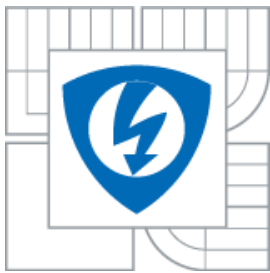




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

METODY BEZDEMONTÁŽNÍ DIAGNOSTIKY METHODS OF TECHNICAL DIAGNOSTICS

DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. STANISLAV KLUSÁČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. LUDVÍK BEJČEK, CSc.

BRNO 2012

Abstrakt

Základním cílem této disertační práce je přispění k rozvoji diagnostických metod testování piezoelektrického senzoru. Práce popisuje identifikační a diagnostické metody mikrotrhlin v piezoelektrických senzorech. Hlavní náplní disertační práce je kromě vývoje prototypu snímače klepání, nalezení vhodných metod pro diagnostiku snímače klepání a dále prověření metod pro odhalení trhlin nebo prasklin v piezokeramice snímače. Poslední část práce se zabývá vlivem mikrotrhlin v piezokeramice na měřená data z piezoelektrického snímače. Metody, jimiž se práce zejména zabývá, jsou měření impedance a různé metody měření frekvenčních charakteristik snímače, které známé vlastnosti piezoelektrického materiálu využily jako informačního zdroje pro měření a diagnostiku. Za hlavní výsledek práce lze považovat nalezení a prověření způsobů, které je možno použít pro vlastní diagnostiku piezoelektrických senzorů.

Klíčová slova

Technická diagnostika, bezdemontážní diagnostika, diagnostika senzoru, vibrace, akcelerometr, piezoelektrický snímač, snímač klepání, kalibrace, piezokeramika, trhliny, mikrotrhliny, měření impedance, frekvenční charakteristika

Abstract

The main objective of the presented thesis is to contribute to the development of diagnostic methods for piezoelectric sensor testing. The thesis describes the methods for piezoelectric sensors microcracks identification and diagnostics. The core of the thesis presents the development of a knock sensor prototype, design of suitable methods for the knock sensors diagnosis and evaluation of developed methods with focus on detection of microcracks in the sensor piezoceramic. The last part of the thesis deals with the influence of cracks and splits on the measured data from the piezoelectric transducer. The presented methods are focusing on impedance measurements and sensors frequency response measurements. Known properties of used piezoelectric material as an information source for measurement and diagnosis are provided. The main result of the work is the evaluation of the methods developed for the piezoelectric sensors self-diagnosis.

Keywords

Technical diagnostics, condition monitoring, sensor self-diagnostic, vibration, accelerometer, piezoelectric sensor, knock sensor, calibration, piezoceramic, cracks, microcracks, impedance measurement, frequency response

Bibliografická reference

KLUSÁČEK, S. *Metody bezdemontážní diagnostiky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 113 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Ludvík Bejček, CSc.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma Metody bezdemontážní diagnostiky jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené dizertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této dizertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne:

.....

podpis autora

Poděkování

Rád bych poděkoval všem, kteří mi pomohli a podporovali při postgraduálním studiu a při realizaci této disertační práce. Zejména bych rád vyslovil díky:

- svému školiteli doc. Ing. Ludvíku Bejčkovi, CSc. za poskytnutí možnosti vstoupit na akademickou půdu, nasměrování k profesní specializaci, zadání tématu a pomoci při realizaci a zejména dokončení této disertační práce
- jmenovitě doc. Ing. Petru Benešovi, PhD. a Ing. Zdeňku Havránkovi, Ph.D. za odbornou pomoc, konzultace, cenné rady, kolegiální, tvůrčí inspiraci a příkladnost nejen v rámci této práce
- Ing. Jirímu Fialkovi za pomoc při závěrečné revizi
- kolegům z UAMT a přátelům za podporu a motivaci
- rodičům a sourozencům za vytrvalou pomoc a důvěru

Tuto práci věnuji s velkými díky své ženě Petře za nezměrnou trpělivost, toleranci a bezvýhradnou každodenní podporu a též synovi, který je radostí a světlem mého života...

Tato práce vznikla za částečné podpory CEITEC - Středoevropského technologického institutu s pomocí výzkumné infrastruktury financované projektem CZ.1.05/1.1.00/02.0068 z Evropského fondu regionálního rozvoje.

Obsah

1. Úvod	14
1.1. Zaměření práce – motivace disertační práce.....	15
1.2. Obsah disertační práce	16
1.3. Cíle disertační práce	16
2. Přehled o současném stavu řešené problematiky	17
2.1. Technická diagnostika – vývoj, trendy, popis prvků diagnostického procesu..	17
2.2. Diagnostické postupy a diagnostická měření.....	19
2.3. Diagnostické modely	21
2.4. Poruchy a jejich příčiny	23
2.5. Vibrodiagnostika.....	25
2.6. Analýza diagnostických signálů	27
2.6.1. Klasické metody časové a frekvenční analýzy signálů	27
2.6.1.1. Fourierova transformace	27
2.6.1.2. Heisenbergův-Gaborův princip neurčitosti.....	29
2.6.1.3. Wavelet transformace.....	30
2.6.1.4. Wigner-Villeova distribuce	31
2.6.2. Pokročilé metody časové a frekvenční analýzy signálů	34
2.6.2.1. Okamžitá frekvence a komplexní signál	34
2.6.2.2. Hilbertova-Huangova transformace (HHT)	36
2.7. Druhy piezoelektrických snímačů vibračního pohybu	42
2.7.1. Akcelerometry využívající stlačení a rozpínání piezoelektrického členu	42
2.7.2. Akcelerometry využívající ohybového napětí nebo předpětí piezoelektrického členu.....	43
2.7.3. Akcelerometry využívající stříhové napětí piezoelektrického členu.....	44

2.7.4. Rezonanční a nadrezonanční senzory	46
2.8. Snímač klepání.....	46
2.8.1. Vysvětlení funkce snímačů klepání	47
2.8.2. Vznik klepání v motoru při nekontrolovatelném spalování	48
2.8.3. Identifikace, ovlivnění klepání motoru.....	50
2.8.4. Metody používané pro kalibraci piezoelektrických snímačů klepání	51
2.8.4.1. Primární kalibrace pomocí laserové interferometrie.....	51
2.8.4.2. Sekundární kalibrace snímače porovnáním s referenčním snímačem.....	52
2.9. Piezoelektrický jev	52
2.10. Piezokeramické materiály pro senzory a jejich vlastnosti	53
2.11. Metody testování vlastností piezokeramiky	56
2.11.1. Impedanční spektroskopie.....	56
2.11.2. Ultrazvukové testování	59
2.11.3. Testování pomocí elektromagnetického pole	60
2.11.4. Termografická metoda.....	61
2.12. Trhliny v piezokeramice.....	61
3. Cíle disertační práce	65
4. Řešení dílčích cílů disertace	67
4.1. Vývoj prototypu senzoru klepání a metody jeho kalibrace	67
4.1.1. Specifikace parametrů senzoru	67
4.1.2. Kalibrace snímače porovnáním s referenčním snímačem	70
4.1.3. Výsledky návrhu prototypu snímače klepání	70
4.2. Porovnání a vyhodnocení metod pro bezdemontážní diagnostiku elektrických parametrů senzorů vibrací.....	71
4.2.1. Měření impedance a rezonančních kmitočtů	71
4.2.2. Přímé měření frekvenční charakteristiky frekvenčním analyzátozem	77
4.2.3. Měření frekvenční charakteristiky pomocí elektrického impulsu	78

4.3. Sledování vlivu rozsahu poškození trhlinami na chování piezokeramiky	82
4.3.1. Vliv trhlín na impedanční charakteristiku	83
4.3.2. Vliv trhlín na měření pomocí frekvenčního analyzátoru	92
4.3.3. Vliv trhlín při buzení snímače pomocí vibračního stolku	94
4.3.4. Vliv trhlín při měření metodou elektrického pulsu	97
4.4. Shrnutí použitých metod a doporučení	98
4.4.1. Metoda měření impedanční charakteristiky	98
4.4.2. Metoda měření pomocí frekvenčního analyzátoru	99
4.4.3. Metoda měření pomocí elektrického pulsu	99
5. Závěr	100
6. Seznam použité literatury	102
7. Seznam vlastních publikací k tématu práce	106
Curriculum Vitae	111

Seznam obrázků

Obrázek 2-1 Základní souvislosti diagnostického procesu [22].....	18
Obrázek 2-2 Návaznost jednotlivých procesů diagnostického systému a působnost výstupů diagnostiky [22]	19
Obrázek 2-3 Absolutní a relativní kmitání hřídele. Absolutní kmitání je vztaženo k ideálně pevnému základu. [10]	25
Obrázek 2-4 Mechanický model absolutního a relativního snímače vibrací [9]	26
Obrázek 2-5 Základní typy konstrukcí piezoelektrických akcelerometrů využívající stlačení a rozpínání piezoelektrického členu [2]	43
Obrázek 2-6 Akcelerometry využívající ohybového napětí nebo předpětí piezoelektrického členu [2]	44
Obrázek 2-7 Akcelerometry využívající stříhové napětí piezoelektrického členu [2].....	45
Obrázek 2-8 Akcelerometry využívané pouze na rezonančním kitočtu [2]	46
Obrázek 2-9 Konstrukce a upevnění snímače [13]	47
Obrázek 2-10 Tlak ve válci v závislosti na úhlu natočení klikového hřídele [11] ...	48
Obrázek 2-11 Závislost tlaku ve válci na úhlu natočení klikového hřídele při klepání [11].....	49
Obrázek 2-12 Přímý piezoelektrický jev [12].....	52
Obrázek 2-13 Nepřímý piezoelektrický jev [12].....	53
Obrázek 2-14 Náhradní schéma (vlevo) a frekvenční závislost normalizované impedance (vpravo) [18].....	56
Obrázek 2-15 (a) principiální zapojení při měření a (b) měřená amplituda a fázový úhel impedance [18]	57
Obrázek 2-16 Zobrazení poškození piezoelementu pomocí: (a) ultrazvuku, (b) rentgenu [18].....	58
Obrázek 2-17 Impedanční průběhy: (a) před a (b) po rázu v piezokeramickém prvku [18].....	58

Obrázek 2-18 Vliv zatížení na rezonanční špičku při čtyřbodové zkoušce ohybem [18].....	59
Obrázek 2-19 Princip ultrazvukového testování [17].....	60
Obrázek 2-20 Metoda elektromagnetického testování a její výsledek [17].....	60
Obrázek 2-21 Princip a výsledky termografické metody [17]	61
Obrázek 2-22 (a) umístění vrypů, (b) Vickersovo rýhovací tělísko [16]	62
Obrázek 2-23 Vryp v izotropní ploše (vlevo), vryp v anizotropní ploše (vpravo) [16]	62
Obrázek 2-24 Závislost délky mikrotrhlin (vlevo) a lomové houževnatosti (vpravo) na intenzitě elektrického pole [16].....	63
Obrázek 2-25 Velikost trhliny v závislosti na počtu cyklů (vlevo) a závislost prodloužení trhliny na počtu cyklů (vlevo) [16]	64
Obrázek 4-1 Schéma použitého piezokeramického kroužku Sonox P502 [CeramTec AG].....	68
Obrázek 4-2 Ukázka dílčích součástí prototypu snímače klepání	69
Obrázek 4-3 Vyvinutý a realizovaný snímač klepání z výstupu finální produkce...	69
Obrázek 4-4 Frekvenční charakteristika navrženého senzoru klepání	69
Obrázek 4-5 Měřicí schéma pro kalibraci srovnávací metodou.....	70
Obrázek 4-6 Zjednodušený náhradní obvod	71
Obrázek 4-7 Závislost impedance a admitance náhradního obvodu piezoelektrického rezonátoru v komplexní rovině [43]	73
Obrázek 4-8 Schéma zapojení pro měření impedanční charakteristiky	75
Obrázek 4-9 Vlastní zapojení pro měření impedanční charakteristiky pomocí RLC metru HIOKI 3532 a svorek HIOKI 9140.....	75
Obrázek 4-10 Impedanční závislost samostatného nepoškozeného piezoelementu	76
Obrázek 4-11 Měření impedanční charakteristiky kompletního snímače pomocí impedančního analyzátoru Agilent 4294A a impedanční sondy Agilent 42941A.....	76
Obrázek 4-12 Zapojení úlohy pro měření pomocí frekvenčního analyzátoru	77
Obrázek 4-13 Frekvenční závislost nepoškozené piezokeramiky z HP 89410A ...	78

