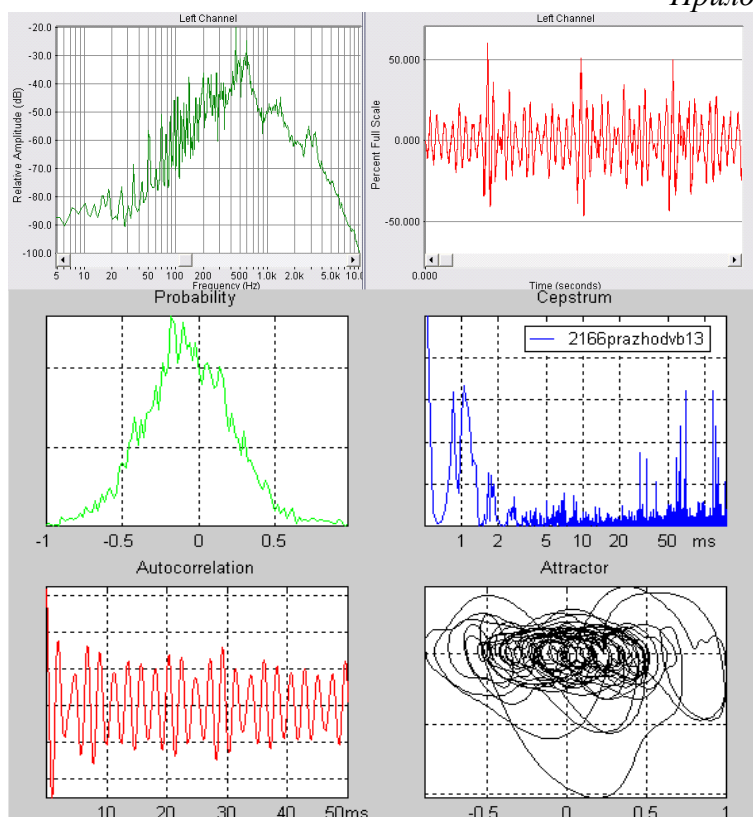
- 4.1. Ултразвуковите честотни съставни са пренебрежимо малки във всички режими на изследване, (фиг.10-11).
- 4.2. Специфичният шум е с честота 10-12 Hz, или 600-700 min⁻¹ (фиг.4).
- 4.3. Шумовият сигнал е с ефект на “усилване-намаляване” наречен “биене, (фиг.9).
- 4.4. При изключена предна предавка, “шумът” не изчезва, а се стабилизира в проявяването си.
- 4.5. С течение на времето “шумът” не изчезва а се стабилизира в проявяването си.
- 4.6. При работа (“оране”) само на задна предавка трактора боксува и се проявява специфичния шум като честотата му е с две съставни: ~12 Hz и ~20 Hz, или ~700 min⁻¹ и ~1200 min⁻¹, (фиг.7). Възможно е, (и това е по-вероятно), основната съставна да е ~650 min⁻¹ и като втора да се яви нейната кратна ~1300 min⁻¹.
- 4.7. На празен ход, (фиг.1) и при придвижване, (фиг.3) тези честоти съществуват (малко изместени в спектъра), но интензивността им е слаба и нивото на “шума” е ниско, поради което не се чуват.
- 4.8. “Шумът” с тази честота (10-12 Hz) съществува и при трактор с рег. №P2165, и то дори на празен ход, но понеже тя е съпроводена от съседни съставни, (с които вероятно е в противофаза), общо интензивността се снижава и той не е така впечатляващ, (фиг.13).

*Земеделска ферма
с. Сливо поле – Русенско
Трактор NEW HOLLAND
06.12.2005 г.
Приложение*

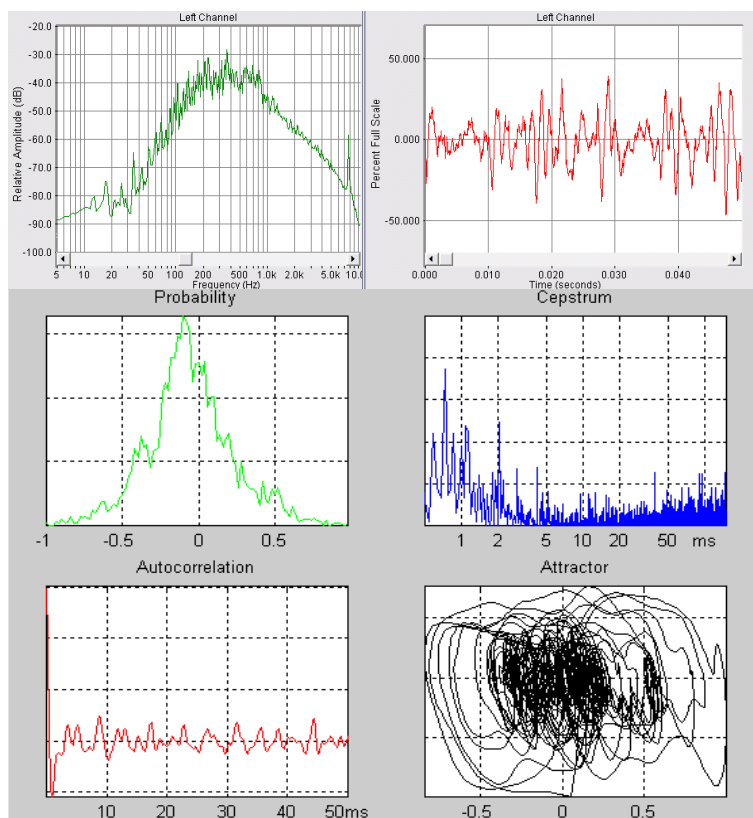
5. Заключение:

- 5.1. Допуска се, че регистрираният е структурно-функционален шум, особеност на конструкцията на трактора.
- 5.2. Предполагам източник е скрита неравномерност, свързана със смазването (характеристики на масло, обмиване, стичане по смазваните двоица-елементи, смазочни добавки - присадки).
- 5.3. Препоръчително е, периодично да се анализират проби масло от задната предавка и да се следи изменението на техните характеристики.
- 5.4. Заключение е, че няма чуждо тяло, скрит дефект или недопустима хлабина в някоя от предавателните двоици. Чуваемият шум е в допустимите граници. Функционирането на трактора не е смущаващо.

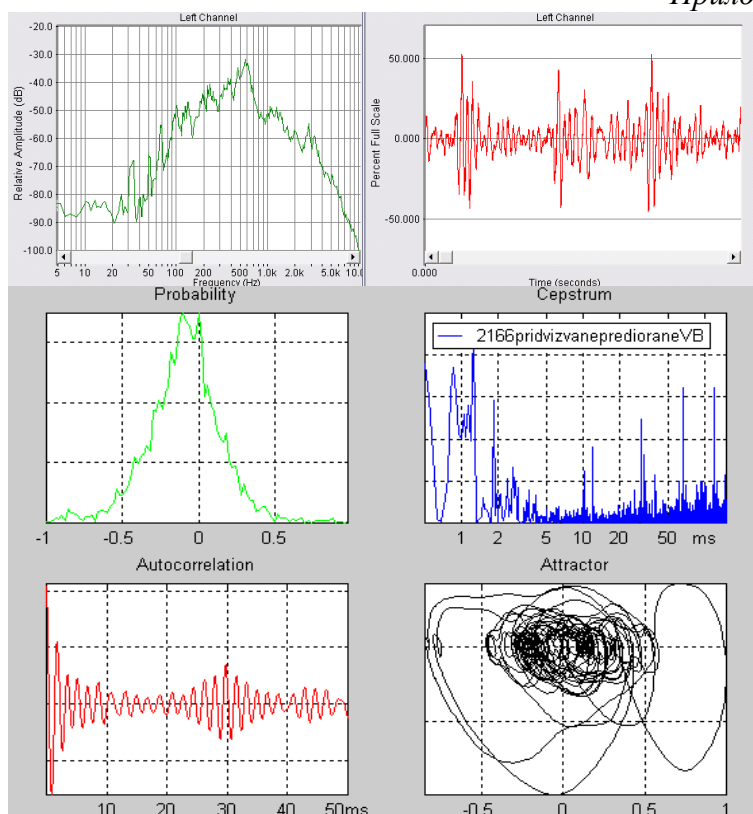
Трактор NEW HOLLAND
06.12.2005 г., с. Сливо
поле
Приложение