Obrázek 4-14	Zapojení pro testování senzoru klepání	79
Obrázek 4-15	Vliv připojení transformátoru na tvar průběhu.....	79
Obrázek 4-16	Časový průběh budícího signálu a odezvy snímače klepání	80
Obrázek 4-17	Naměřené frekvenční charakteristiky pulsní metodou a) puls 100 ms b) puls 20 μ s.....	81
Obrázek 4-18	Přípravek pro měření schéma vlevo a vlastní přípravek vpravo	82
Obrázek 4-19	Zobrazení rozměrů měřené piezokeramiky spolu s vyznačením místa prasknutí na prstenci.....	83
Obrázek 4-20	Příklady prasklého vzorek a) a vzorku s trhlinami b)	83
Obrázek 4-21	Závislost modulu impedance na frekvenci pro jednotlivé poškození	84
Obrázek 4-22	Závislost fáze impedance na frekvenci pro jednotlivé poškození ...	84
Obrázek 4-23	Závislost relativní chyby modulu impedanční charakteristik	85
Obrázek 4-24	Závislost absolutní chyby fáze impedanční charakteristiky	85
Obrázek 4-25	Závislost relativní chyby fáze impedanční charakteristiky	86
Obrázek 4-26	Závislost impedanční charakteristiky pro dotažení různými momenty.....	86
Obrázek 4-27	Závislost fázové charakteristiky pro dotažení různými momenty	87
Obrázek 4-28	Porovnání vlivu prasklin na tvar impedanční charakteristiky volného popř. jemně dotáhnutého vzorku	88
Obrázek 4-29	Porovnání vlivu prasklin na tvar fázové charakteristiky volného popř. jemně dotáhnutého vzorku	88
Obrázek 4-30	Porovnání vlivu prasklin na tvar impedanční charakteristiky vzorku dotáhnutého momentem 7 Nm	89
Obrázek 4-31	Porovnání vlivu prasklin na tvar fázové charakteristiky vzorku dotáhnutého momentem 7 Nm	89
Obrázek 4-32	Impedanční a fázová charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro prstenec 001_ring a pro snímač 005_ring – zobrazení vlivu utlumení impedanční charakteristiky po vložení prstence do snímače	90

Obrázek 4-33 Impedanční charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro všechny měření popsané v legendě	91
Obrázek 4-34 Fázová charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro všechny měření popsané v legendě	91
Obrázek 4-35 Naměřené frekvenční charakteristiky v závislosti na poškození	92
Obrázek 4-36 Vývoj relativní chyby při způsobeném poškození	93
Obrázek 4-37 Srovnání relativní chyby vlivu trhlin (počet trhlin 1-3) ve frekvenčním pásmu 200 kHz - 400 kHz	93
Obrázek 4-38 Naměřená frekvenční charakteristika snímače pro jednotlivá poškození v rozsahu 5 kHz – 16,5 kHz.....	95
Obrázek 4-39 Vývoj relativní chyby v závislosti na poškození	95
Obrázek 4-40 Srovnání relativní chyby způsobených poškozením (počet trhlin 1-3)	96
Obrázek 4-41 Srovnání relativní chyby způsobených poškozením (počet trhlin 4-6)	96
Obrázek 4-42 Srovnání relativní chyby vlivu poškození v rozsahu 100 Hz – 16,5 kHz.....	97
Obrázek 4-43 Vliv trhlin na měření pomocí elektrického pulsu	98

Seznam tabulek

Tabulka 2-1 Srovnání Curierových teplot piezoelektrických materiálů [8]	54
Tabulka 4-1 Výpočet hodnot tolerančního pole citlivosti senzoru klepání bez kabeláže	67

1. Úvod

Technická diagnostika a monitorování stavu technických zařízení je velmi aktuální u všech průmyslových procesů. Během posledních desetiletí se používaly různé prostředky odpovídající technickým možnostem doby. Dnes má diagnostika zcela nezastupitelnou roli v celé oblasti techniky a je v podstatě mezioborovou vědní disciplínou.

Dnešní moderní systémy a prostředky pro diagnostiku či monitorování stavu zařízení se skládají z mnoha specifických senzorů, systémů pro sběr dat a spolu s počítačovými programy zpracovávají a analyzují signály pro různé účely. Příkladem mohou být robustní on-line systémy pro monitorování a prediktivní údržbu strojů, které se používají pro rozpoznání blížících se problémů u celé řady strojních zařízení (např. hřídelí, ložisek, celých motorů atp.) a umožňují udržovat stroje v optimálním pracovním stavu, plánovat pravidelnou údržbu nebo včas odhalit poruchu, což může mít nezanedbatelný ekonomický přínos.

Speciálně monitorování vibrací a vibrační diagnostika strojů a zařízení získaly v posledních letech mimořádný význam, jelikož jsou přístroje na měření vibrací cenově dostupné, monitorují i střední a malé stroje. Proto je čím dál více kladen důraz na kvalitu signálu ze snímačů vibrací. Požadavky kladené dnes na snímače obecně a "inteligenci" snímačů jsou velmi široké. Inteligentní snímače (Smart sensors / Intelligent sensors) obsahují celou škálu funkcí jako např. programovatelné zesílení, linearizaci, filtraci a normalizaci měřeného signálu, možnost automatické korekce vlivu parazitních veličin, pokročilé metody potlačení šumu a verifikace platnosti naměřených dat, autokalibrace a autodiagnostika, statistické funkce, hlídání mezí, v neposlední řadě pak možnost přímého zapojení snímače do distribuovaných systémů pomocí vhodné digitální komunikační sběrnice a tedy schopné obousměrné číslicové komunikace s řídicím centrem. Tyto vlastnosti lze s výhodou použít a využít například u MEMS snímačů, ale samozřejmě existují i „klasické“ snímače, které lze "vybavit" inteligencí.

Tato disertační práce popisuje metody bezdemontážní diagnostiky piezoelektrického senzoru – snímače klepání motoru, pomocí nichž by bylo následně možno sledovat stav snímače, tedy diagnostikovat provozní poruchu snímače.

1.1. Zaměření práce – motivace disertační práce

Sledování aktuálního provozního stavu jakéhokoli snímače hraje významnou roli pro udržování bezpečnosti měřeného, respektive sledovaného zařízení. Konstrukce sledovaných zařízení, ale i samotných snímačů jsou stále propracovanější. To umožňuje další a dokonalejší funkce, zároveň však to znamená vyšší složitost, vyšší pořizovací ceny strojů a vyšší ztráty v případě selhání. Proto i roste význam technické diagnostiky. S rostoucí složitostí a cenou strojů se zvyšuje význam spolehlivého určení příčiny a místa poruchy, detekce postupně narůstajícího poškození, prognózování vývoje technického stavu. Tyto činnosti nelze určit bez adekvátních informací ze snímačů a zároveň sledovat věrohodnost dat z těchto snímačů ať již v důsledku závady či poruchy vlastního snímače. Proto je nutná i vlastní diagnostika snímače. Vývoj technické diagnostiky je proto směřován k permanentnímu automatickému monitorování technického stavu strojů a jejich hlavních částí, mezi které bezesporu patří snímače a metody jejich bezdemontážní diagnostiky.

Výše zmíněné platí i v případě řízení motoru v automobilu. Je třeba zajistit, aby naměřená data ze senzorů byla správná. To je ale problém v případě poškozeného snímače, který sice nějaké informace poskytuje, ale ty neodpovídají skutečnosti. Zde je nutné si uvědomit důležitost diagnostiky. Jedna možnost spočívá v demontáži a otestování samotného čidla. To však z mnoha důvodů není vždy vhodné a navíc se závada může identifikovat poměrně pozdě od vlastního poškození. Proto je třeba hledat metody řešení bezdemontážní diagnostiky senzorů, zejména takových, u kterých se sledují kritické parametry sloužící k řízení či bezpečnosti automobilu.

Myšlenka nalezení těchto metod vznikla při vývoji snímače klepání spalovacího motoru, hledání optimálních parametrů a hlavně posléze při řešení potenciálních výrobních technologických problémů tohoto senzoru, kdy se vyskytly potřeby bezdemontážních metod pro rychlou diagnostiku snímače a pro vyloučení chybných nebo poškozených snímačů. Při průzkumu existujících metod pro diagnostiku piezoelektrických snímačů, respektive metod pro bezdemontážní diagnostiku piezoelektrických snímačů, bylo v rámci rešerše zjištěno, že tato oblast není příliš řešena – popsána. A jelikož se tato problematika v kontextu vyvíjeného jevila velmi aktuální, začal jsem se touto problematikou aktivně zabývat.

1.2. Obsah disertační práce

Disertační práce se zabývá problematikou metod pro bezdemontážní diagnostiku piezoelektrických snímačů, konkrétně snímače klepání.

Práce je členěna do tří stěžejních částí:

První část popisuje teoretické a experimentální základy disertační práce a podává přehled o současném stavu řešené problematiky. Je zde popsán vývoj technické diagnostiky, popis diagnostických postupů, modelů, diagnostických měření včetně vzniku poruch a jejich příčin. Dále je blíže rozebrána vibrodiagnostika a zejména je uveden popis metod analýzy diagnostických signálů, které se aktuálně používají v technické diagnostice.

Část druhá popisuje vymezení dílčích cílů disertační práce a vlastní řešení těchto cílů. Cíle této práce jsou založeny na prototypu snímače klepání, na kterém se hledaly metody pro bezdemontážní ověřování jeho parametrů, respektive metod pro diagnostiku piezokeramiky těchto senzorů vibrací. Dalším řešeným problémem v disertační práci je diagnostika poruch a trhlin v piezokeramice snímače klepání a analýza jejich vlivu na změnu vlastností senzoru.

Část třetí se zabývá otázkami vyhodnocení zkoušených metod, diskuzí naměřených dat a jejich interpretace. V závěru jsou uvedeny perspektivy těchto metod a doporučení pro další možná pokračování řešené problematiky.

1.3. Cíle disertační práce

Přínos této disertační práce spatřuji v průzkumu a nalezení nástrojů - testovacích metod pro diagnostiku a sledování provozního stavu piezoelektrického senzoru. Přínos disertační práce lze shrnout takto:

- prezentace vývoje piezoelektrického snímače – snímače klepání
- nalezení metod pro bezdemontážní diagnostiku piezoelektrických snímačů, snímačů klepání
- ověření možnosti diagnostiky poruch, zejména trhlin v piezokeramice snímače metodami bezdemontážní diagnostiky a jejich případné další využití

2. Přehled o současném stavu řešené problematiky

V technické diagnostice je zřetelný trend k využívání signálů vznikajících při běžném provozu strojů, zařízení či jejich částí. Tyto signály jsou snímány snímači, které jsou jejich základní součástí. V současné době jsou tyto signály ze snímačů využívány především pro řízení těchto strojů. Avšak sledování, zda-li signály ze samotného snímače jsou věrohodné, bývá často zanedbáváno. Proto by se diagnostika snímačů měla uplatnit jako první stupeň při provozním monitorování a sledování aktuálního provozního stavu.

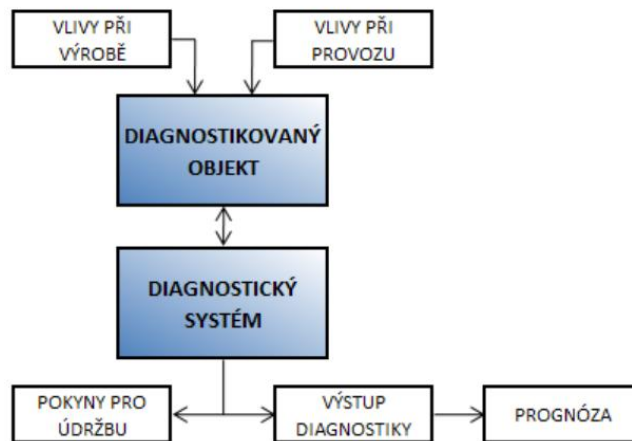
2.1. Technická diagnostika – vývoj, trendy, popis prvků diagnostického procesu

Aktuální probíhající výzkum zaměřený na možnosti a způsoby technické diagnostiky spočívá v hledání prostředků a metod pro permanentní monitoring. Zejména je kladen důraz na to, aby byla diagnostika téměř dokonale bezdemontážní a nevyžadovala nákladná stacionární zkušební zařízení a byla prováděna i během pracovního nasazení stroje. Vývoj v oblasti elektroniky a výpočetní techniky umožňuje snímání charakteristických veličin, jejich zpracování, vyhodnocení a využití pro řízení práce mechanismů v reálném čase. Tím se také vytváří předpoklady pro uplatnění způsobů bezdemontážní diagnostiky. Práce na těchto způsobech se tedy jeví jako aktuální a perspektivní.

V současnosti je zcela zřetelný trend k trvalému sledování hlavních funkcí a částí strojů. Důvody můžou být například tyto:

- důsledek popsaného vývoje diagnostiky a systémů údržby
- všeobecná snaha eliminovat nespolehlivý lidský činitel a nahradit ho automaticky pracujícími kontrolními, řídicími a bezpečnostními systémy, pracujícími v on-line režimu
- důsledek legislativních opatření, nařizujících nezávislou kontrolu s ohledem na bezpečnost a ekologii

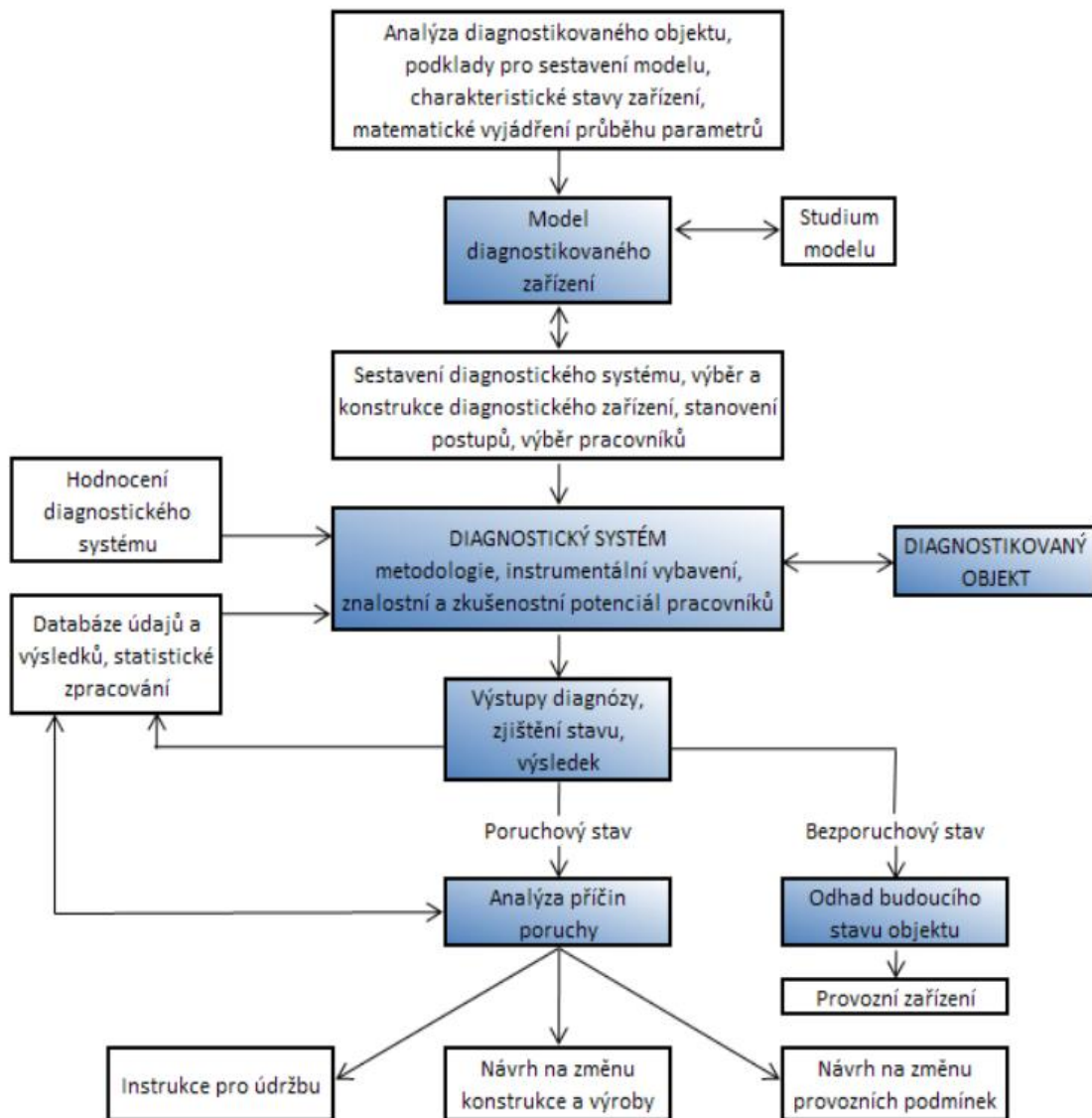
Hlavními prvky při diagnostickém procesu jsou diagnostikovaný objekt a diagnostický systém (viz obrázek 2-1). Na diagnostikovaný objekt během jeho výroby působí různé výrobní vlivy, například technologie nebo podmínky výroby. Při jeho užívání pak vlivy provozu. Tyto vlivy jsou zachycovány diagnostickým systémem. Výstupy z diagnostického systému zobrazují okamžitý stav diagnostikovaného objektu a mohou v případě potřeby vydávat operativní pokyny. Pro tvorbu diagnostického systému je zapotřebí, aby diagnostikovaný objekt byl řádně prostudován a vytvořen model. Je nutné věnovat maximální pozornost všem jeho činnostem v bezporuchovém, a hlavně pak i v poruchovém stavu. [22]



Obrázek 2-1 Základní souvislosti diagnostického procesu [22]

Nositelem informace o technickém stavu diagnostikovaného objektu je diagnostická veličina. Diagnostikovaný systém je charakterizován svými stavy, které jsou popsány diagnostickými signály.

Stanovení postupu vlastní diagnostiky - tedy stanovení jednotlivých operací diagnostiky, kroků jejich optimalizace a návaznost jednotlivých procesů při tvorbě diagnostického systému - a její dopady jsou schematicky znázorněny na obrázku 2-2. [22]



Obrázek 2-2 Návaznost jednotlivých procesů diagnostického systému a působnost výstupů diagnostiky [22]

2.2. Diagnostické postupy a diagnostická měření

Diagnostický postup je sled jednotlivých úkonů, v nichž se zkoumají souhrnné informace o technickém stavu zařízení, po jejichž analýze následují úkony, ve kterých se stav vyhodnotí a rozhodne o dalším postupu.

Diagnostická měření, tj. zjišťování hodnot diagnostických signálů, je možno realizovat způsoby statickými, kvazistatickými nebo dynamickými.

Při statických a kvazistatických způsobech jsou definovány a kontrolovány stanovené vnější podmínky a měření probíhají v rovnovážných (ustálených) stavech a režimech. Hlavní výhodou statického způsobu měření je dobrá přesnost a opakovatelnost výsledků a malá citlivost na náhodné okamžité vlivy. Hlavní nevýhodou je (zpravidla) vysoká pořizovací cena potřebného zkušebního zařízení a časová náročnost měření. Statické způsoby měření jsou vhodné zejména pro vývoj a zkoušení konstrukčních řešení, pro nejvýznamnější (a nejdražší) kontroly, jako například pro účely homologace nebo povinného zkoušení a jako etalonové způsoby pro ověření výsledků diagnostických měření jinými způsoby.

Kvazistatické způsoby měření jsou vhodné pro provozní diagnostiku v těch případech, kdy není vhodné, možné nebo účelné uplatnění způsobů statických ani dynamických.

Při dynamických diagnostických měřeních jsou zaznamenávány a vyhodnocovány průběhy hodnot diagnostických signálů během krátkých časových úseků nebo během přechodových dějů (uměle vyvolaných či přirozených). Okolní podmínky měření nejsou nebo nemohou být ovlivňovány.

Hlavními výhodami dynamického způsobu měření je:

- rychlé provedení - není nutná žádná demontáž
- podmínky měření jsou totožné (blízké) se skutečnými provozními podmínkami
- obvykle je možno měřit některou ze základních fyzikálních veličin, jejichž měření je přístrojově i metodicky dobře propracováno

Hlavními nevýhodami dynamického způsobu měření je:

- nutnost vybavit diagnostikované zařízení trvale zabudovanými snímači, nebo mít k dispozici takový způsob, který využívá jako diagnostický ukazatel nějaký vhodný, přirozeně při provozu generovaný signál
- vysoké nároky na rychlost snímání, zaznamenávání, popř. i zpracování údajů a na velikost paměti záznamových zařízení
- v některých případech se v konkrétních hodnotách diagnostického signálu promítají i jiné vlivy než změny technického stavu diagnostikované skupiny

Takto chápané dynamické způsoby diagnostických měření jsou vhodné pro trvalé sledování technického stavu vybraných zařízení, nebo jako první diagnostika, která má za úkol určit, zda je třeba konkrétní zařízení diagnostikovat, testovat či revidovat důkladněji. Mohou být také vhodné pro trvalou diagnostiku, autodiagnostiku strojů, které jsou již z jiných důvodů vybaveny vhodnými snímači a vyhodnocovacím zařízením. [23]

2.3. Diagnostické modely

Model, tedy zjednodušené zobrazení originálu, se využívá ke sledování chování systému a také k jeho simulaci (tj. řízené sledování vlastností originálu volbou vstupních veličin na modelu). Simulací nahrazujeme nákladný nebo nerealizovatelný experiment na skutečném systému.

Diagnostický model je zobrazení bezporuchových a poruchových stavů prvků originálu nebo bezporuchového a poruchového chování objektu. U složitých systémů provádíme dělení na dílčí subsystémy, které se modelují postupně, jde o tzv. víceúrovňové modelování. Základní dělení diagnostických modelů:

- fyzikální, tj. hmotný a reálný objekt je sestavený na stejném principu jako originál (zmenšený model strojního zařízení), nebo analogickém principu (např. elektrický model tepelného nebo hydraulického systému)
- matematický, tj. abstraktní model.

Podrobnějším členěním lze modely rozdělit do následujících skupin:

- Matematické modely jsou tvořeny nejčastěji soustavou rovnic, nerovnic a vztahů mezi diagnostikovanými veličinami. Můžeme je dále dělit:
- Analytický model, který popisuje systém soustavou algebraických (statický model) nebo diferenciálních a diferenčních rovnic (dynamický model). Další možná dělení jsou na modely procesního chování a modely strukturní, lineární a nelineární, deterministické a stacionárně nebo nestacionárně stochastické, spojité a diskrétní, parametrické a nparametrické.
- Model procesního chování (tj. funkční model) je dán pouze vstupními, stavovými a výstupními veličinami systému. Pokud má pouze vstupy a výstupy, modelujeme tzv. černou skříňku.

- U fyzikálně matematického modelu je nutná perfektní znalost fyzikálních a chemických zákonitostí pro daný systém. Pro neznalost těchto předpokladů a značnou složitost se tento model téměř nepoužívá.
- Empirický model vychází z experimentálně naměřených dat na vstupech a výstupech reálného systému.
- Parametrický model má konstanty (koeficienty, parametry) předem odhadnutých rovnic získány identifikačními algoritmy. To provádíme buď statistickým vyhodnocením naměřených dat, nebo z dynamických odezev. V praxi nejčastěji používáme kombinovaný způsob.
- Logický model je modelování systému pomocí matematické logiky. U tohoto modelu se nevyskytují fyzikální proměnné, ale pouze vstupní, výstupní a stavové veličiny. Tyto nabývají pouze binárních hodnot log 0 a log 1. Při konstrukci logického modelu využíváme logických funkcí a Booleovské algebry. Pro sestavení modelu je vhodná výchozí tabulka s dvouhodnotovým popisem vlastností každého funkčního bloku. Obvykle bývá provozuschopnost definovaná logická „1“ a neprovozuschopnost (porucha) jako logická „0“.