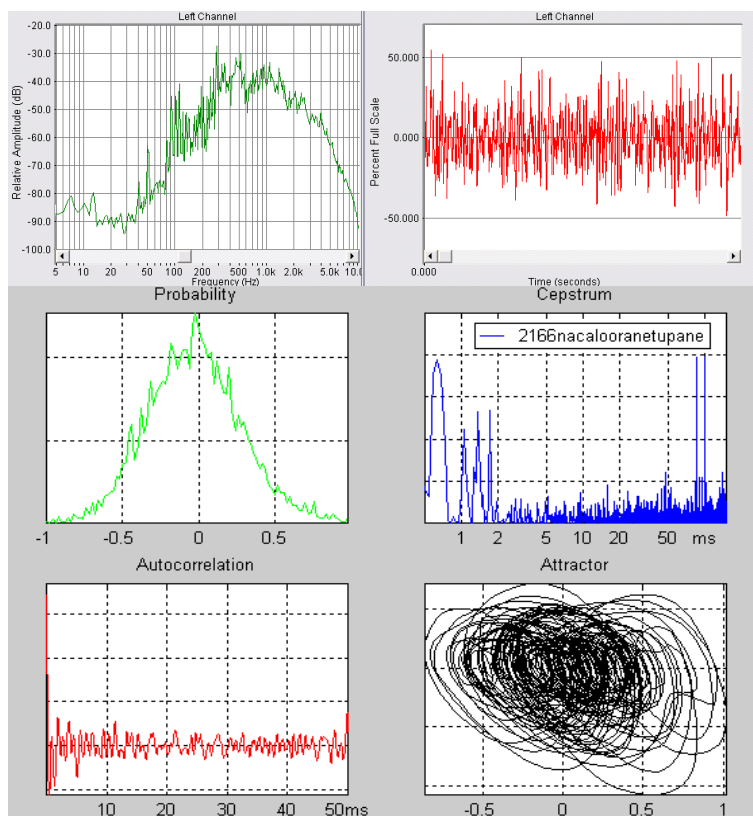
Фиг. 1



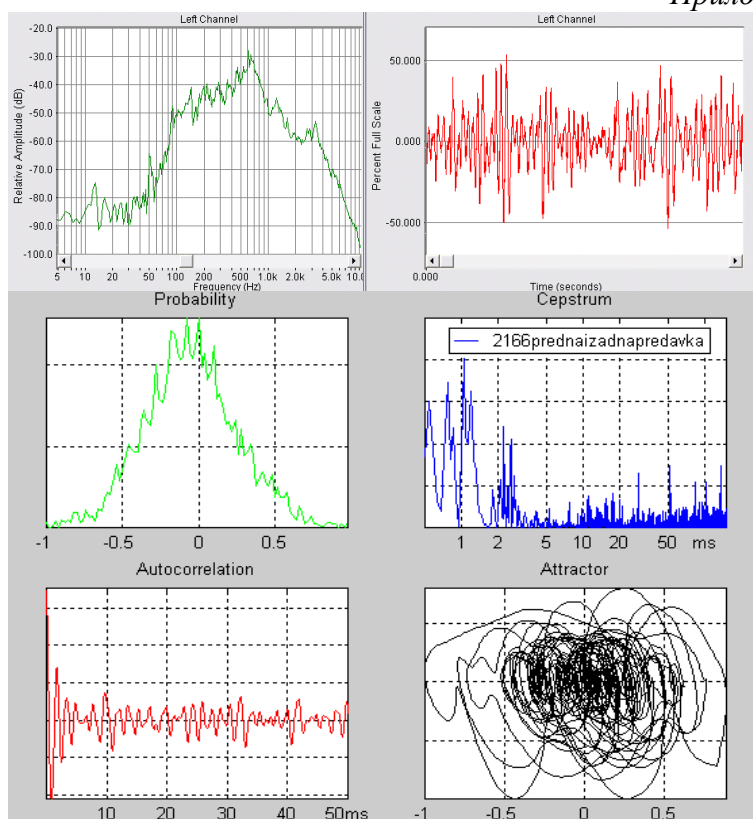
Фиг. 2



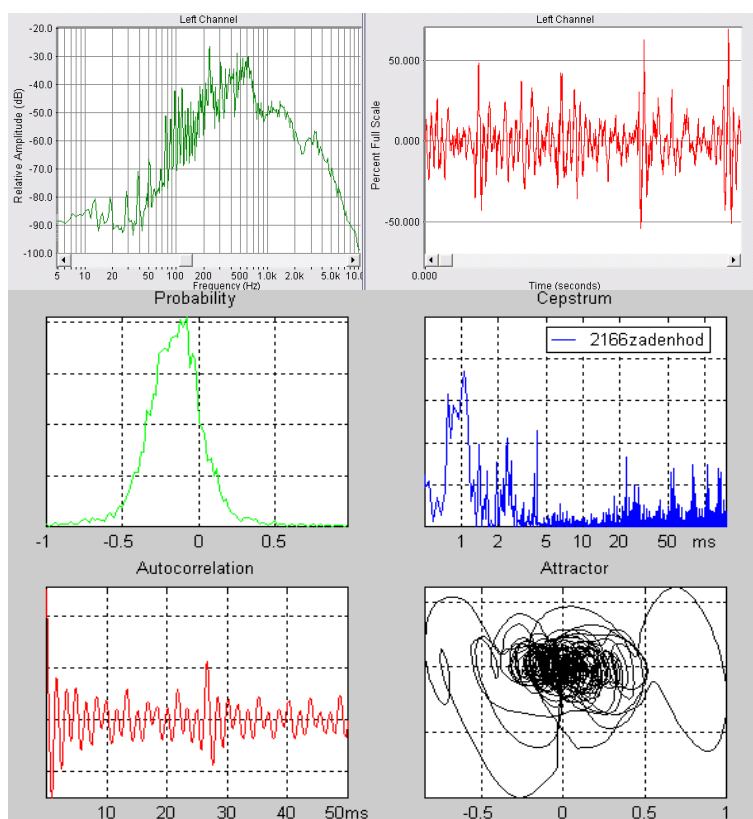
Фиг. 3



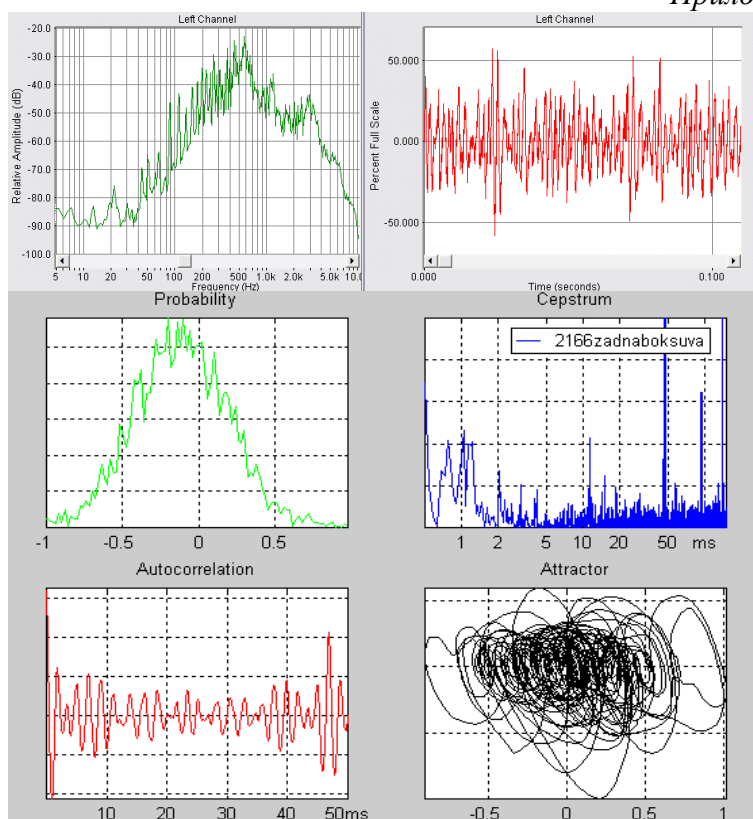
Фиг. 4



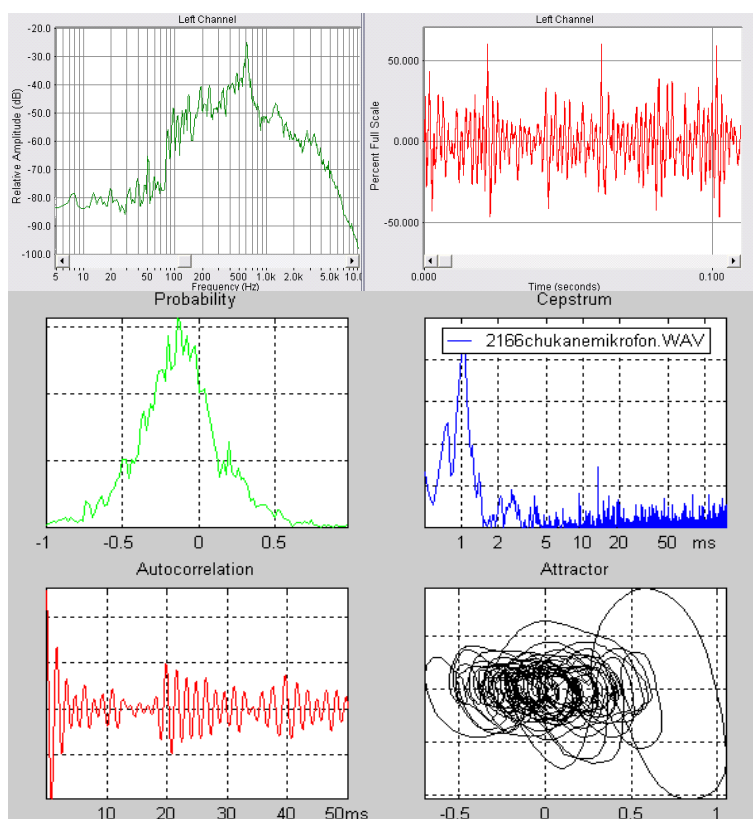
Фиг. 5



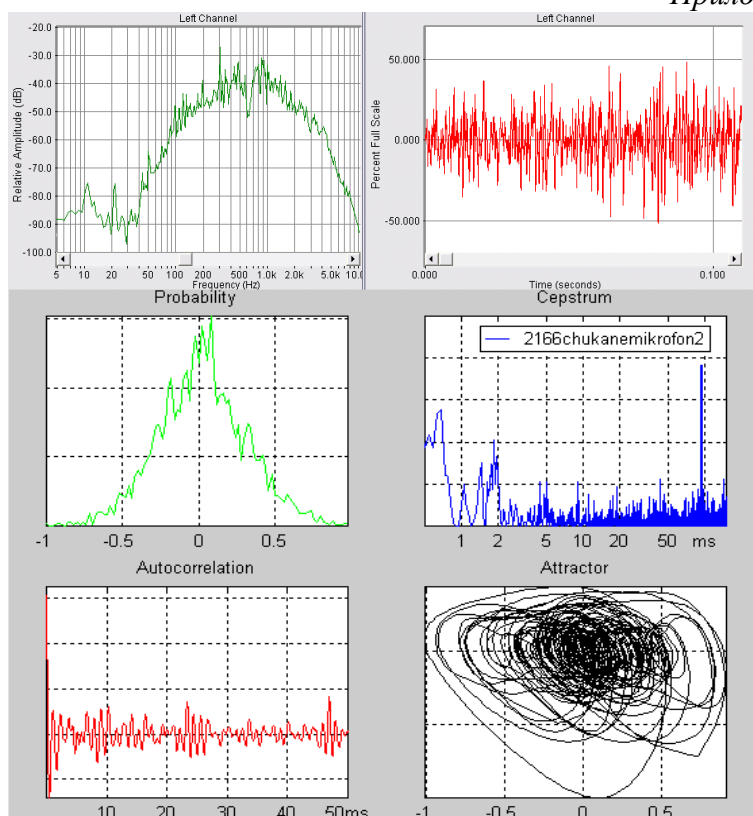
Фиг. 6



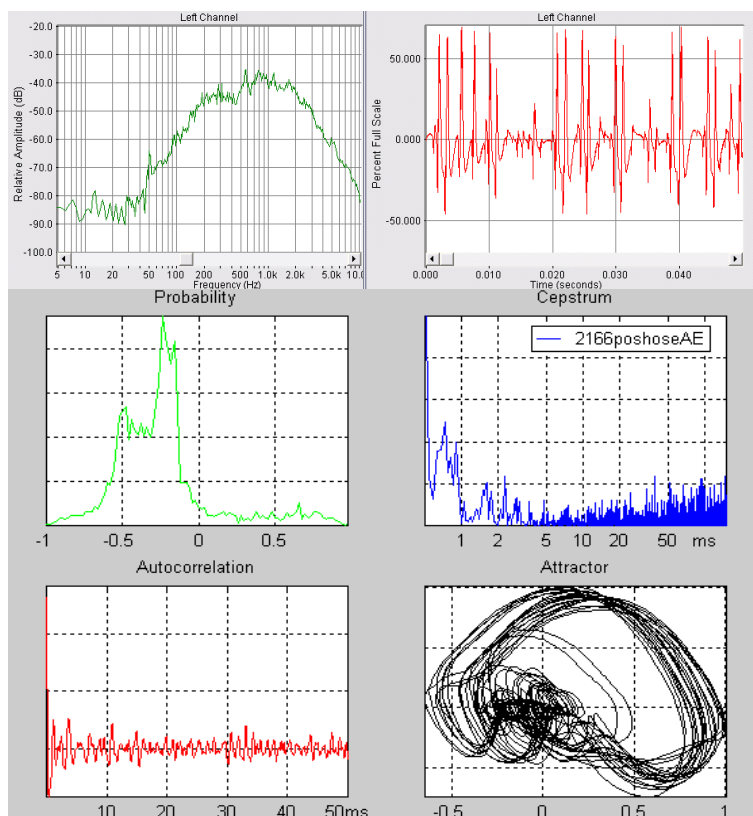
Фиг. 7



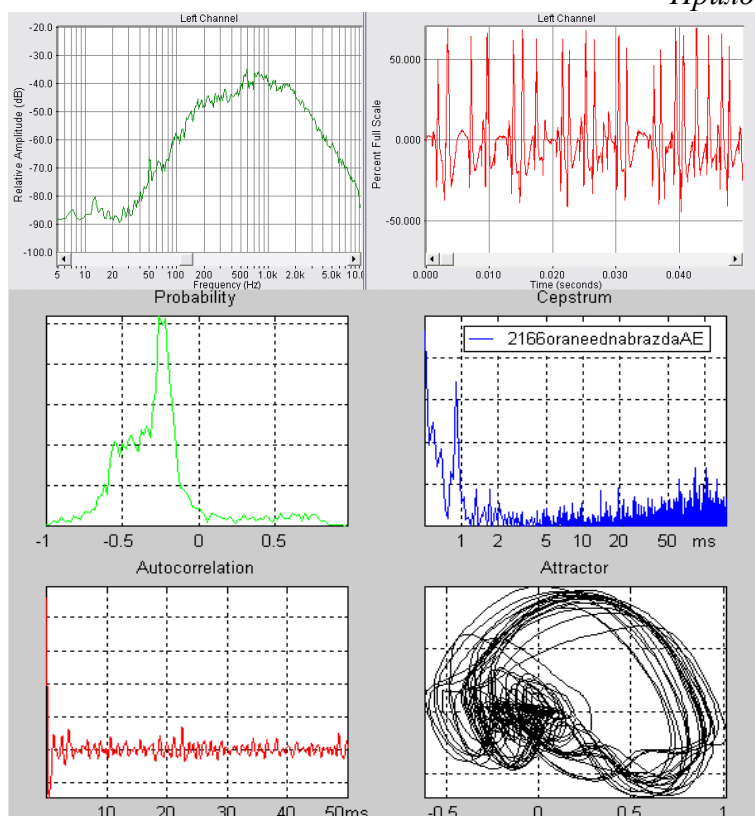
Фиг. 8



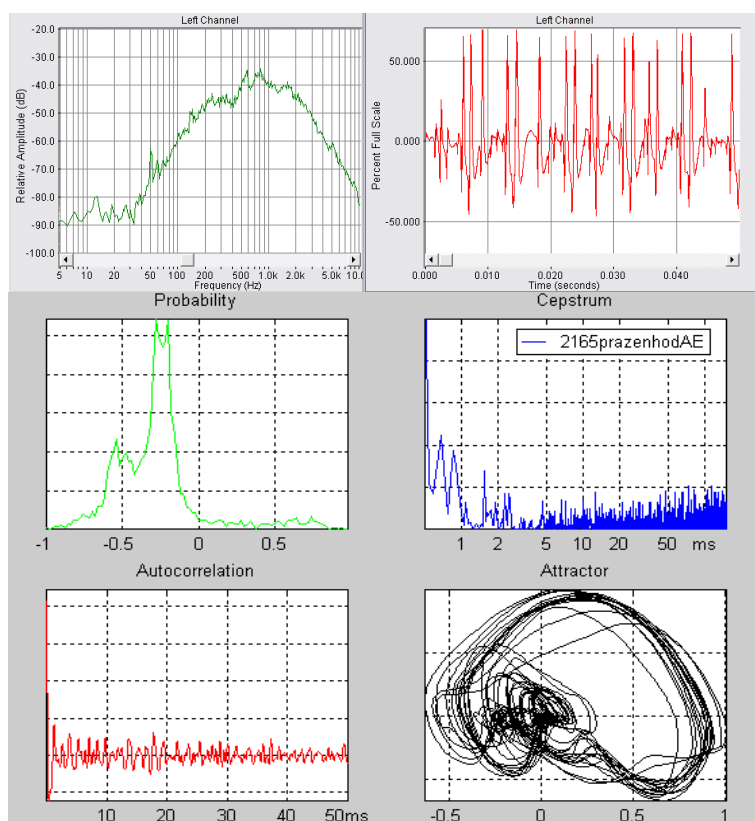
Фиг. 9



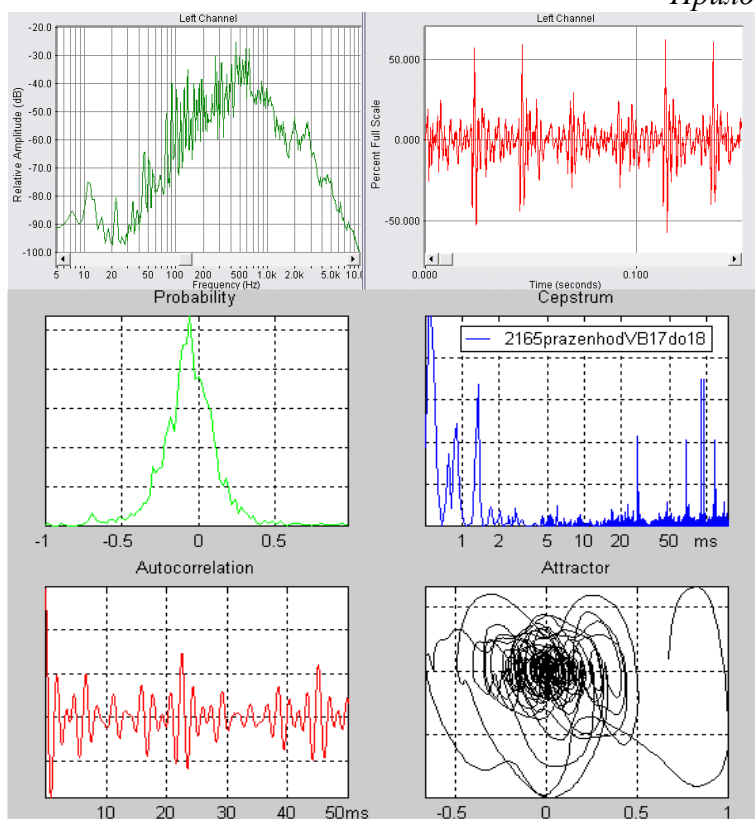
Фиг. 10



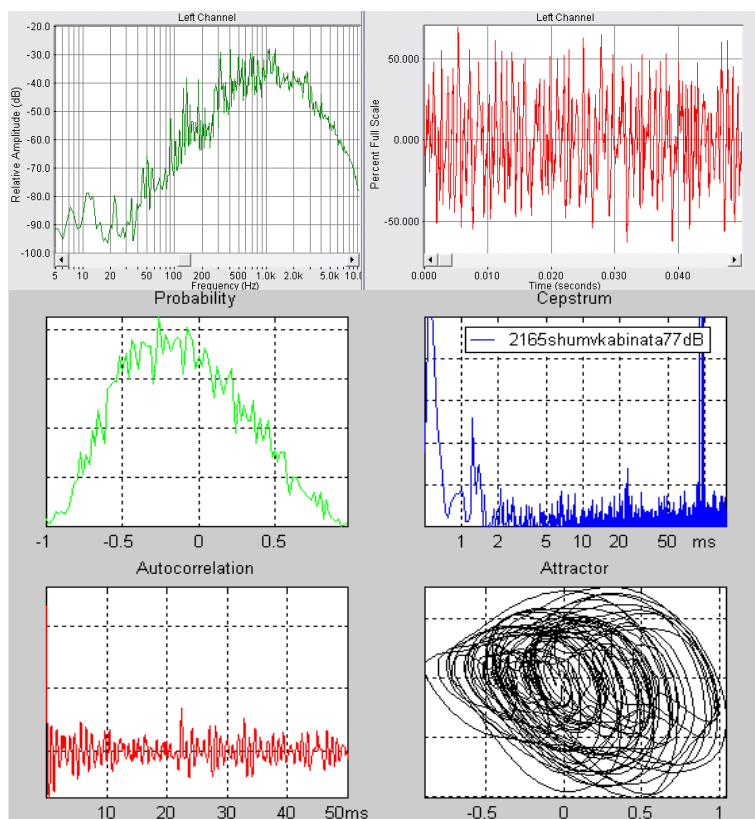
Фиг. 11



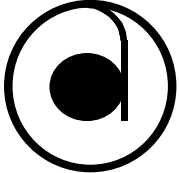
Фиг. 12



Фиг. 13



Фиг. 14

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

АКУСТИЧНИ ИЗСЛЕДВАНИЯ НА ИСТОРИЧЕСКИ ЦЕННИ БЪЛГАРСКИ КАМБАНИ

Г. Димков, Ал. Алексиев, И. Симеонов, Т. Трифонов, К. Симеонов

1. Увод

Съхраняването на уникалния звън и параметрите на исторически ценни за нашата култура църковни камбани е не само вътрешно мотивирано задължение, но и научно предизвикателство. Измерването на звук и вибрация в условията на реални обекти — камбанарии на църкви и музейни помещения е сложна задача.

Счита се, че камбаните възникват през бронзовия век. Използвани са от много народи: египтяни, етруски, евреи, гърци, римляни, и не на последно място- китайци.

Най-вероятно прародината на камбаните е Китай. Най-древните камбани са намерени именно там- те са от 23 -11 в. преди н.е. Египтяните също са ги познавали и използвали, например на празниците на бога Озирис. В древния Рим камбаният звън е бил сигнал за поливане на улиците с вода през жегите.

Древните гърци също са имали камбани (например, при оракула в храма в Дидона). Най-ранното писмено споменаване за камбани е от Страбон и гръцкия историк Полибий (205-123 г. преди н.е.), а след това и от Йосиф Флавий.