Aplikace matematické logiky je vhodná pro objekty s vyznačenou funkční a blokovou strukturou. Každý blok musí mít definované vstupy a výstupy. Pro modelování vztahů mezi strukturálními parametry je logické modelování nevhodné. Logický model lze zadat ve tvaru grafů, tabulek a matic přechodů.

- Topologický model. Protože uvedené matematické modely jsou u složitějších systémů velmi náročné na matematický popis, používáme s výhodou pro popis vlastností a chování jednotlivých reálných prvků topologický model ve formě orientovaného grafu.

Použití modelů v diagnostice lze obecně rozdělit také do kombinací objektů a podmínek. Nejen samotné diagnostické objekty lze modelovat, v praxi se velmi často modelují zejména podmínky provozu, které umožňují uskutečnit nejrůznější zrychlené zkoušky nových či inovovaných strojů, přístrojů a zařízení. Diagnostika a modelování se takto dá dělit na:

- reálný objekt v reálných podmínkách
- model v reálných podmínkách
- reálný objekt v modelových podmínkách
- model v modelových podmínkách [38], [39], [40]

2.4. Poruchy a jejich příčiny

Žádné zařízení nelze konstruovat tak, aby se u něj dříve či později neobjevily vady, závady a poruchy. Vada nám funkční spolehlivost neovlivňuje, to však nelze říct o závadách a poruchách. Každá závada a porucha má svoji příčinu a jejich znalost nám umožňuje navrhovat vhodný diagnostický systém.

Poruchy mohou vznikat z vnějších nebo vnitřních příčin. Vnějších příčinám přičítáme poruchy vzniklé nedodržením stanovených provozních podmínek a předpisů pro zatěžování, obsluhu a údržbu. Vnitřní příčiny mají svůj původ v nedostatcích výrobku.

Závady a poruchy můžeme třídít z následujících hledisek:

- druh porušení (opotřebení, zadření, únava, přetížení apod.)
- okamžik vzniku (za provozu, při demontáži, při obsluze apod.)
- časová charakteristika (náhlá, postupná, občasná apod.)
- místo vzniku (konstrukce, technologie, provoz, vada materiálu apod.)
- stupeň nebezpečnosti
- rozsah (částečná, úplná apod.)
- následky
- způsob odstranění (za provozu, nutnost odstavení stroje, vyřazení z provozu apod.).

Příčiny poruch mohou mít svůj počátek v projekční přípravě (špatná formulace zadávaného úkolu, neověřené znalosti provozních podmínek, zanedbání skutečných vnějších faktorů působících na objekt), konstrukci (nevhodná volba materiálu, nesprávné dimenzování součástí, neodhadnutí působících sil, nevyváženost rotujících součástí, únava materiálu), výrobě (nedodržení rozměrových tolerancí, nedůsledná kontrola, špatná montáž, zanedbání úchylek tvaru a polohy, zavádění zvýšených namáhání a vnitřních pnutí jednotlivých dílů), provozu, obsluze, údržbě (nedodržení podmínek provozu, přetěžování, nesprávná, nedostatečná nebo zanedbaná údržba, nedovolené zásahy do chodu strojů, nedostatečná a nesprávná oprava), dopravě a zacházení s objektem.

Provozní poruchy mohou být způsobeny nejčastěji:

- mechanickým lomem
- nadměrným opotřebením
- změnami geometrického tvaru (deformace)
- změnou mechanických vlastností materiálu (přehřátí)
- změnou zátěžných sil atd.
- způsobem zatížení součásti:
 - statické: na správně dimenzované součásti nemá podstatný vliv. Při dlouhodobém působení mohou vznikat rozměrové změny tzv. „creep“
 - dynamické: náhlé nebo rázové zatížení. Jejich vlivem vznikají vibrace.
 - periodické: příčinou vynucené vibrace a z toho plynoucí únavový lom
 - únavový jev vyvolaný cyklickým napětím v součásti a je podmíněn růstem trhliny. Výsledkem je zeslabení průřezu součásti, přetížení a následný mechanický lom. Zdrojem vzniku může být stopa po obrábění, koncentrace napětí, atd.
- opotřebením povrchu vzájemně se stýkajících a po sobě se pohybujících funkčních ploch součástí. Příčiny vzniku opotřebení jsou abrazivní (následek stírání povrchu tvrdými částicemi), záděr (porušení mazacího filmu), únavové opotřebení, molekulární opotřebení (tj. odtrhávání místních svarových mikrospojů, děje se hlavně v oblasti vysokých tlaků), korozní opotřebení (v přítomnosti agresivního prostředí)
- koroze, která je v podstatě chemickým (elektrochemickým) jevem. Koroze napadá povrch součásti a postupuje do hloubky materiálu. Vlivem koroze se zhoršuje jakost povrchu, vznikají trhlinky, které se rozšiřují a tím zeslabují nosný průřez. Mnohem problematičtější však působí „hloubková“ koroze interkrystalická (na hranicích zrn struktury materiálu). [38], [39], [40]

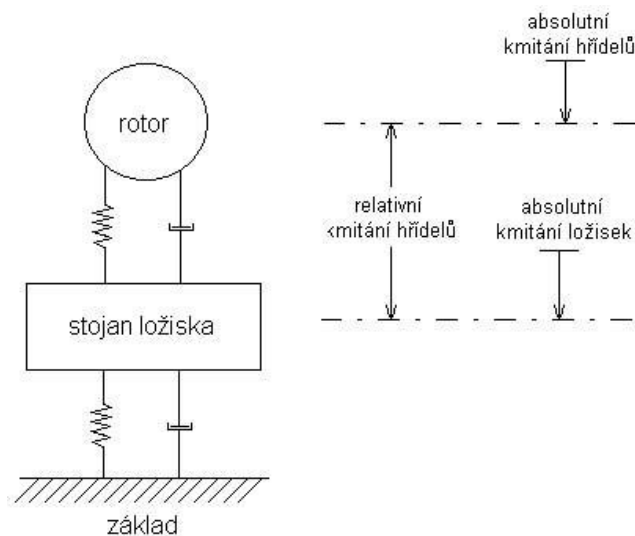
Jeden z typických průběhů intenzity poruch v závislosti na čase života lze popsat tzv. vanovou křivkou, kterou je možné charakterizovat a postihnout příčiny vznikajících poruch.

2.5. Vibrodiagnostika

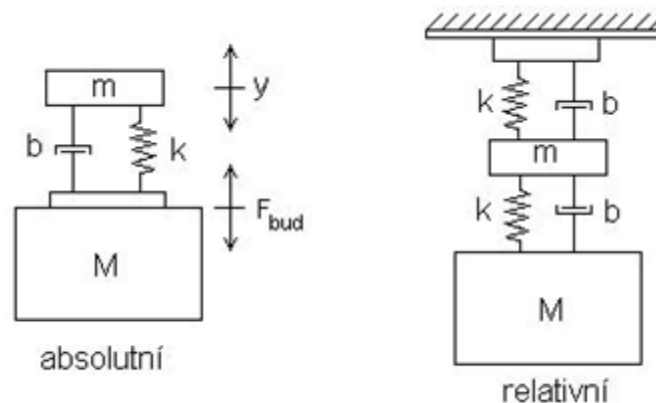
Žádný stroj nelze vyrobit, aby za provozu nebyl doprovázen vibracemi. Tyto mechanické kmity jsou pro každý stroj charakteristickou veličinou a odráží jeho vnitřní vazby a stavy a také spojení s okolím. Protože vibrační diagnostika je velice propracovaná metoda zjišťování stavu strojů, jsou vibrace vhodnými diagnostickými signály pro komplexní informace o technických stavech objektů. Mimo informací o vnitřních stavech jednotlivých uzlů a dílů mohou vibrace podat údaje o místě a příčině poruchy s vysokou přesností. [10]

Kmitání je spojeno například s dynamickým namáháním stroje a technickým stavem ložisek, hřídelí převodovek, klikových ústrojí, vačkových mechanismů, nevyvážených rotujících součástí, vůlemi v kluzných ložiscích atd. Technický stav je dán opotřebením, uvolněním spojů, únavovými lomy, korozí atd.

Kmitání dělíme na periodické, neperiodické a náhodné. Pokud periodické kmitání obsahuje jedinou frekvenci, nazýváme ho harmonické. Další rozlišení u strojů a zařízení je na absolutní a relativní kmitání. U absolutního kmitání tělesa je jeho pohyb vztahován k pevnému bodu-základu. Pevný bod-základ není vždy realizovatelný, jelikož zejména u kmitání těžkých objektů se kmity přenášejí také do okolí a vyvolávají pohyb „pevného bodu“. Relativní kmitání je vyhodnocováno vůči zvolenému reálnému bodu (obrázek 2-3). Potom můžeme rozlišit senzory kmitání na senzory absolutní a senzory relativní. Snímače obou typů pak názorně schematicky přibližuje obrázek 2-4 [10]



Obrázek 2-3 Absolutní a relativní kmitání hřídele. Absolutní kmitání je vztaženo k ideálně pevnému základu. [10]



Obrázek 2-4 Mechanický model absolutního a relativního snímače vibrací [9]

Diferenciální rovnice, kterou lze popsat zjednodušeně kmitání seismické hmoty snímače nabývá podoby $m \cdot \ddot{y} + b \cdot \dot{y} + k \cdot y = M \cdot a = F_{bud}$, kde y je výchylka, \dot{y} rychlost, \ddot{y} zrychlení, a zrychlení objektu, m hmotnost seismické hmoty snímače, M hmotnost objektu, k tuhost pružiny, b součinitel tlumení, F_{bud} budící síla.

Principiálně může být snímač vibrací řešen jako snímač výchylky kmitů, rychlosti kmitů nebo zrychlení kmitů – akcelerometr, což je dnes také nejčastější případ. Snímání diagnostických signálů se děje při elektronickém zpracování dat senzory, které převádějí mechanickou veličinu na elektrický signál. Elektrické senzory neelektrických veličin dělíme do dvou skupin na aktivní (nepotřebují ke svému provozu zdroj elektrické energie) a pasivní (ke své funkci potřebují napájení z vnějšího zdroje elektrické energie). Celkové vibrace představují celkovou vibrační energii měřenou v jistém frekvenčním rozsahu. Měřením celkových vibrací stroje nebo jeho částí a porovnáním této hodnoty s její normální úrovní se získají informace o stavu stroje.

Měření vibrací je vlastně měřením periodického pohybu. U měření vibrací jsou důležité tři veličiny - výchylka, rychlost a zrychlení. K získání správné poruchové charakteristiky se musí k měření vibrací zvolit vhodný způsob měření a typ snímače.

Vibrace ve formě zrychlení se měří pomocí akcelerometru. Akcelerometr obvykle obsahuje jeden nebo více piezoelektrických krystalů a hmotné těleso. Je-li piezoelektrický krystal deformován, vzniká elektrický signál (náboj) úměrný zrychlení. To platí za předpokladu, že rezonanční kmitočet senzoru, určený hmotností m (seismická hmotnost) a tuhostí pružného členu k , je podstatně vyšší než nejvyšší kmitočet ve spektru měřených kmitů.

2.6. Analýza diagnostických signálů

Diagnostickým signálem se rozumí vhodný ukazatel technického stavu diagnostikovaného objektu, jehož hodnota je známým způsobem na technickém stavu tohoto objektu závislá a lze ji zjistit (pokud možno) bez demontáže.

Diagnostické signály získané z dynamických měření je třeba zaznamenat a snímané údaje správně analyzovat a vyhodnotit - najít vhodné diagnostické metody pro vyhodnocování těchto signálů.

Níže jsou popsány aktuálně používané metody zpracování signálů v časové a frekvenční oblasti.

2.6.1. Klasické metody časové a frekvenční analýzy signálů

Časová a frekvenční analýza spojuje dvě základní oblasti analýzy signálů a umožňuje tak ve většině případů využít více informace z analyzovaného signálu. Její využití je především v oblasti zpracování nestacionárních signálů.

Přímé vyhodnocení časově-amplitudové reprezentace pro detekci a hlavně pro lokalizaci signálu není příliš výhodné kvůli obtížné interpretovatelnosti a přítomnosti provozních šumů na některých frekvencích. Navíc nemá signál události stacionární charakter.

2.6.1.1. Fourierova transformace

Při studiu vlastností nestacionárního signálu v určitém čase t , je vhodné signál rozdělit na dostatečně krátké realizace, u nichž je možné předpokládat stacionaritu (ergodicitu) a tím potlačit vliv složek signálu v ostatních časech. Toho je dosaženo pomocí okénkové funkce $h(t)$, se středem v čase t , která rozděluje signál ve výše popsaném smyslu:

$$s_t(\tau) = s(t)h(\tau - t) \quad (2-1)$$

Modifikovaný signál je funkcí dvou časů. Fixovaného času t , který je předmětem zájmu, a průběžného času τ . Součinu v časové oblasti pak odpovídá konvoluce Fourierových transformací průběhů $s(t)$ a $h(t)$. Okénková funkce je zvolena tak, aby zachovávala signál v původní podobě v blízkém okolí času t a zbytek signálu potlačovala, tzn.

$$s_t(\tau) \approx \begin{cases} s(\tau) & \text{pro } \tau \text{ blízke } t \\ 0 & \text{pro } \tau \text{ vzdálené od } t \end{cases} \quad (2-2)$$

S využitím okénkové funkce pak Fourierova transformace zohledňuje rozložení frekvence v okolí tohoto bodu t ,

$$\begin{aligned} S_t(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s_t(\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau) h(\tau-t) d\tau \end{aligned} \quad (2-3)$$

a spektrum hustoty energie v čase t je potom

$$P_{SP}(t, \omega) = |S_t(\omega)|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau) h(\tau-t) d\tau \right|^2 \quad (2-4)$$

V každém čase tak získáme rozdílná spektra a souhrn zobrazení těchto spekter je časově-frekvenčním zobrazením signálu P_{SP} , označované jako spektrogram.

Použitím okénkové funkce byl signál modifikován a tím v jistém smyslu zkrácen pouze na blízké okolí času t , Fourierova transformace takového signálu (rovnice 2-3) je pak označována jako *krátkodobá Fourierova transformace* (dále jen *STFT - short-time Fourier transform*). Ne vždy je ovšem používána úzká okénková funkce. Užívá se především v případech, kdy jsou určovány časové charakteristiky signálu. V případě, kdy je analýza signálu zaměřena na určení vlastností na určité konkrétní frekvenci, je nutné použít okno širší. Tato forma Fourierovy transformace je občas nazývána jako *dlouhodobá Fourierova transformace (long-time Fourier transform)*. [23], [25]

Definiční vztahy Fourierovy transformace vyžadují znalost matematického vyjádření signálu či spektra. Pokud zpracováváme naměřené hodnoty z konečného intervalu, stojíme před problémem, jak určit spektrum z vzorků signálu či signál ze vzorků spektra. K tomu účelu používáme numerické metody, která je známa jako diskrétní Fourierova transformace (DFT).

Diskrétní Fourierova transformace našla velké uplatnění zejména s rozvojem výpočetní techniky. Součástí řady přístrojů jsou jednoúčelové procesory realizující tuto transformaci. Její hlavní rozvoj nastal po roce 1965, kdy J.W. Cooley a J.W. Tukey popsali velmi efektivní algoritmus výpočtu DFT, tzv. rychlou Fourierovu transformaci (FFT - Fast Fourier Transform). Díky tomuto algoritmu se stala

diskrétní Fourierova transformace nejrozšířenějším prostředkem pro numerický výpočet Fourierovy transformace.

2.6.1.2. Heisenbergův-Gaborův princip neurčitosti

Uvažujme libovolný signál $s(t)$ a jeho Fourierovu transformaci $X^F(f)$. Energie E_S signálu $s(t)$ je pak popsána následujícím vztahem (s využitím Parsevalova teorému)

$$E_S = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (2-5)$$

Nechť je dále definována střední hodnota signálu $s(t)$ v čase a ve frekvenci

$$t_m = \frac{1}{E_S} \int_{-\infty}^{\infty} t |s(t)|^2 dt \quad (2-6)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot E_S} \int_{-\infty}^{\infty} f |S(f)|^2 df \quad (2-7)$$

Vzhledem k tomu, že člen $\frac{1}{E_S} |s(t)|^2$ a $\frac{1}{2\pi \cdot E_S} |S(f)|^2$ splňují požadavky kladené na pravděpodobnostní hustotní funkci náhodných veličin t a f , můžeme mluvit o střední hodnotě těchto veličin. Jejich směrodatná odchylka je dána následujícími vztahy

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{1}{E_S} \int_{-\infty}^{\infty} (t - t_m)^2 |s(t)|^2 dt} \quad (2-8)$$

$$\sigma_f = \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot E_S} \int_{-\infty}^{\infty} (f - f_m)^2 |S(f)|^2 df} \quad (2-9)$$

Jestliže je signál $s(t)$ dobře lokalizovaný v čase, bude $s(t)$ soustředěný kolem střední hodnoty t_m a směrodatná odchylka σ_t bude malá. Stejným způsobem lze popsat signál i ve frekvenční oblasti, kde dobrá lokalizace signálu znamená jeho koncentraci kolem hodnoty f_m s malou směrodatnou odchylkou σ_f . V případě časově-frekvenční oblasti bude signál dobře lokalizován, pokud bude malý součin $\sigma_t \sigma_f$. Důležitou vlastností tohoto součinu je, že není závislý na změně časového

měřítka, tedy

$$\sigma_t(s(at)) = \frac{1}{|a|} \sigma_t(s(t))$$

(2-10)

$$\sigma_f(s(at)) = |a| \sigma_f(s(t)) \quad (2-11)$$

Z výše uvedených vztahů pro součin směrodatných odchylek $\sigma_t \sigma_f$ vyplývá

$$\sigma_t \sigma_f(s(at)) = \sigma_t \sigma_f(s(t)) \quad (2-12)$$

Jinými slovy, pokud se bude zjemňovat časové měřítko, resp. $|a| > 1$, pak se musí zhoršovat frekvenční rozlišení, aby platila rovnost (2-12) a naopak. Samotný Heisenbergův-Gaborův princip neurčitosti je pak popsán následující nerovností

$$\sigma_t \sigma_f \geq \frac{1}{2} \quad (2-13)$$

Tato nerovnost se stává rovností pro Gaussovský puls, který není ohraničen ani v čase, ani ve frekvenci a je rovnoměrně rozložen kolem $t_m = 0$ a $t_f = 0$. Pro všechny ostatní signály platí nerovnost. Na tomto místě je nutné zmínit, že Heisenbergův-Gaborův princip neurčitosti je spojen s použitím Fourierovy transformace a je označován jako artefakt spojený s použitím Fourierových transformačních párů [23]. Nutno poznamenat, že souvislost s Heisenbergovým principem neurčitosti užívaným ve fyzice je pouze symbolická.

2.6.1.3. Wavelet transformace

Waveletová (vlnková) transformace (dále jen WT) je transformace rozkládající signál do složek, podobně jako v případě Fourierovy transformace. Na rozdíl od FT však k rozkladu nepoužívá harmonické signály, ale množinu ortonormálních funkcí (bází). Tyto funkce jsou generovány posouváním a roztahováním základního tzv. matičního waveletu (vlnky), označovaného jako ψ . Posunutí waveletu b a jeho roztahování a se řídí následujícím předpisem

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (2-14)$$

Waveletová transformace je pak obdobou Fourierovy transformace s nastavitelným oknem s následující obecnou definicí

$$W(a, b; s, \psi) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2-15)$$

kde ψ je matiční waveletová funkce, která vyhovuje určitým velmi obecným podmínkám, a je koeficient roztažení a b charakterizuje posun počátku. Ačkoli se čas a frekvence explicitně neobjevují ve výsledku transformace, hodnota $1/a$ určuje frekvenční měřítko, b pak časové umístění události. WT je tedy přímo určena pro časově-frekvenční rozklad signálu, na rozdíl od FT, která primárně slouží pouze pro frekvenční analýzu. Pro specifické aplikace může být základní waveletová funkce ψ modifikována podle potřeb dané aplikace, ale forma musí být zvolena před vlastní analýzou signálu. Pro správný výběr mateřské vlnky nelze najít exaktní pravidla, do jisté míry však pomáhá podobnost vlnky s průběhem analyzovaného signálu.

Obdobně jako STFT, také WT lokalizuje výskyt frekvenčních složek u nestacionárních signálů v čase. WT poskytuje tzv. analýzu signálu s vícenásobným rozlišením (*multiresolution analysis*), která se provádí aplikací postupně rozšiřované okénkové funkce. [23]

2.6.1.4. Wigner-Villeova distribuce

Wigner-Villeova distribuce (WVD) má zásadní význam v časově-frekvenční analýze. WVD je také často označována jako Heisenbergův wavelet a je alternativou k STFT a WT pro nestacionární nebo rychle se měnící signály. Z definice se jedná o Fourierovu transformaci centrální kovarianční funkce signálu. Pro jakýkoli signál $s(t)$ můžeme definovat centrální rozptyl (varianci) jako

$$c(\tau, t) = s\left(t - \frac{1}{2}\tau\right) s^*\left(t + \frac{1}{2}\tau\right). \quad (2-16)$$

Wigner-Villeova distribuce je pak

$$W(\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (2-17)$$

Pro zdůraznění některých vlastností WVD je zajímavé porovnat ji se spektrogramem, který představuje první intuitivní prototyp časově-frekvenční analýzy. Spektrogram (s oknem $h(t)$) ze signálu $s(t)$ byl výše definován jako

$$P_{SP}(t, \omega) = \left| \int s(\tau) h^*(\tau - t) e^{-j\omega\tau} d\tau \right|^2 \quad (2-18)$$

Jeho výpočet kombinuje lineární operaci (Fourierova transformace váženého signálu) s druhou mocninou. Opačná situace se vyskytuje u WVD, definované jako

$$W(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (2-19)$$

kde je nejprve použit kvadrát signálu a poté lineární transformace (Fourierova transformace). Toto představuje základní rozdíl mezi spektrogramem a WVD. Další rozdílnou vlastností je fakt, že WVD ve své originální formě nevyžaduje zavedení okénkové funkce, která je vnějším omezujícím prvkem v STFT.

Výpočet Fourierovy transformace ve WVD tak, jak je uvedeno např. v rovnici 2-17 může pro obecný signál znamenat eventuálně nekonečný časový interval, tedy od $\tau = -\infty$ do $\tau = \infty$, což samozřejmě představuje problémy v praktických aplikacích. Proto je vhodné modifikovat původní definici WVD zavedením omezení na rozsah $c(\tau, t)$ ve smyslu posunutí τ . Toho je dosaženo zavedením okna $p(\tau)$

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(\tau) s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} P(\omega - \xi) W(t, \xi) d\xi \quad (2-20)$$

V případě, že tato funkce může být rozdělena na

$$p(\tau) = h\left(\frac{\tau}{2}\right) h\left(-\frac{\tau}{2}\right) \quad (2-21)$$

je takto modifikovaná metoda nazývána jako pseudo Wigner Villeova distribuce – PWVD. V rámci porovnání obou metod zavedme posunutý a vážený signál

$$s_{\tau}(t) = h^*(t) s(t + \tau) \quad (2-22)$$

To nám umožňuje definovat PWVD jako

$$\begin{aligned} PW(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h^*\left(\frac{\tau}{2}\right) h\left(-\frac{\tau}{2}\right) s\left(t + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s_{\tau}\left(\frac{\tau}{2}\right) s_{\tau}^*\left(-\frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau = 2 \int_{-\infty}^{\infty} s_{\tau}(\tau) s_{\tau}^*(\tau) e^{-i2\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (2-23)$$

V každém okamžiku je PWVD počítána ze shodné informace jako tomu odpovídající spektrogram. Obě distribuce, spektrogram i PWVD tak využívají k výpočtu stejný segment signálu vybraný prostřednictvím okénkové funkce a aplikují na něj Fourierovu transformaci společně s druhou mocninou. Opačné

pořadí, ve kterém jsou operace u metod použity, vede ovšem ke zcela odlišným vlastnostem obou metod.