Първото използване на камбана за християнско богослужение се приписва на св. Павлин, епископ Нолански (353-431 г. след Хр.).

Както е известно, в Националния исторически музей в София се съхраняват едни от най-старите запазени камбани в Европа, например тази, намерена в гр. Мелник и изработена през 1220 г. от византийски майстор.

В настоящия момент България преживява нов етап на своя културен и духовен подем. За съжаление през последните десетилетия бяха загубени стотици камбани, традициите за тяхната направа, самият уникален камбанен звън, свързан с радост и скръб, с война и мир, с национални и религиозни празници и церемонии, с живота, културата и съдбата като цяло на много поколения българи. Целта на проекта **«BELL: Проучване и паспортизация на уникални камбани от историческото и културно наследство на България и създаване на аудио и видео архив с помощта на съвременни технологии»** е да се направи изследване и паспортизация на няколко десетки най-ценни камбани, намиращи се в църковните храмове и манастири и да се създаде аудиоархив, като за това бъдат използвани най-съвременните технологии за анализ, съхранение и защита на аудиоинформацията [1,2,3]. За това е необходимо:

- Да се документират основните характеристики на камбаните: тип, геометрични размери, декоративно и художествено оформление, тегло, материал, състояние, особености в звученето, данни за производителя и собственика, оценка на историческата ценност;
- Да се направят цифрови фотографии на камбаните и видеоклипове по време на тяхното биене;
- Да се анализира и запише честотният спектър на камбаните в момент на удара;

- Да се анализира и запише честотният спектър на камбаните при установен основен тон и др.;
- На базата на тези и други данни, да се подготви образец на паспорт за всяка от изследваните камбани. Този паспорт би могъл да се използва за документиране в бъдеще на всички съществуващи камбани у нас.

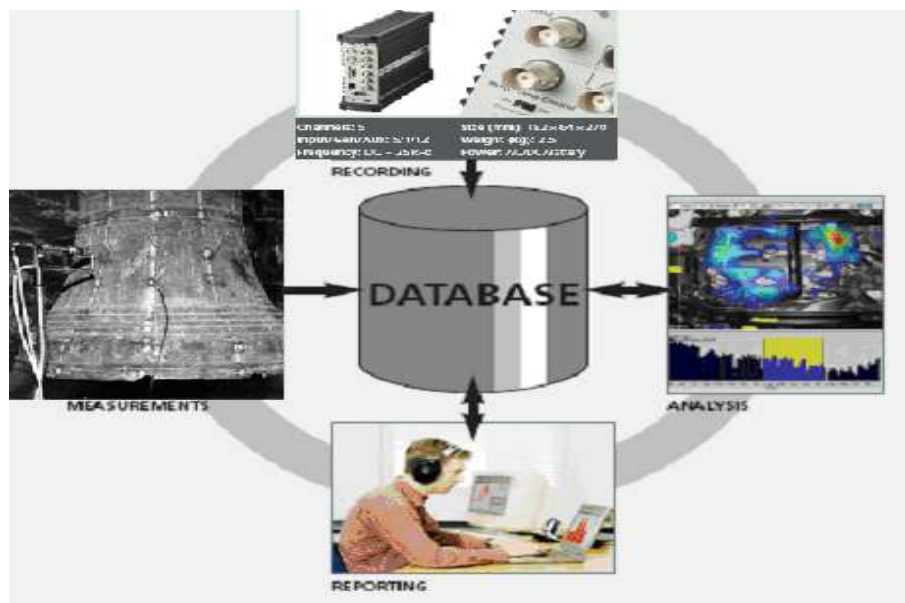
За осъществяване на вибро-акустичните измервания и тяхната обработка, е важно да се:

- определи мястото и количеството на точките за измерване съобразно създаването от камбаните звуково поле;
- определят границите на измерваните параметри;
- изберат основни и спомагателни технически средства, необходими за реализиране на измерванията;
- изберат средства за пост-обработка и съхраняване на данни.

2.Измервателна постановка и проведени измервания

Реализирана е измервателната постановка, показана на Фиг.1 [5].

1. първичен преобразувател— измервателен микрофон 4193 Brüel&Kjær с предусилвател, интегриран чип за опознаване по технология TEDS и индивидуални калибровъчни криви;
2. вибродатчик TRV-01 SPM Instrument;
3. анализатор 3560B Brüel & Kjær за работа при външни условия включващ: входни модули Dyn-X със 160 dB динамичен диапазон и автоматично опознаване на първичните преобразуватели по стандарта IEEE P 1451.4; изходна комуникация по IEEE Ethernet 802.3 100 base X по протокол TCP/IP; възможност за многокадрово управление;
4. Софтуерен пакет PULSE 12 базов с двуканален модул за CPB (Constant Percentage Band) анализ /с постоянна относителна честотна лента/; петканален модул за запис на суров времеви сигнал; модул за връзка Bridge to MatLab;
5. Софтуерен пакет MatLab на MathWorks с модули за FFT и Wavelet анализ.



Фиг.1. Обща схема на измерванията и архивирането на данните

На Фиг.2 е показан конкретен обект на акустично измерване - класическа камбана от края на XIX век, открадната от неизвестна църква във В. Търновския регион, предадена за скрап и спасена от претопяване. Показан е също вида на измервателната апаратура. Измерванията се провеждат в близко и далечно акустично поле. На Фиг.3 е показана схемата на камбаната с нейните габаритни размери.



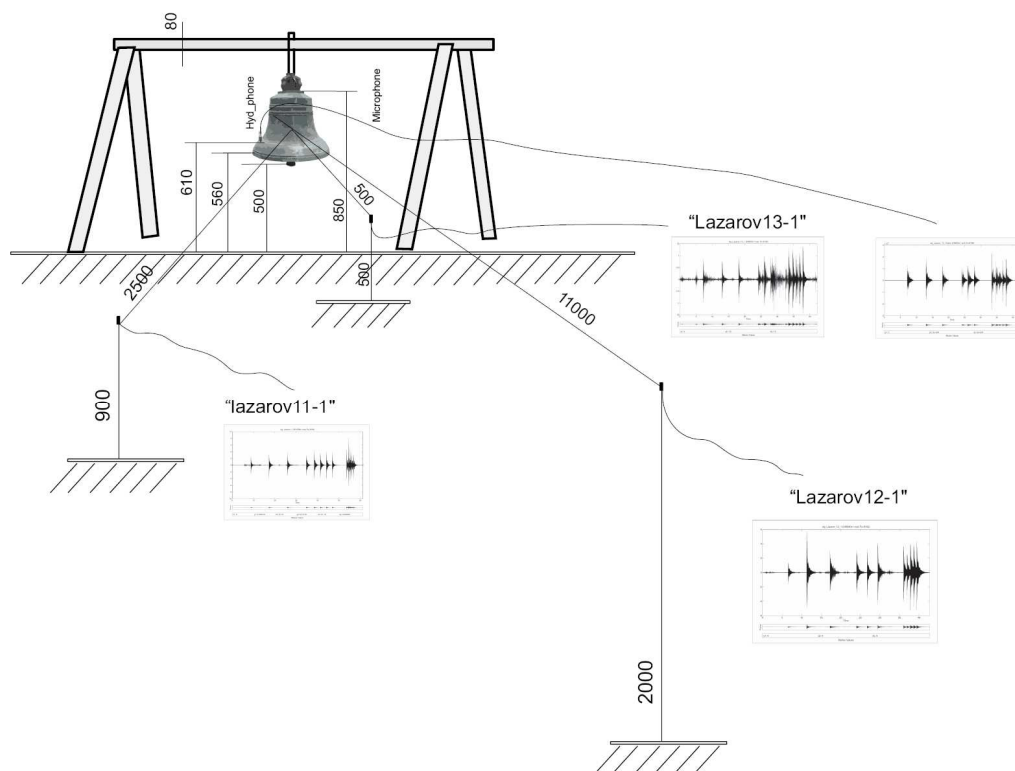
Фиг. 2. Акустични измервания на камбаните на църквата «Св.Николай», В.Търново.

На Фиг.4 е представена схема на геометричното разположение на измервателния микрофон 4193 Brüel&Kjær и хидрофон B&K 8100,[6] и камбаната. Бяха произведени няколко удара. Запис на звуковия сигнал за ударите на камбана от позициите на микрофона показани на фиг.5 (дистанция 2,5 метра), фиг.6 (дистанция 11 метра), и фиг.7 (дистанция 0,5 метра).

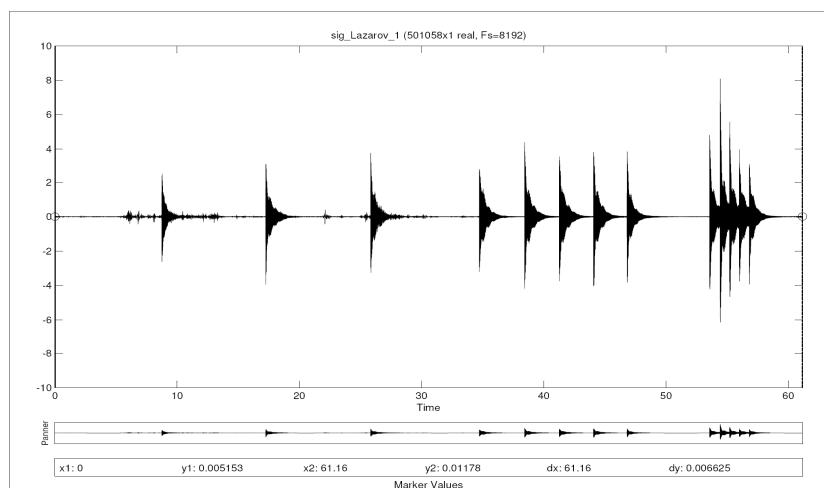
На фигура 5 съвместно са показани записите на сигналите регистрирани паралелно от микрофон и хидрофон. Използването на хидрофон се обуславя от факта, че на ниски честоти той работи като микрофон, и поради ниската му чувствителност възприема високи акустични налягания без изкривявания. В случая хидрофонът е прилипен върху камбаната и работи като вибродатчик.



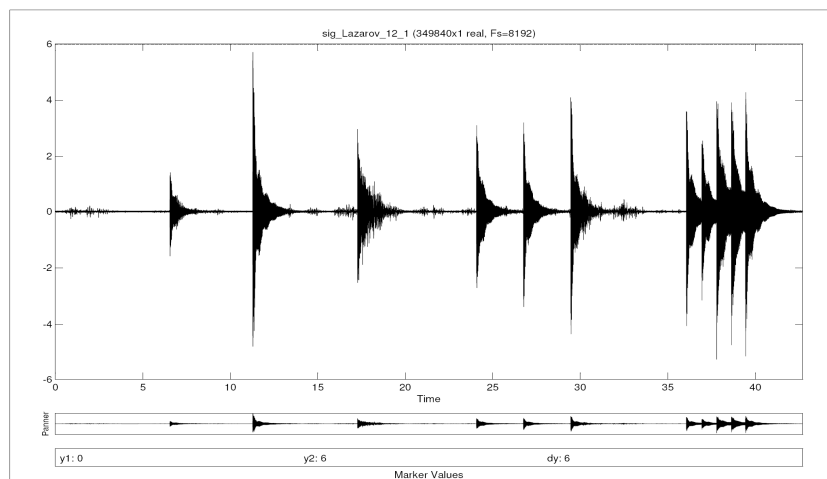
Фиг. 3. Схема на камбаната



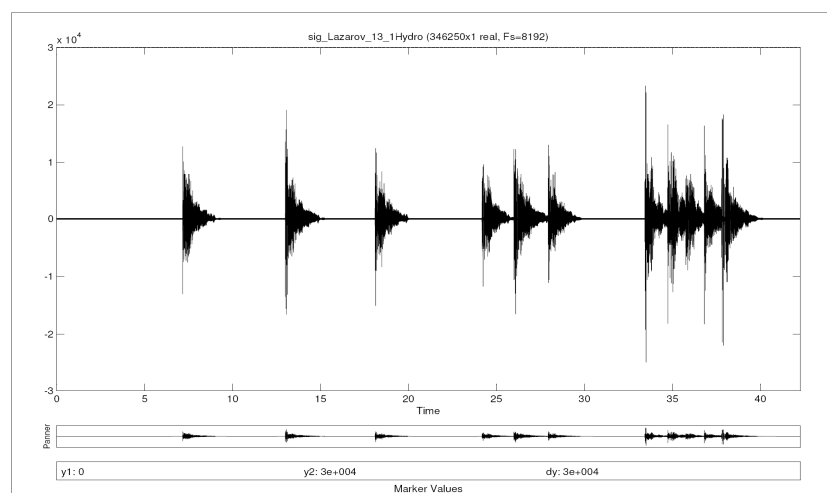
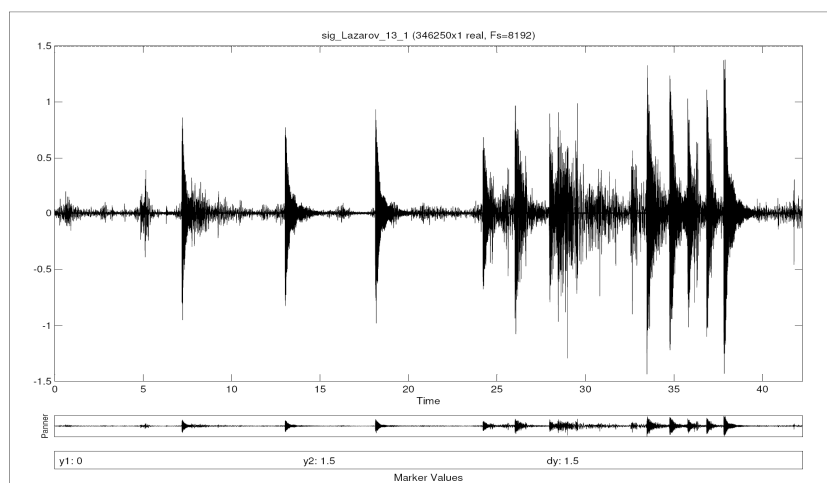
Фиг. 4. Схема на разположението на камбаната и измервателния микрофон



Фиг. 5. Сигнал "lazarov11-1.mat", 501058 отчета, честота на дискретизация $F_s = 8192$, микрофон 4193 е на дистанция от 2,5метра и 0,9 метра над земята. Максимално ниво на звуково налягане 6175.32 Pa, кориг. коефициент 0.188456.