Zaměříme se nyní na vzájemné porovnání vlastností spektrogramu a WVD z pohledu přesnosti časově-frekvenčního rozlišení, které je nejdůležitější vlastností pro lokalizaci. Vlastností WVD je zachování skalárního součinu z časové oblasti také v časově-frekvenční

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y^*(t)dt \right|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_x(t, \omega)W_y^*(t, \omega) dt d\omega \quad (2-24)$$

Tento vztah je také nazýván jako Moyalova rovnice. Pomocí tohoto vztahu lze popsat spektrogram jako vyhlazování WVD

$$P_{SP}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_h(\varepsilon - t, \xi - \omega)W_s(\varepsilon, \xi) d\varepsilon d\xi \quad (2-25)$$

Kde W_h je Wigner-Villeova distribuce okna h . Využitím okénkové funkce v PWVD dochází ke ztrátě frekvenčního rozlišení. PWVD a spektrogram jsou si tak v úloze lokalizace téměř rovnocenné. Pokud ovšem přidáme do úlohy další stupeň volnosti a budeme uvažovat WVD okénkové funkce v následujícím tvaru

$$W_h(t, \omega) = g(t)H(-\omega) \quad (2-26)$$

Kde $H(\omega)$ je Fourierova transformace okénka $h(t)$, pak tento přístup umožňuje nezávislou kontrolu vyhlazení WVD v čase i ve frekvenci. Takto získaná distribuce

$$SPW(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \int_{-\infty}^{\infty} g(\varepsilon - t) s\left(\varepsilon + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(\varepsilon - \frac{\tau}{2}\right) d\varepsilon e^{-i\omega\tau} d\tau \quad (2-27)$$

je známa jako vyhlazená pseudo Wigner-Villeova distribuce (*smoothed-pseudo Wigner-Ville distribution – SPWVD*).

Při porovnání výpočtu STFT a SPWVD je třeba podotknout, že při výpočtu SPWVD je třeba provést mnohonásobně větší počet matematických operací. Přestože SPWVD poskytuje lepší časové i frekvenční rozlišení, je doba výpočtu, obzvláště při zpracování signálů s velkým počtem vzorků, značně omezující. [23]

Metody využívající WVD připomínají postupy určení Allanovy variance, užívané často pro odhad modelů chyb senzorů inerciální navigace [43].

2.6.2. Pokročilé metody časové a frekvenční analýzy signálů

V předchozích kapitolách byla věnována pozornost především metodám, které používají „klasický“ způsob frekvenčního rozkladu signálu. Za klasický považujeme takový postup, kde je frekvence v signálu určována na základě opakování určitého děje, jehož projevy se v signálu vyskytují s určitou periodou. Děj se tedy v signálu objevuje s jistou frekvencí.

2.6.2.1. Okamžitá frekvence a komplexní signál

Na základě znalosti analytického signálu se definuje tzv. okamžitá frekvence, která je definována v každém časovém vzorku signálu.

Ačkoli jsou signály v přírodě ve své podstatě signály mající reálný charakter, je pro získání okamžité frekvence nutné definovat signál v komplexní podobě tak, aby v určitém smyslu korespondoval s reálným signálem. Jedna z motivací pro definování komplexního signálu je ta, že komplexní signál dovoluje definovat fázi, ze které je pak možné získat okamžitou frekvenci.

Je tedy hledán komplexní signál, $z(t)$, jehož reálná složka je "reálný signál", $s_r(t)$, a jehož imaginární část, $s_i(t)$, je volitelná imaginární složka taková, aby byl dodržen fyzikální a matematický popis

$$z(t) = s_r + j \cdot s_i = a(t)e^{j\varphi(t)}. \quad (2-28)$$

Jestliže je možné určit imaginární část, je pak jednoznačná definice amplitudy a fáze následující

$$a(t) = \sqrt{s_r^2 + s_i^2}; \quad \varphi(t) = \arctan \frac{s_r}{s_i}, \quad (2-29)$$

což znamená, že okamžitá frekvence může být definována jako derivace okamžité fáze

$$\omega(t) = \varphi'(t) = \frac{(s_i' s_r - s_r' s_i)}{a^2}. \quad (2-30)$$

Sporným bodem je tedy, jak definovat imaginární část s_i komplexního signálu $z(t)$, tak aby bylo možné vypočítat okamžitou frekvenci $\omega(t)$ z rovnice (2-30).

Analytický signál

Jestliže má reálný signál $s(t)$, spektrum $S(\omega)$, pak komplexní signál $z(t)$, nazývaný jako analytický signál, je získán inverzní Fourierovou transformací z $S(\omega)$, kde integrace probíhá pouze přes kladné frekvence,

$$z(t) = 2 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} dt \quad (2-31)$$

Násobek 2 se zde objevuje z matematických důvodů proto, aby reálná část analytického signálu byl původní signál $s(t)$ (jinak by to byla právě polovina). Nyní získáme explicitní vyjádření pro analytický signál $z(t)$.

Mějme spektrum

$$S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2-32)$$

pak pomocí rovnice (2-31) získáme následující

$$\begin{aligned} z(t) &= 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \int s(t') e^{-j\omega t'} e^{j\omega t} dt' d\omega = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int s(t') e^{j\omega(t-t')} dt' d\omega \end{aligned} \quad (2-33)$$

využitím vztahu

$$\int_0^{\infty} e^{j\omega x} d\omega = \pi\delta(x) + \frac{j}{x} \quad (2-34)$$

pak obdržíme

$$z(t) = \frac{1}{\pi} \int s(t') \left[\pi\delta(t-t') + \frac{j}{t-t'} \right] dt' \quad (2-35)$$

Výsledný vztah popisující analytický signál je tedy

$$z(t) = s(t) + \frac{j}{\pi} \int \frac{s(t')}{t-t'} dt' \quad (2-36)$$

Signál je nazýván analytický, neboť třída takovýchto komplexních funkcí vyhovuje Cauchy-Riemannovu kritériu pro diferencovatelnost a prvky této třídy jsou tradičně označovány jako analytické funkce. Druhá část rovnice (2-36), tedy imaginární člen, se nazývá Hilbertovou transformací signálu $s(t)$ a v literatuře je nejčastěji označována jako $\hat{s}(t)$ nebo $H[s(t)]$. Pro libovolný časový signál $s(t)$, získáme Hilbertovou transformací signál $\hat{s}(t)$ jako

$$H[s(t)] = \hat{s}(t) = \frac{j}{\pi} P \int \frac{s(t')}{t-t'} dt', \quad (2-37)$$

kde P je Cauchyho hlavní hodnota. Signál $s(t)$ a transformovaný signál $\hat{s}(t)$ tvoří komplexně konjugovaný pár, tedy analytický signál $z(t)$

$$z(t) = s(t) + j\hat{s}(t) = a(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (2-38)$$

Hilbertova transformace je tedy vhodná také pro amplitudovou demodulaci signálu výpočtem modulu komplexního výrazu složeného z reálné a imaginární složky $s(t)$ a $\hat{s}(t)$.

Teoreticky existuje mnoho způsobů určení imaginární části, ale Hilbertova transformace poskytuje jednoznačný způsob tak, že výsledkem transformace je analytická funkce. Hilbertova transformace je tedy konvolucí $s(t)$ a $1/t$ tím jsou zdůrazněny lokální vlastnosti signálu $s(t)$. Polární souřadnice v rovnici dále objasňují lokální povahu této reprezentace, jedná se o nejlepší lokální popis signálu $s(t)$, který je trigonometrickou funkcí s měnící se amplitudou a fází. Stále ale ještě nebyla zodpovězena sporná otázka, zda je možné bez omezení definovat okamžitou frekvenci jako

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (2-39)$$

Okamžitá frekvence v rovnici je definována jako derivace fáze $\varphi(t)$, která v každém časovém okamžiku t nabývá právě jedné hodnoty. Většina reálných signálů je ovšem tvořena celým spektrem frekvencí a snaha vypočítat okamžitou frekvenci z takovýchto signálů vede často k záporným frekvencím, které nejsou fyzikálně interpretovatelné. [23], [25]

2.6.2.2. Hilbertova-Huangova transformace (HHT)

Pomocí HHT lze řešit problém, jakým způsobem získat funkce korektně transformovatelné na analytický signál.

Vlastní modální funkce (IMF - Intrinsic Mode Function)

Fyzikálně nutné podmínky pro to, abychom mohli definovat smysluplně okamžitou frekvenci, jsou takovéto:

- funkce jsou symetrické vzhledem k lokální hladině nulové střední hodnoty
- funkce mají stejný počet průchodů nulou a počet extrémů.

S využitím těchto poznatků, byla navržena třída funkcí označovaná jako vlastní modální funkce (IMF).

IMF je funkce, jejíž časový průběh splňuje dvě podmínky:

- v celém souboru dat se musí počet extrémů a počet průchodů nulou buď rovnat, nebo se lišit maximálně o jeden
- v každém okamžiku je střední hodnota obálky definované lokálními maximy a obálky definované lokálními minimy rovna nule.

Přesná modální dekompozice (EMD - Empirical Mode Decomposition)

Výpočtem Hilbertovy transformace z IMF funkcí můžeme velmi snadno získat průběh okamžité frekvence daného signálu. Bohužel většina dat nespĺňuje požadavky kladené na IMF. Tzn., že v signálu je obsaženo více oscilačních módů, a proto použití samotné Hilbertovy transformace nemůže poskytnout úplný frekvenční popis pro obecná data. Úkolem je dekomponovat vstupní data do bazových složek, které by splňovaly požadavky kladené na IMF funkci.

Takovouto adaptivní metodu nazývá *empirická modální dekompozice (EMD - Empirical Mode Decomposition)*. Dekompozice je založena na následujících předpokladech:

- dekomponovaný signál má nejméně dva extrémy - jedno maximum a jedno minimum
- charakteristické časové měřítko je definováno odstupem mezi extrémy
- pokud data postrádají extrémy, ale obsahují inflexní body, pak musí být možné získat extrémy derivací signálu.

Podstata této dekompozice je identifikovat vlastní oscilační módy v signálu podle jejich charakteristických časových měřítek a následně signál rozložit tak, aby každá ze složek obsahovala právě jeden tento mód.

EMD je implementována jako iterační proces, který má několik fází. Prvním krokem EMD je identifikace lokálních extrémů. Identifikovaná lokální minima a lokální maxima jsou poté interpolována křivkou - často kubického spline-u. Proložení vznikne vrchní obálka $e_{max}(t)$ a spodní obálka $e_{min}(t)$. Obě křivky tak

vytvářejí obálku původního signálu $s(t)$. Střední hodnota obálky m je pak definována jako

$$m(t) = \frac{e_{\min}(t) + e_{\max}(t)}{2}. \quad (2-40)$$

Odečtením signálu a střední hodnoty obálky

$$s(t) - m_1 = h_1 \quad (2-41)$$

získáme první komponentu. Ideálně by tato komponenta mohla být označena již jako první složka EMD rozkladu. Reálně ovšem h_1 většinou nesplňuje požadavky kladené na IMF. Po provedení (2-41) vznikají nové extrémy vlivem nepřesné aproximace kubickým splinem (překmitnutí nebo podkmitnutí v obálce). Proto jsou v komponentě h_1 opět nalezeny lokální extrémy, vypočtena obálka a nový střed obálky jako další krok iteračního procesu:

$$h_1 - m_{11} = h_{11}. \quad (2-42)$$

Tento postup je opakován, dokud výsledná komponenta nesplňuje podmínky kladené na IMF.