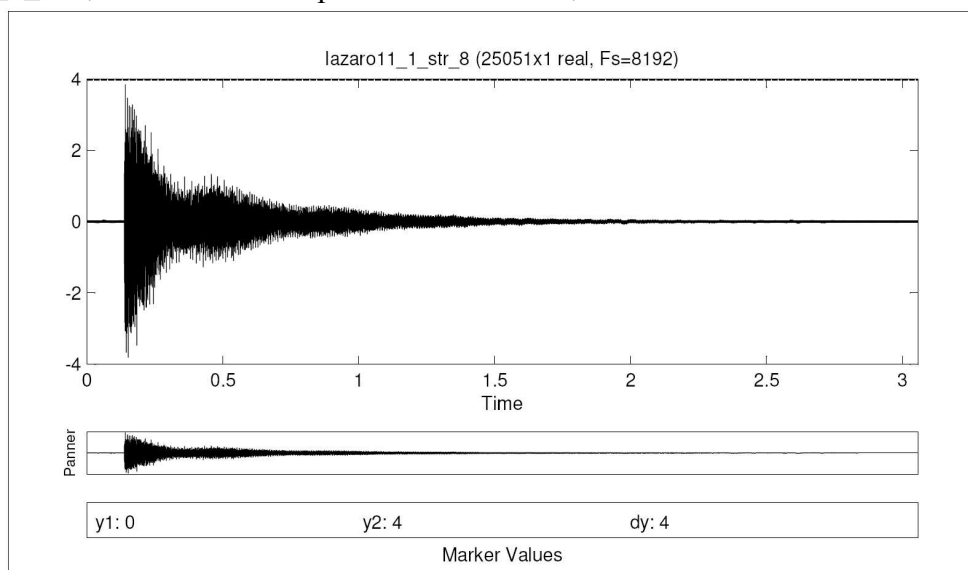
Фиг. 6. Сигнал “Lazarov12-1.mat”, 349840 отчета, честота на дискретизация $F_s = 8192$, микрофон 4193 е на дистанция от 11метра и 2 метра над земята Максимално ниво на звуково налягане 6175.32 Pa, кориг. коефициент 0.188456.



Фиг. 7. Сигнали “Lazarov13-1.mat, Channel1и Channel2, 346250 отчета, честота на дискретизация $F_s = 8192$, Chan1 е микрофон 4193 е на дистанция от 0,5метра и 0,5 метра над земята, максимално ниво на звуково налягане 6175.32 Pa, кориг. коефициент 0.188456, Chan2 е хидрофон B&K 8100 дистанция от 0 метра, максимално ниво на звуково налягане 36,27 Pa, кориг. коефициент 36.27.

3. Обработка на получен акустичен сигнал

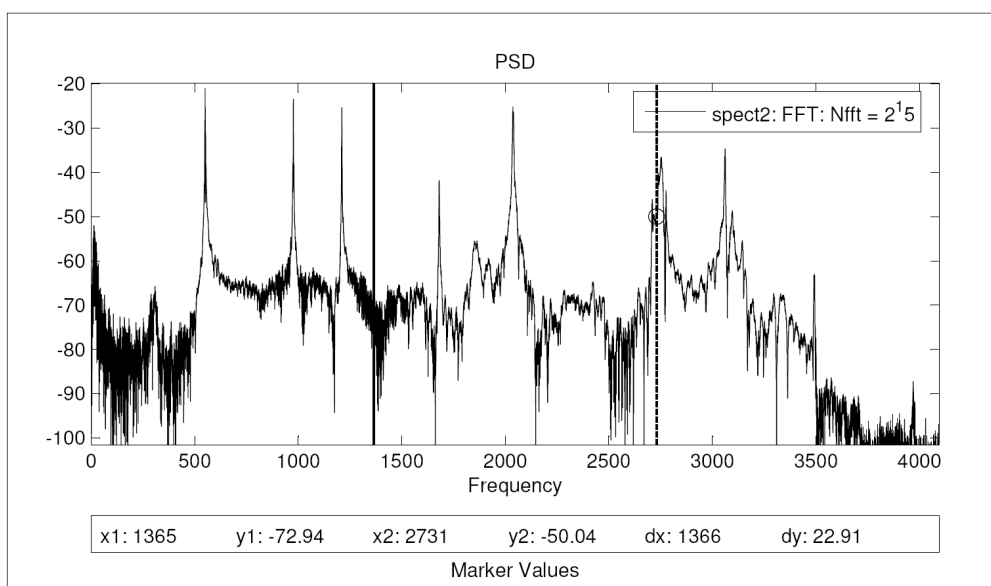
На фигура 22 е показан отделен удар от сигнала lazarov11_1(от 2,5m), или lazarov_11_1_str8, честота на дискретизация 8192 Hz, 25051 отчета.



Фиг. 8. Сигнал lazarov11_1_str_8, отрязан от “lazarov11_1.mat”.

С помощта на MatLab, е анализирана спектралната плътност на мощността (PSD) на сигнала представен на фигура 8, с 25051 отчета. Получена е оценка на PSD чрез алгоритъм БПФ или FFT(непараметричен метод), [4].

На фигура 9 е показана получена оценка на PSD за сигнала от фигура 8 като са показани честотите до 4000 Hz и размер на FFT 2^{15} .



Фиг. 9. PSD чрез FFT за сигнала от фигура 8 — честотите до 4000 Hz, по вертикалната ос е PSD в децибели.

В резултат на проведените оценки се оказва, че спектралната плътност на мощността на взет единичен удар за конкретната камбана (“Lazarov”) съдържа следните основни спектрални компоненти: 550.5Hz; 976.75 Hz; 1211 Hz и 2037 Hz..

4. Определяне профила и дебелината на камбаната

В таблица 1 са показани резултатите от измерването на дебелината на материала на камбаната. Дебелината е измерена с ултразвуков дефектоскоп Echograf 1004 на фирмата Karl

Deutsch, Германия и осезател S12W2 на същата фирма. На базата на тези резултати бе построен оценка на профила показана на фигура 10. Посредством измерения профил с помощта на специализиран софтуерен продукт ще бъдат изчислени възможните моди на трептене на камбаната. Някои от възможните моди на трептени са показани на фигура 11. Бе измерено и затихването на ултразвуковите вълни в материала на честота 2 MHz, което съставлява 21.8 dB/mm.

юли 2008 год.

Камбана(29 kg.), с. Пчелище, Лазаров

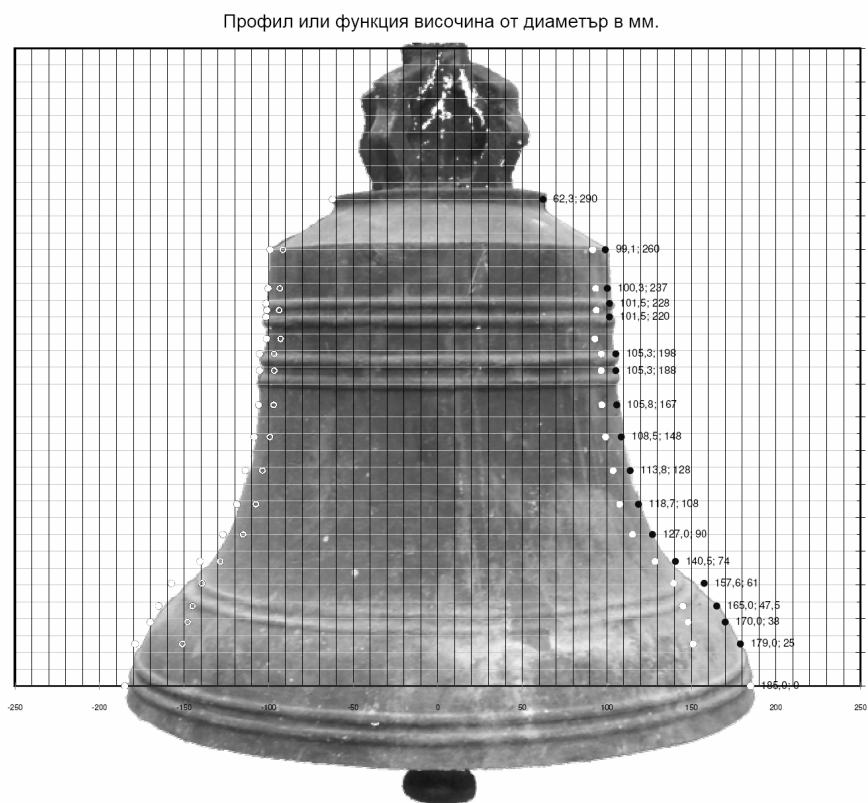
Таблица 1

позиция (кота)	p	пи	външ. диаметър	височина	радиус	височина	-радиус	танг. дебелина*	вътр. радиус	-вътр. радиус
49				382		382				
34,5			124,60	290	62,3	290	-62,3			
34				284		284		8,96		
32				275		275		8,32		
30								8		
29,5			198,20	260	99,1	260	-99,1	7,5	91,6	-91,6
29		3,14	0,00					7,04		
28		3,14	0,00							
27	630	3,14	200,54	237	100,3	237	-100,3	6,88	93,4	-93,4
26,3	638	3,14	203,08	228	101,5	228	-101,5			
26	635	3,14	202,13		101,1	224	-101,1	7,3	93,8	-93,8
25,3	638	3,14	203,08	220	101,5	220	-101,5			
25	636	3,14	202,45		101,2	207	-101,2	8,3	92,9	-92,9
24		3,14	0,00					8,48		
23	661,5	3,14	210,56	198	105,3	198	-105,3	8,5	96,8	-96,8
22,5	650	3,14	206,90		103,5		-103,5			
22	661,5	3,14	210,56	188	105,3	188	-105,3	8,6	96,7	-96,7
21		3,14	0,00							
20	665	3,14	211,68	167	105,8	167	-105,8	8,8		
19		3,14	0,00							
18	682	3,14	217,09	148	108,5	148	-108,5	9,28		
17		3,14	0,00							
16	715	3,14	227,59	128	113,8	128	-113,8	10,08		
15		3,14	0,00					10,4		
14	746	3,14	237,46	108	118,7	108	-118,7	11,2		
13		3,14	0,00							
12	798	3,14	254,01	90	127,0	90	-127,0	11,84		
11		3,14	0,00							
10	883	3,14	281,07	74	140,5	74	-140,5		8,48	
9,5			+1,5						10,4	
9		3,14	0,00							
8,5			+1,5							
8	990	3,14	315,13	61	157,6	61	-157,6			
7		3,14	0,00							
6		3,14	0,00	47,5		47,5				
5		3,14	0,00	38		38				
4		3,14	0,00							
3,5			+1,4	25		25				
3	1140	3,14	362,87		181,4		-181,4			
2,5			+1,4							
2	1150	3,14	366,06		183,0		-183,0			
1	1162,39	3,14	370,00	0	185,0	0	-185,0			

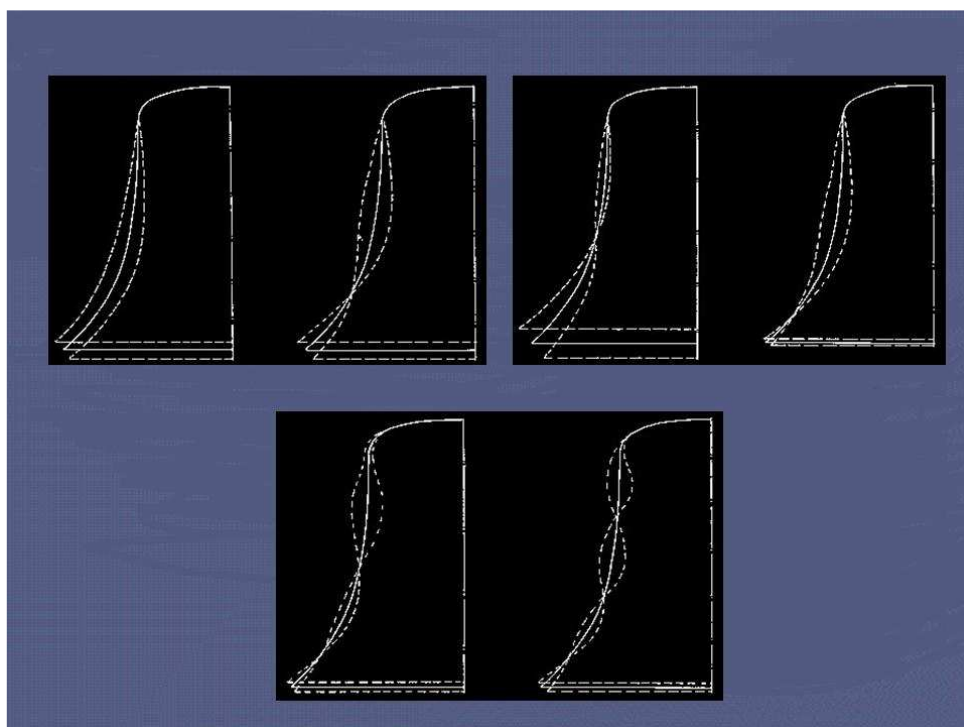
Бележка:

Всички размери са в mm.

* Echograph 1004, Karl Deutsche, sensor - S12 W2, Alpha = 21.8dB/mm, F = 2MHz



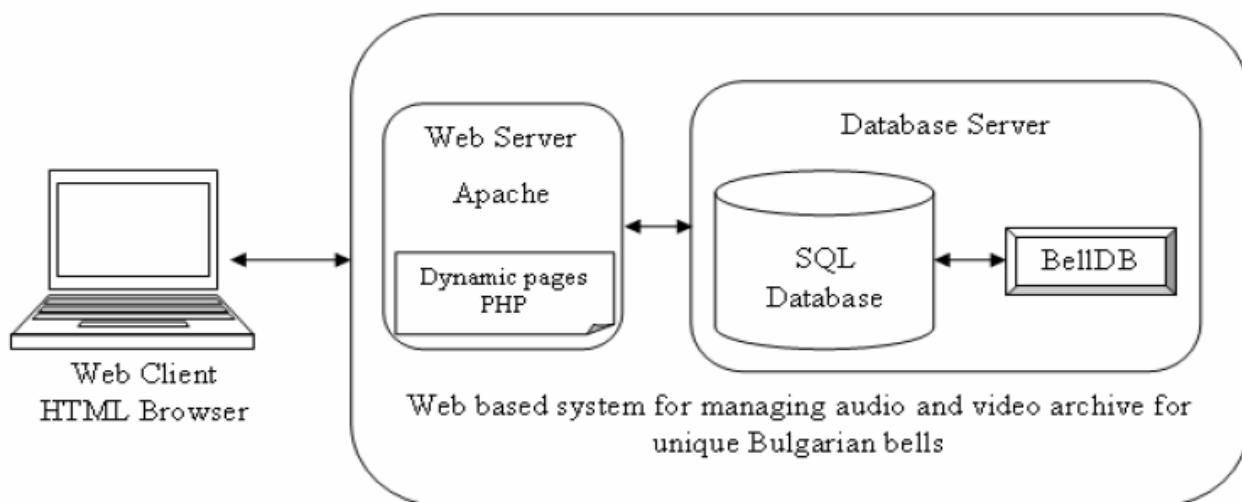
Фиг. 10. Оценка на профила на камбаната.



Фиг. 11. Възможни моди на трептене на камбана

4.База данни

Разработена е клиент/сървър система, която осигурява на потребителите възможност за извличане на информация за различни характеристики на камбаните според техните специфични интереси. Архитектурата на WEB базираната система основана на трислойния информационен модел е показана на фигура12 [5].



Фиг.12. Архитектура на системата

Форма за търсене на разработвания сайт е показана на Фиг.13. Както се вижда, то може да става по области, населени места, по мястото, където се намира камбаната- църква, манастир, музей, крепост и др. Въвеждането на данните също става в специална форма. Особено важно е, че могат да се прибавят и цифрови фотографии, както и звукови и видео файлове, характеризиращи съответната камбана.

Фиг.13. Форма за търсене

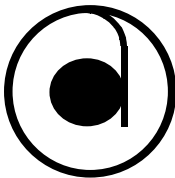
5. Заключение

Създаването, оптимизирането и защитата на аудио и видео архив на ценни български камбани е важна и трудна задача. Особено значима е ролята на първичните измервания на

виброакустичните параметри на камбаните. За своето време всяка камбана, освен, че е била произведение на изкуството, е представлявала и високотехнологичен обект. Някои от тайните на старите майстори още не са разкрити. В този смисъл, авторите се надяват, че тяхната работа ще бъде принос за европейската ценностна система и културно пространство. В тази връзка са създадени контакти и се очаква съвместна дейност по проекта с Института за изследване на културното наследство на Европа в Тулуза, Франция, Украинската академия на науките и Московския камбанен център [6,7,8]. Авторите считат, че проектът е особено полезен за Велико Търново и прилежащите му общини, които, както е известно са съхранили изключителни паметници на културата и историята от най-древни времена.

В заключение може да се каже, че беше потвърдена адекватността на избора на методиката и постановката на измерванията за изпълнението на поставената цел. Следващата стъпка е дефиниране на видовете, количеството и точността на параметрите, необходими за вибро-акустичния паспорт на всяка конкретна камбана.

1. G. Bogdanova, T. Trifonov, T. Todorov, Tsv. Georgieva, Methods for Investigation and Security of the Audio and Video Archive for Unique Bulgarian Bells, Proc. of National Workshop on Coding Theory and Applications, Blagoevgrad, 2006, page 5.
2. Камен Симеонов, Тихомир Трифонов, Иван Симеонов, Измерване и паспортизация на уникални български камбани, VIII Национална научно-практическа конференция по метрология, 2008.
3. Тихомир Трифонов, Георги Димков, Галина Богданова, Проучване и паспортизация на уникални камбани от историческото и културно наследство на България и създаване на аудио и видео архив с помощта на съвременни технологии, Шеста национална научна конференция "Библиотеки - четене - комуникации", 15-16.11.2007.
4. S.L. Marple, Jr, Digital Spectral Analysis with Applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ 1987.
5. Brüel&Kjær, www.bksv.com
6. Шариков В.Г., А.Беляков, А.Суворов, Православный звон в Болгарии, Москва, 2000
7. Галина Богданова, Тихомир Трифонов, Тодор Тодоров, Цветанка Георгиева, Анализиране и защита на аудио и видео архив на уникални български камбани, Благоевград, 2007, под печат.
8. Tihomir Trifonov, Tsvetanka Georgieva, Web based approach to managing audio and video archive for unique Bulgarian bells, In Proceedings of the Tenth International Conference on System Analysis and Information Technologies, Kyiv, Ukraine, 2008, page 325

	АКУСТИКА Национална конференция “Акустика’2008”	Варна 24- 25.10.2008 г. София 05 - 06.12.2008 г.
Година X	□ Брой 10	Декември 2008 г.

SUBJECTIVE RATING SCALES BY ACOUSTIC MEASUREMENTS OF COMMUNITY NOISE ANNOYANCE

Simeon Petkov

Technical University of Gabrovo

Abstract

Certain quantities of a sound have been identified as increasing subjective reaction to it, the effects of non-acoustic stimuli and the high variability in the response of the individuals to an identical acoustic event have made the prediction of annoyance rather more difficult.

Overall sound pressure level simple measurement of the weighted sound spread over the audible frequency range (20- 20000 Hz) was introduced. It was rarely used mainly because of its poor correlation with subjective response.

Measuring VI device has been created on the base of NI LabVIEW. Equivalent Continuous Sound Level (L_{EQ}) was used for a typical A-weighted energy mainly of the noise level averaged over measurement period. Typical calculations based on the L_{EQ} , like L_{DN} – the Day-Night average sound level, L_{NP} – the Noise Pollution Level, are discussed.

Keywords: acoustic measurements, sound pressure level, subjective scales, equivalent continuous sound level, noise pollution level

INTRODUCTION

The relationship between physical noise measurement and the response of an average population was based on its tolerance of normally steady noise levels, which could be readily measured and recorded [1], [2] and [3]. Measurements and control are usually instituted, where of simple type of instrumentation, often stipulating that a criterion noise level should not be exceeded, eventually only a lower values to be observed at night.

The reception and analysis of sound is a complicated task which is still not completely understood. The human ear itself is a precise “measuring and analyzing device” capable to operate over a wide range of frequencies and dynamic sound intensities. At the moment, no simple relationship exists between the measured physical sound pressure level and the human perception of the same sound. The loudness of a pure tone [1] of constant sound level, known as the simplest acoustic signal of all, lightly varies with the frequency, and that of a short pulse will vary with the its duration as well, happens the sound pressure may keep the same level. The treatment of acoustic noise and its effects is a complicated problem. Unfortunately, the solution of the problem yields a wide variety of parameters into account to achieve good correlation between measurements and the resultant human perception or reaction.

Occupational Noise [1], [2], [3], [4] has only recently been widely acknowledged as a potentially serious health problem. It is obvious it is not a new phenomenon. To some extent this appears to be the current attitude, both because the harmful effects of high noise levels are not fully recognized and because to the layman improvements appear difficult or even impossible.