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k} \quad (2-43)$$

Výsledkem iterací je první IMF komponenta c_1

$$c_1 = h_{1k} \quad (2-44)$$

Iterační proces má dva vlivy na dekomponovaná data:

- eliminuje výkyvy v datech (filtruje nízkofrekvenční složky)
- vyhlazuje rozdílné amplitudy

Aby bylo zajištěno, že IMF komponenty mají fyzikální smysl (aby nedošlo k přeiterování, nebo aby nevznikla nekonečná smyčka), je nutné zavést kritérium pro ukončení iteračního procesu. Jako kritérium může být s úspěchem použita hodnota směrodatné odchylky, která je vypočtena ze dvou po sobě následujících výsledků iteračního procesu:

$$\sigma = \sum_{t=0}^T \left[\frac{|(h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t))|^2}{h_{1(k-1)}^2(t)} \right]. \quad (2-45)$$

Typická hodnota pro směrodatnou odchylku σ je mezi 0.2 a 0.3 První IMF komponenta obsahuje, jak lze z výše uvedeného odvodit, nejvyšší frekvenční složku signálu $s(t)$. Můžeme ji jednoduše separovat od zbytku signálu podle 2-46

$$s(t) - c_1 = r_1 \quad (2-46)$$

Protože reziduum r_1 stále ještě obsahuje složky s nižšími frekvencemi, je reziduum označeno jako nový signál $s(t)$, který je následně opět podroben výše popsanému iteračnímu procesu. Tento proces může být opakován na všechna pozdější rezidua r_j

$$r_1 - c_2 = r_2, \dots, r_{n-1} - c_n = r_n. \quad (2-47)$$

Dekompozice je ukončena jedním z následujících kritérií:

- komponenta c_n , nebo reziduum r_n je menší než předem zvolená hranice
- reziduum r_n je monotónní funkce, ze které již nelze extrahovat IMF složky

Původní signál je tedy za předem zvolených podmínek pro ukončení dekompozice rozložen do n IMF komponent (módů).

$$s(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n \quad (2-48)$$

Velikosti střední hodnoty obálky v iteračním procesu je vhodné určovat v závislosti na velikosti amplitudy příslušného módu, ale vnucením příliš malé prahové hodnoty pro ukončení iteračního procesu může dojít k *přeiterování*, tedy k "předekomponování" signálu.

Pro lepší kontrolu nad iteračním procesem je používáno modifikované kritérium, které zároveň zohledňuje maximální povolený počet iteračních kroků. Kritérium je charakterizováno dvěma hodnotami. Parametr N je již zmíněný maximální povolený počet iteračních kroků. Pokud je tento počet překročen, dojde k ukončení iteračního cyklu, aktuální zpracovávaný mód je prohlášen za IMF funkci a následuje výpočet následujících módů. Parametr S je číslo, které udává počet iteračních kroků, v nichž se nezměnil počet průchodů nulou a extrémů. Pokud se tedy v S po sobě následujících iteračních krocích výpočtu nezmění charakteristiky zpracovávané funkce, je iterační proces ukončen.

Pro ukončení iteračního procesu se v EMD zadává nové kritérium se dvěma prahovými hodnotami θ_1 a θ_2 . V kritériu je také zavedena amplituda módu jako

$$a(t) = \frac{e_{\max}(t) - e_{\min}(t)}{2} \quad (2-49)$$

a funkce pro ohodnocení fluktuace střední hodnoty je pak definována jako

$$\Delta(t) = \left| \frac{m(t)}{a(t)} \right| \quad (2-50)$$

Iterační proces pak probíhá dokud $\Delta(t) < \theta_1$ v úseku signálu o délce $(1-\alpha)$ z celkové délky signálu a $\Delta(t) < \theta_2$ ve zbytku signálu. Typické nastavení je $\alpha \approx 0.05$, $\theta_1 \approx 0.05$ a $\theta_2 \approx 10 \cdot \theta_1$.

Hilbertovo spektrum

Po výpočtu jednotlivých komponent IMF pomocí EMD již nic nebrání aplikovat Hilbertovu transformaci na každou ze získaných komponent a vypočítat okamžitou frekvenci podle rovnice (2-30). Po výpočtu Hilbertovy transformace každé složky IMF můžeme popsat data následující rovnicí:

$$s(t) = \sum_{j=1}^n a_j(t) \cdot e^{i \int \omega_j(t) dt} \quad (2-51)$$

V rovnici (2-51) je vynecháno residuum r_n , neboť je to monotónní funkce nebo konstanta. Vezmeme-li v úvahu neurčitost residua, v zájmu informace obsažené v ostatních nízkoenergetických složkách a složkách na vyšších frekvencích, byla reziduální složka, která nemá vlastnosti IMF vynechána.

Rovnice (2-51) popisuje amplitudu a frekvenci každé složky v závislosti na čase. Stejná vstupní data vyjádřená Fourierovou reprezentací

$$s(t) = \sum_{j=1}^{\infty} a_j \cdot e^{i \omega_j t} \quad (2-52)$$

Obsahují a_j a ω_j jako konstanty. Kontrast mezi rovnicemi (2-51) a (2-52) je zřejmý. Amplituda závislá na čase a okamžitá frekvence dovolují přesnější popis nestacionárních dat. Rovnice (2-51) také umožňuje zobrazit amplitudu a frekvenci jako funkce času do třech dimenzí: amplituda je zobrazena do časově-frekvenční roviny. Takovéto frekvenčně-časové rozložení amplitudy je označováno jako Hilbertovo amplitudové spektrum (*Hilbert amplitude spectrum*) $H(\omega, t)$, nebo zjednodušeně Hilbertovo spektrum. Pokud je zobrazována druhá mocnina amplitud, běžně označovaná jako hustota energie, pak se jedná o Hilbertovo energetické spektrum (*Hilbert energy spectrum*). Optimální rozlišení Hilbertova spektra může být vypočteno následujícím způsobem.

Nechť je celková délka dat T sekund a délka vzorku Δt . Pak nejnižší frekvence, která může být z dat extrahována je $\frac{1}{T}$ Hz, což je samozřejmě také limit frekvenčního rozlišení. Nejvyšší frekvence, která může být z dat extrahována je

$\frac{1}{n \cdot \Delta t}$, kde n reprezentuje minimální počet vzorků nutných k přesnému definování frekvence. Neboť Hilbertova transformace definuje okamžitou frekvenci pomocí derivace, je potřeba více bodů k definování oscilace (minimální počet jsou čtyři body pro jednu periodu sinu). Z toho vyplývá, že rozlišení ve frekvenci N by mělo být

$$N = \frac{\frac{1}{n \cdot \Delta t}}{\frac{1}{T}} = \frac{T}{n \cdot \Delta t}. \quad (2-53)$$

Z Hilbertova spektra může být dále odvozeno marginální spektrum $h(\omega)$ jako

$$h(\omega) = \int_0^T H(\omega, t) dt. \quad (2-54)$$

Marginální spektrum nabízí měřítko celkového amplitudového příspěvku každé frekvence. Frekvence v $H(\omega, t)$ nebo v $h(\omega)$ má odlišný význam než ve Fourierově spektrální analýze. Existence energie na frekvenci ω ve Fourierově reprezentaci vyjadřuje sinovou či kosinovou složku, která je obsažena v celém časovém rozsahu signálu. V Hilbertově marginálním spektru existence energie na frekvenci ω znamená to, že v celém časovém rozsahu dat je větší pravděpodobnost existence oscilace na dané frekvenci. Přesný časový výskyt oscilace je vyjádřen Hilbertovým spektrem. Jako doplnění marginálního spektra se definuje ještě úroveň okamžité hustoty energie (*instantaneous energy density level*) IE jako

$$IE(t) = \int_{\omega} H^2(\omega, t) d\omega. \quad (2-55)$$

Vzhledem k tomu, že IE je závislá na čase, může být použita k určení změn energie v signálu.

Hilbertovo spektrum neposkytuje dostatečně přesné zobrazení události v časově-frekvenční oblasti. V porovnání s předchozími metodami je frekvenční pásmo jednotlivých rezonancí širší a průběh okamžité frekvence výrazně kmitá ve snaze obsáhnout všechny složky frekvenčního pásma. Analýzou jednotlivých IMF po dekompozici signálu lze ukázat, že frekvenční pásmo každé další IMF je zhruba poloviční oproti IMF předcházející. Tato vlastnost je významně omezující pro nalezení počátku události v časově-frekvenční oblasti, nicméně zkušenosti

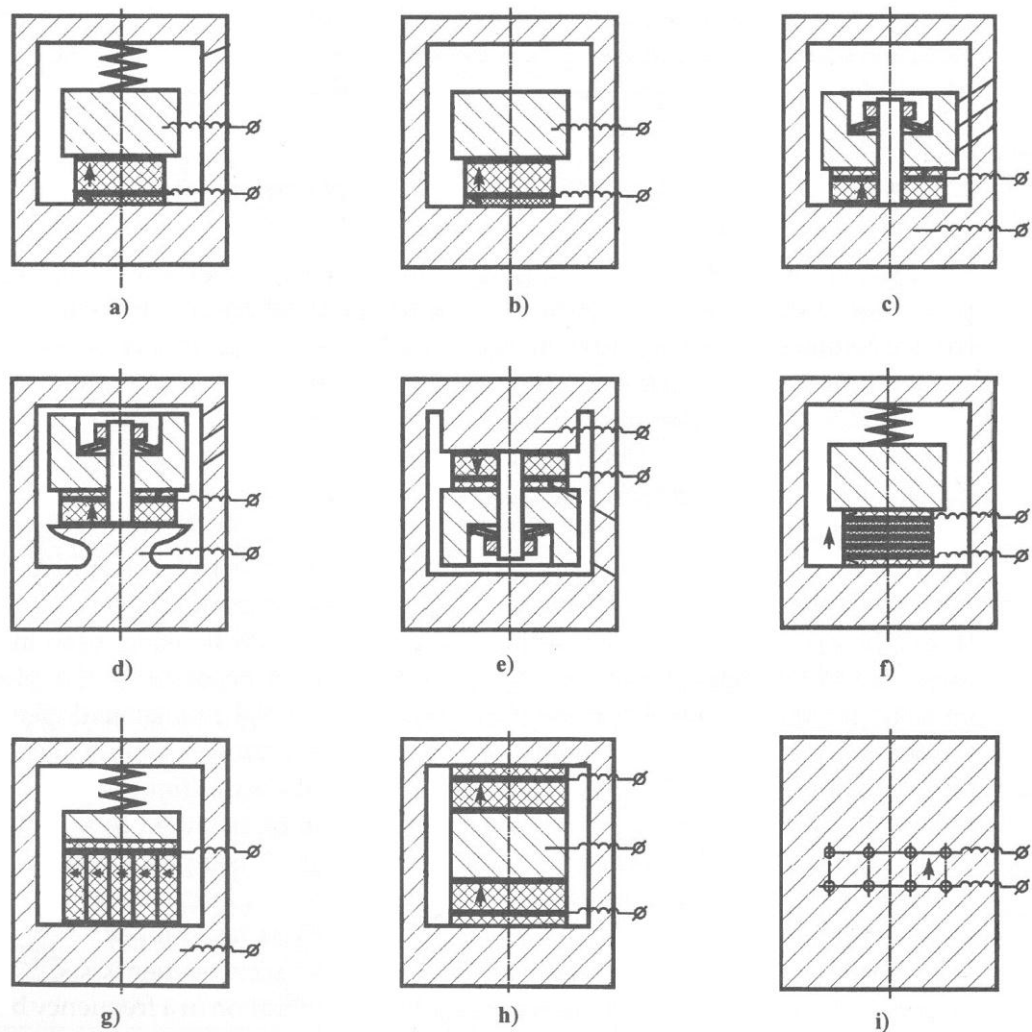
s implementací HHT a okamžité frekvence umožnily navrhnout metodu, která řeší tuto problematiku. Metoda je založena na adaptivním odhadu jednotlivých módů signálu Kalmanovým filtrem a je předmětem následující kapitoly. [23], [25], [26]

2.7. Druhy piezoelektrických snímačů vibračního pohybu

Piezoelektrické snímače jsou podobné tvarem, ale liší se konstrukčním principem, typem piezoelektrického materiálu nebo způsobem výroby. Volba konkrétního principu snímače je velmi obtížná, záleží na provozních podmínkách a technicko-ekonomických požadavcích. Nejvíce jsou rozšířeny piezoelektrické akcelerometry s operačním kmitočtovým pásmem na ploché části amplitudové frekvenční charakteristiky pod vlastní rezonanční frekvencí. Zbývající snímače amplitudy nebo rychlosti kmitavého pohybu pracují nejčastěji v nadrezonanční výjimečně i rezonanční části frekvenční charakteristiky. Každý z principů je zastoupen širokým okruhem konstrukčních uspořádání. Toto konstrukční uspořádání ukazuje jejich hlavní charakteristické rysy. Na rozdíl od jiných typů senzorů, piezoelektrické akcelerometry nejvíce využívají pro snímání pohybu mezi seismickou hmotností a pouzdem senzoru mechanické napětí piezoelektrického členu: stlačení - rozpínání, stříh, ohyb nebo předpětí piezoelektrického členu. Proto mohou být tříděny též podle typu využívaného mechanického napětí. [2]

2.7.1. Akcelerometry využívající stlačení a rozpínání piezoelektrického členu

Senzory pracující na těchto principech se vyznačují jednoduchou konstrukcí a velkou účinností. Jsou rozšířeny v různých oblastech výzkumu a praxe, zejména jako senzory chvění a měření rázů. Jejich předností je robustnost, spolehlivost a široký frekvenční rozsah (50 - 200 kHz). Tyto akcelerometry však mají nedostatky související s tvarem piezoelementu. Za jistých podmínek volba piezoelementu může omezovat jejich parametry kvůli působení různých destabilizujících faktorů při samotném provozu senzoru. Mezi tyto faktory lze zahrnout akustický šum či deformaci v upevňovacím bodě. Příklady konstrukcí piezoelektrických akcelerometrů jsou na obrázku 2-5.