SUBJECTIVE

The aim of the study is to improve the sound level measurements with compliance to ISO recommendations for noisiness and annoyance by introducing basic acoustic sound measuring instruments.

EXPOSITION

Certain quantities of a sound have been identified as increasing subjective reaction to it, the effects of non-acoustic stimuli and the high variability in the response of the individuals to an identical acoustic event have made the prediction of annoyance rather more difficult.

When assessing community reaction to noise there is obviously a need for a subjective rating scale which relates the response to some readily measured property of that noise, preferably in terms of a single number descriptor. A level can be chosen as the criterion above which the noise exposure is deemed to be dangerous and unacceptable. Measurements are expected to be made where a noise problem exists, compared with the existing standards [6], [7], [8] and [9]. In the case of community noise the criterion for acceptability may be a certain level of dissatisfaction with airport operation, in the case of educational buildings or courtrooms, the ability to understand speech, or in the case of factories, the avoidance of noise-induced hearing loss. The aim of much noise research has therefore been to identify and to develop physical properties and characteristics of noise and improve them by measuring instruments and acceptable procedures with noise units which predicts subjective response consistently and precision.

The A-weighting is by far most widely used of these scales and can be incorporated into small, portable instrument with all the necessary characteristics to measure steady sound levels. The A-weighted sound level of a fluctuating signal can be sampled to yield statistical information such as L_{EQ} (Equivalent Continuous Sound Level) [5], [7]. It is an A-weighted energy mean of the noise level averaged over the measurement period [6]. It was assumed that that continuous steady noise level which would have the same total A-weighted acoustic energy as the real fluctuating noise:

$$L_{EQ} = 20 \log_{10} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{p_A(t)}{p_0} \right)^2 dt, \quad (1)$$

where T is the total measurement time;

$p_A(t)$ is the A-weighted instantaneous acoustic pressure;

p_0 is the reference acoustic pressure (20 μ Pa).

L_{EQ} is a practical basis for calculating L_{DN} or The Day-Night average sound level

The L_{DN} average level and the relationship between L_{DN} and community annoyance to noise [5] are often presented to a community as a part of noise assessment process, usually as established scientific fact. In reality, there is great scatter and variability in the L_{DN} – response relationship.

An L_{EQ} with a 10dB weighting for noise is occurring during the night-time period from 22:00 to 07:00 h. The scale has been suggested for community noise assessment by US EPA (Environmental Protection Agency of USA) as an improvement on the basic L_{EQ} to take into account the increased annoyance caused by noise at night.

A noise measuring, analyzing and recording system is composed in the domain of LabVIEW 8. It is based on Virtual instruments (VI) of NI LabVIEW 8 [5] are introduced for processing the noise signal. Block diagram of the measuring system (MS) is presented on Fig. 1.

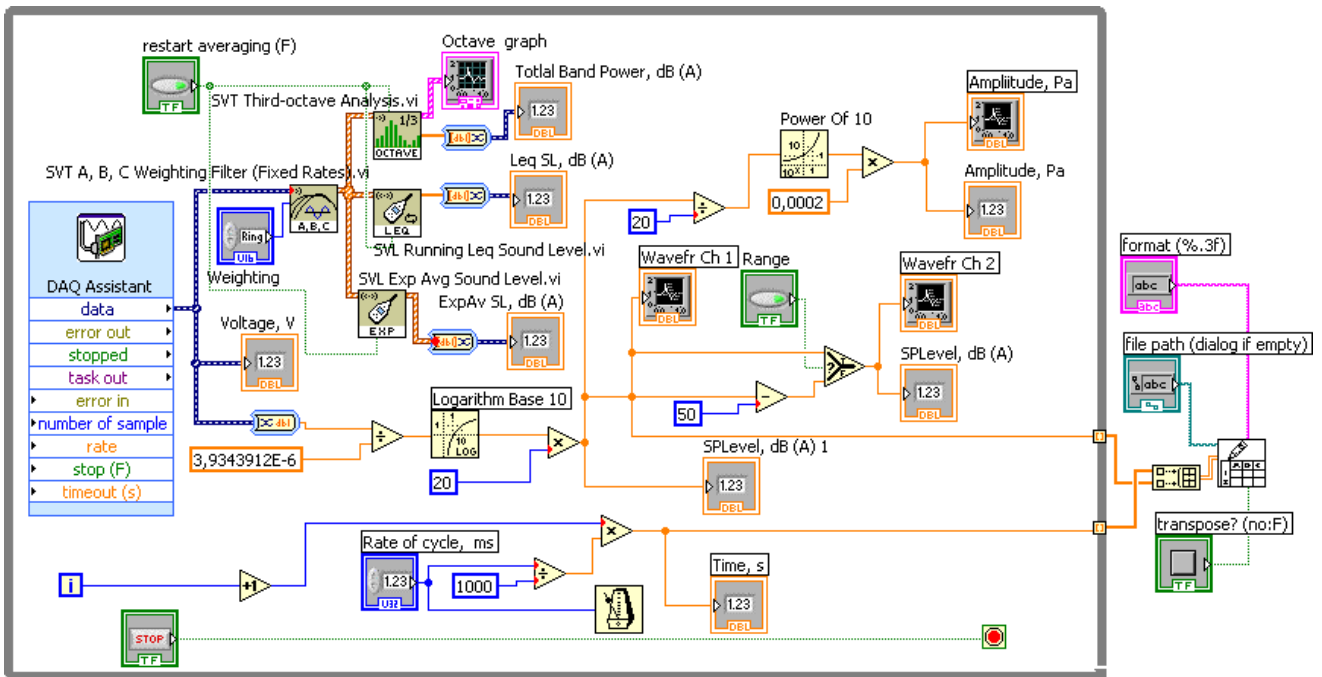


Fig. 1. Block diagram of noise measurement, analyzing and recording system in the domain of NI LabVIEW

As measuring device a Precision Sound Level Meter (PSLM) Type 2232, Brüel & Kjær, Denmark was used.

The PSLM device provides DC for recording the noise level in time directly to the input of the MS domain [5].

The main virtual instrument (VI) is a signal conditioning “DAQ Assistant”, which is receiving voltage signal from Precision Sound Level Meter Type 2232 Brüel & Kjær.

The reference voltage U has been calculated ($U = 3.9343912 \text{ E}^{-6} \text{ V}$), corresponding to the pressure reference of $20 \text{ } \mu\text{Pa}$. Conversion to dB (A) was realized by simple calculation ($\log_{10}$) times 20. A Weighting Filter dB (A), fixed rates branches to 1/3 Octave by VI “SVT Third-octave Analyzer VI” gives also on monitor numeric data averaged to “Total Band Power”, dB (A).

Running L_{EQ} .VI, generates exponential averaging displaced as L_{EQ} (SVL Exponential Sound Level VI).

Inverse procedure was introduced for displaying the real sound pressure in Amplitude, Pa, as graph and numeric monitor.

The Front panel of the MS is shown on Fig. 2. Real measurement of steady noise signal are taken and displayed on four graphs:

SPLLevel, dB(A) 30-120 dB ref $20 \text{ } \mu\text{Pa}$;

SPLLevel, dB(A) 20-80 dB ref $20 \text{ } \mu\text{Pa}$;

1/3 Octave Analysis, instantaneous single 1/3 octave level and Total Band Power, graph and monitor dB (A);

Sound pressure level graph, amplitude in Pa., and numeric display.

Range switch (50 dB) (Fig. 2) allows two different levels: 70-130 dB (A) and 34-94 dB (A).

Recording rate of cycle was realized for two ranges: milliseconds, ms for fast sound level noise processes and in seconds (s) for long records like L_{DN} occurring in community during the night-time [8].

The next scale rating L_{NP} – (The Noise Pollution Level) comprises two terms [7]:

- i. Measure of the equivalent continuous sound level;
- ii. Represents the increase of annoyance caused by fluctuations in the level.

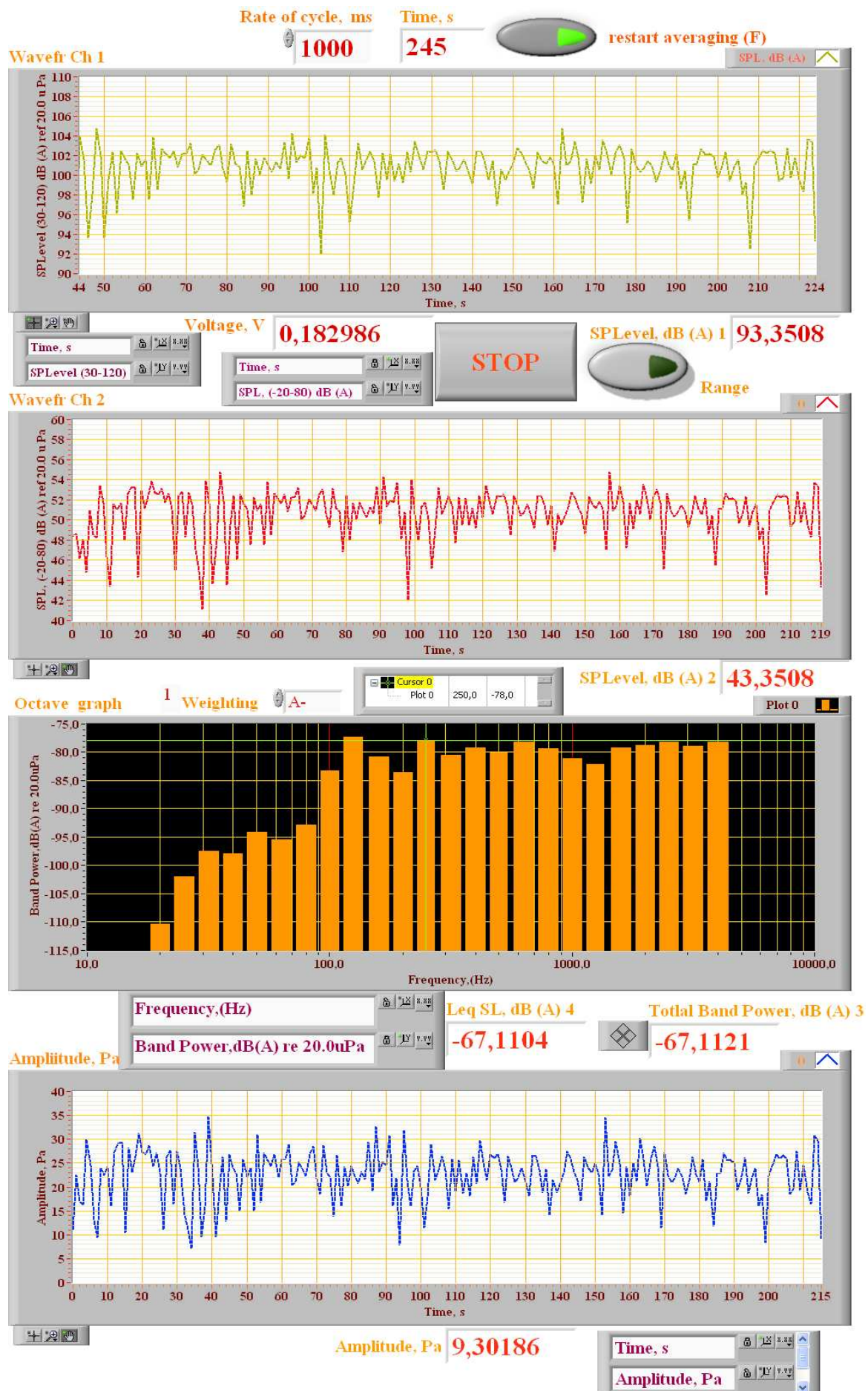


Fig. 2. Front panel of the MS for noise measurement, analyzing and recording in NI LabVIEW domain

The L_{NP} rating is defined as follows:

$$L_{NP} = L_{EQ} + K\sigma \quad (2)$$

where:

L_{EQ} is a A-weighted equivalent continuous sound level during the measured period.

σ is the standard deviation during the same period.

K is a constant tentatively set as 2,56 by D. W. Robinson, the originator of the scale (British National Physical Laboratory). The constant gives the best fit with the experimental results, carried out on subjective response of aircraft and traffic noise.

Traffic Noise Index (TNI) is measured also by sound level instruments equipped with A-weighted facilities. In these cases the measurement is performed outdoors during 24 hour period. Also the two statistical sound levels L_{10} and L_{90} :

$$TNI = 4(L_{10} - L_{90}) + L_{90} - 30 \quad (3)$$

When interest in community noise annoyance was first developed, the relationship between physical noise measurements and the “human response” of an “average” population has been based on its tolerance of nominally steady noise levels which could be readily measured. The term $(L_{10} - V_{90})$ is known as “noise climate” and the final arbitrary constant is included to yield more convenient numbers. Much work has been done [2], [3], [4] to obtain stable parameters, which precisely describe the annoyance caused by the variability of fluctuating and/or intermittent noise levels as duration time and probability of their occurrence. As in the case of noise of the Noise Pollution Level, emphasize is placed on the fact that significant annoyance is attributed to the variation of the noise level with time, averaging the noise amplitude to some extend (Fig. 2).

For communities close to Airports another scale was introduced as PNL-Perceived Noise Level [3], [4], [6]. It is a rating for single aircraft flyovers, based on a concept of perceived noisiness which originally assumed the judgment of a jury and resulting from extensive subjective experiments to determine the relationship between “noisiness”, “annoyance” and the physical characteristics of aircraft noise. The results from measurements of aircraft noise are supposed to use an extensive calculation procedure [6], [7]. It has been used to measure noise for many different aircrafts, since the first application on jet aircraft [8], [9]. For the calculations frequency analysis in third-octave-bands, measures every one halves second (Fig. 2, the third graph in third-octave-bands) or less, which are weighted and summed up to give a perceived noisiness value (in noys) for each time interval. The value is converted to give the PNL-Perceived Noise Level (in PN dB (A)), by means of standard table. Usually corrections are to be made to this value to account the increased annoyance attributable to the duration of the fly-over and the tonal content of the noise from rotating engine parts, forming a unit Tone-Corrected, Effective Perceived Noise Level, express in Ton-Corrected EPN dB (A) [7], [8] and [9].

Noise and Number Index (NNI) is created by the specialists during the period of the Wilson Committee Report on Noise in Great Britain. Mainly it does include both the average peak noise level, measured in PN dB (A), uncorrected for either duration or pure tones, and number of events during the measurement period. The expression is as follows:

$$NNI = L_{APN} + 15 \log_{10} N - 80 \quad (4)$$

where N is the number of aircraft flyovers during the measurement period;

80 is a constant, subtracted to bring the index to zero for conditions of no “annoyance” identified for single event noise levels as 80 PN dB (A)

Single Event Noise Exposure Level is defined as the clue constant level which, if maintained for period of one second gives the same A-weighted noise energy to the receiver. It is basically an L_{EQ} , normalized to a time period of one second:

$$L_{AX} = 10 \log_{10} \int_{t_1}^{t_2} 10^{\left(\frac{L_A(t)}{10}\right)} dt \quad (5)$$

where:

$L_A(t)$ is the instantaneous A-weighted sound pressure level;
 t_1 and t_2 define the time interval in which the level remains within 10 dB of its maximum during the event.

CONCLUSIONS

The usefulness of the different subjective rating scales becomes most apparent when dealing with environment in which a number of different types of noise event occur.

The total band power (dB EU) returns the sum of the power contained in all the octave bands. It performs a third-octave analysis on scaled signal (EU) in accordance with suitable standards [6], [7], [8] and [9].

REFERENCES

- [1] Hassall, J. R. and K. Zaveri. Acoustic Noise Measurements. 4th edit 1979. ISB 87 87355 30 2. Denmark.
- [2] Hassall, J. R. and K. Zaveri. Acoustic Noise Measurements. 5th edit. 1988. ISB 87 87355 21 3. Denmark.
- [3] Berglund, B., Berglund, U and Lindvall, T. "Scaling Loudness, Noisiness and Annoyance of Community Noises" JASA. Vol. 60, No. Nov.1976. pp 1119-1123.
- [4] Брох, Е. Т. Измерение акустического шума. Применение аппаратуры фирмы „Брюль и Кьер". Второе изд. 1971.
- [5] Bishop, R. H. Learning with LabVIEW 8., Prentice Hall. © 2007, NJ 07458 ISMN 0-13-239025-6 pp. 619
- [6] ISO 1996-1:2003. Institute of Noise Control Engineering
- [7] IEC 1260:1995 Performs third-octave scaled signal [EU].
- [8] ANSI S1.11-2004. Sound and vibration suit and performs polymorphic VI third-octave analysis.
- [9] ISO/TS 15666 (2003). Acoustics – assessment of noise annoyance by means of social and socio-acoustic surveys.

БЪЛГАРСКА АСОЦИАЦИЯ ЗА ОБЩЕСТВЕН КОНТРОЛ И УПРАВЛЕНИЕ НА ШУМА (БАОКУШ)

СПЕКТРИ ЕООД

**По време на конференцията „АКУСТИКА`2008” са представени
следните доклади:**

1. **Михайлов Б.,** Шум в околната среда. Контрол и управление на шума в градовете и агломерацията в Република България. Стратегически карти за шум – практически опит.
2. **Михайлов Б.,** Нови продукти и последни новини от Brüel&Kjær Дания, Новия PULSE Lan-Xi, Новия дву-канален ръчен акустичен анализатор 2270.
3. **Георгиев М.,** Обезшумяване на вентилационни шахти. Методи и средства за обезшумяване.
4. **Костова М.,** Стратегически шумови карти актуално състояние на европейско и национално ниво.
5. **Петков Т. ,** За системата за санкциониране при превишаване на нормативни шумови нива.
6. **Енев С.,** Шумозащитни прегради на магистралите.
7. **Йотов С.,** Проучване за обхвата на регулаторно въведени контролни дейности във връзка с намаляване на шумовото натоварване от въздухоплавателни средства на летищата в Република България.

Докладите ще намерите на сайта на БАОКУШ www.nonoise-bg.com и СПЕКТРИ ЕООД www.spektri.net.

spectri
СПЕЦИАЛИСТИТЕ ПО ШУМ И ВИБРАЦИИ

spectri@spectri.net

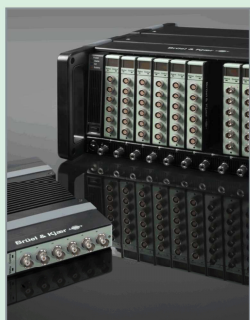
СВЕТА НА
ШУМА И ВИБРАЦИИТЕ

гр. София 1421, П.К. 39, тел. 02 963 04 64; факс: 963 10 74



www.spectri.net

АНАЛИЗАТОРИ
Мултианализираща
многопараметърна
платформа за шум
и вибрации
PULSE (Dyn-X)®



ДАТЧИЦИ за вибрации, акустика, налягане



КАЛИБРАТОРИ
акустични
вибрационни

ВИБРОМЕРИ
за „човешки“ и
машинни вибрации



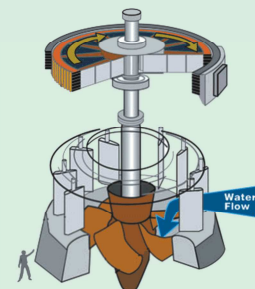
ШУМОМЕРИ

интегриращи шумомери
октавни анализатори в реално
време акустични анализатори

СТЕНДОВЕ И СИСТЕМИ >>>
изпитателни и
калибрационни
вибрационни системи



**<<< ДИАГНОСТИЦИРАЩИ
СИСТЕМИ**
за вибрации, акустика
процес-параметри



**СИСТЕМИ ЗА
МОНИТОРИНГ**
на вибрационното
състояние на
въртящи се машини



**МОНИТОРИНГОВИ
СТАНЦИИ ЗА ШУМ**



LDS



Българска Асоциация за Обществен
Контрол и Управление на Шума



www.nonoise-bg.com

PCH
ENGINEERING

ИНДЕКС

Алексиев Ал. <i>Институт по механика-БАН</i>	85, 90, 115
Ангелов Пл. <i>Център по информатика и технически науки, Бургаски Свободен Университет, Бургас e-mail: pangelov@bfu.bg</i>	27, 35
Аникин В. А. <i>НПК „ЭКОНТ” - Москва</i>	61
Боянов Б. <i>Технически университет – Варна</i>	4, 10
Георгиева Цв. <i>ВТУ “Св.Св. Кирил и Методий”, Факултет по Информационни технологии, Велико Търново, e-mail: cv.georgieva@uni-vt.bg</i>	17
Давыдов Е. <i>Институт по електрозаваряване „Е.О.Патон” НАН Украина, Киев</i>	90
Димитров Д. <i>“БДЖ – ТПС(Локомотиви)” - ЕООД, Локомотивно депо</i>	56
Димков Г.	115
Иванова Й. <i>Институт по механика-БАН</i>	71
Касъров Р. <i>“Лукойл – Нефтохим” АД</i>	79
Мирчев Й. <i>Институт по механика-БАН</i>	61
Миховски М. <i>Институт по механика-БАН</i>	61, 71, 90
Николов Др. <i>Научно-Изследователска и Развойна Лаборатория - ДД ЕООД e-mail: dragomir.nikolov@gmail.com</i>	23
Парталини Т. <i>СУ”Св.Кл.Охридски”, София</i>	71
Петков С. <i>ТУ-Габрово</i>	125

Попов Ал. <i>Институт по механика-БАН</i>	53
Разыграев Н. П. <i>НПО „ЦНИИТМАШ”</i>	61
Разыграев А. Н. <i>НПО „ЦНИИТМАШ”</i>	61
Симеонов И.	115
Симеонов К.	115
Сираков Ек. <i>Технически Университет – Варна, Катедра „Радиотехника” e-mail: katio@mail.bg, katiosirakov@abv.bg</i>	42
Табакова Б. <i>ТУ-София</i>	79
Трифонов Т. <i>ВТУ “Св.Св. Кирил и Методий”, Факултет по Алгебра и Геометрия Велико Търново e-mail: tihomirtrifonov@ieee.org</i>	17,115
Флоров В., <i>ф. Терматест e-mail: termatest@yahoo.com</i>	101
Шекеро А. <i>Институт по електрозаваряване „Е.О.Патон” НАН Украина, Киев</i>	90
Шотова М. <i>Технически университет – Варна</i>	10