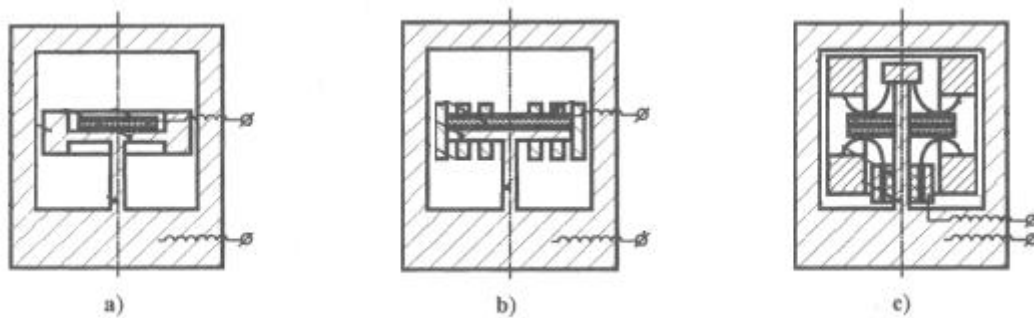


Obrázek 2-5 Základní typy konstrukcí piezoelektrických akcelerometrů využívající stlačení a rozpínání piezoelektrického členu [2]

2.7.2. Akcelerometry využívající ohybového napětí nebo předpětí piezoelektrického členu

Obrázek 2-6 zobrazuje základní uspořádání snímače využívajícího jednak ohybové napětí a dále mechanického předpětí piezoelektrického členu (nosníku nebo membrány). Tyto piezoelektrické akcelerometry se vyznačují jednoduchou konstrukcí, dosahují vysoké citlivosti při relativně malých rozměrech a malé hmotnosti. Též mají minimální citlivost na napětí upevňovacího bodu a na příčné oscilace. Použité nosníky a membrány nejsou příliš pevné a mají tedy relativně nízký rezonanční kmitočet. Pro dosažení těchto parametrů se zkoušejí použít různé metody tak, aby se zvýšila mechanická pevnost, nárazová odolnost a byla

nalezena odpovídající mechanická konstrukce. V mnoha případech jsou uvažovány konstrukce s bimorfním piezoelementem, tvořeného spojením (např. slepením) piezoelementu s kovovou deskou. Snímací element může být upevněn v pouzdru s vnitřním nebo vnějším uspořádáním. Konstrukce na obrázku 2-6a) využívá diskový piezoelement přilepený k tenké kruhové membráně s inertním prstencem okolo. Tato konstrukce kombinuje celkem vysokou hodnotu převodní konstanty (hodnoty až 1 V/g) s relativně malými rozměry a hmotností (40 – 50 g). Vyšší převodní konstanty při zachování ostatních parametrů může být dosaženo v piezoakcelerometru mající seismické hmotnosti rozdělené po povrchu. Piezoelementy využívající předpětí jsou vyráběny na základě konstrukce uvedené na obrázku 2-6c), kde je seismická hmotnost připevněna na toroidním pružném závěsu (na piezoelement působí současně ohyb a tlak). V současnosti jsou piezoelektrické akcelerometry měřící nízkofrekvenční vibrace do několika kHz vyráběny konstrukcí se snímacím prvkem ovlivňovaným ohybovým napětím. [2]



Obrázek 2-6 Akcelerometry využívající ohybového napětí nebo předpětí piezoelektrického členu [2]

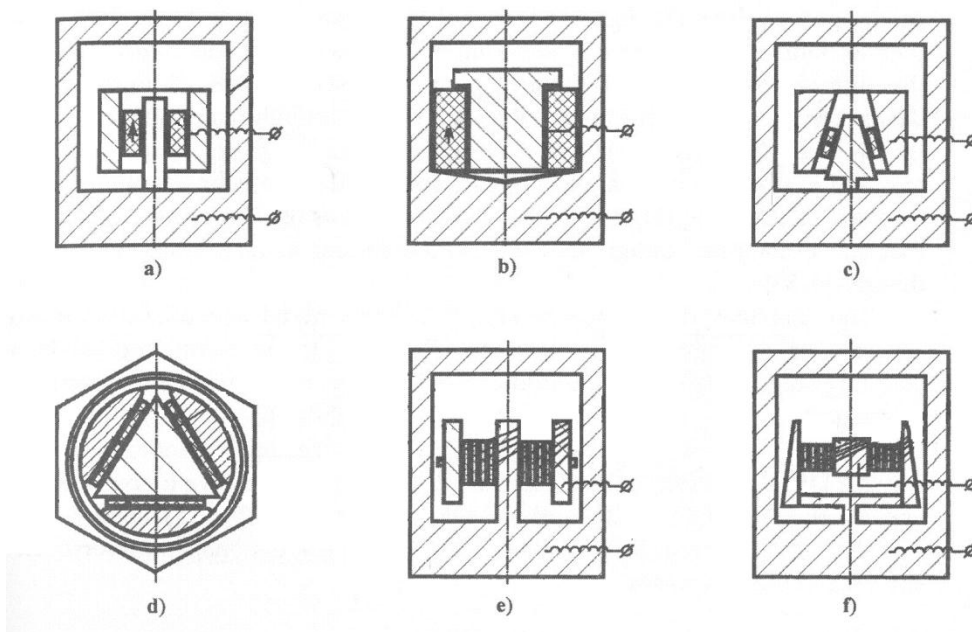
2.7.3. Akcelerometry využívající stříhové napětí piezoelektrického členu

Mezi nástroje pro vyhodnocování vibrací a nárazová čidla patří piezoelektrické akcelerometry využívající stříhového napětí piezoelementu a zaujímají široký rozsah použití. Konstrukce je naznačena na obrázku 2-7. Stříhové piezoelektrické akcelerometry mají obecně lepší metrologické charakteristické rysy než jiné typy snímačů a dosahují vyšších rezonančních kmitočtů (80 - 200 kHz), vyšší mechanickou pevnost a odolnosti proti nárazu, relativně malou velikost a hmotnost. Mezi výhody stříhových konstrukcí patří vysoká citlivost, stabilita a malá citlivost na rušivé vlivy (teplotní dilatace, akustické efekty). Komplikovaná výrobní technologie a vysoká cena daná složitostí výroby jsou hlavní nevýhody těchto typů piezoelektrických akcelerometrů.

Prstencové konstrukce, jak znázorňuje obrázek 2-7 a), 2-7 b), jsou jednoduché, pevné, velmi malé (hmotnost do několika desítek gramů), s minimální postranní a rotační citlivostí.

Kónické konstrukce naznačené na obrázku 2-7 c) nemají většího praktického využití kvůli jejich složité technologii. Existují také určité modifikace prstencových a kónických konstrukcí, které využívají různého způsobu připevnění akcelerometru na zkoušený předmět (situace na obrázku 2-7 a)), upevňovacím trnem a vnitřní dírou. U „DeltaShear“ stříhové konstrukce (obrázek 2-7 d) jsou použity tři piezoelementy ve třech rovinách okolo upevňovacího trnu přidržované pružným prstenem využívající seismickou hmotnost. „DeltaShear“ konstrukce má nejlepší metrologické vlastnosti ze všech stříhových konstrukcí.

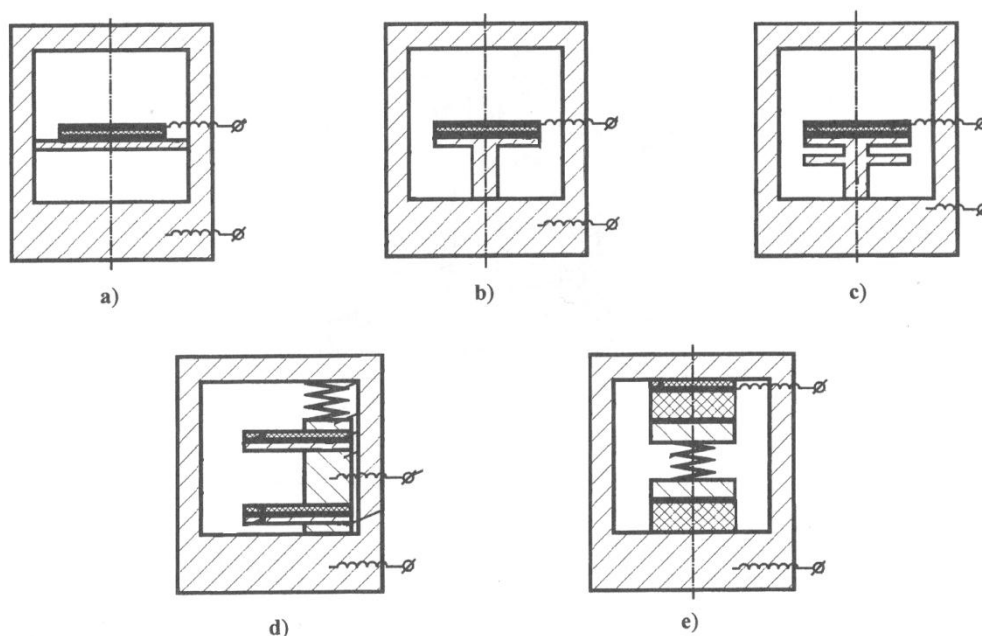
„IzoShear“ konstrukce zobrazená na obrázku 2-7 e) představuje vyvážený systém dvou oddělených skupin vrstvených piezoelementů zajištěných do nosného trnu spojivým čepem se dvěma oddělenými setrvačnými elementy a pasivním teplotně kompenzačním těsněním. Při porovnání s konstrukcí „DeltaShear“, obsahuje „IzoShear“ dva stahovací svorníky oproti jednomu u „DeltaShear“ konstrukce. „TandemShear“ konstrukce znázorněná na obrázku 2-7 f) je v podstatě převrácená „IzoShear“ konstrukce vzhledem k upevňovacímu bodu a seismické hmotnosti. „IzoShear“ a „TandemShear“ konstrukce představují podstatné vylepšení, které eliminují příčnou citlivost a šum. [2]



Obrázek 2-7 Akcelerometry využívající stříhové napětí piezoelektrického členu [2]

2.7.4. Akcelerometry používané na rezonančním kmitočtu

Typické konstrukce senzorů používaných výhradně na rezonančním kmitočtu piezoelementu jsou ukázány na obrázku 2-8. Charakteristickým rysem těchto senzorů je ve většině případů piezoelement s chybějícím setrvačným prvkem. Kmitočet vibrujícího objektu se shoduje s rezonančním kmitočtem snímače (rezonančním pásmem), požadavkem je proto dlouhodobá stabilita vlastní frekvence. Hlavní funkce spočívá v rozložení hmoty piezoelementu na pružné sponě. [2]

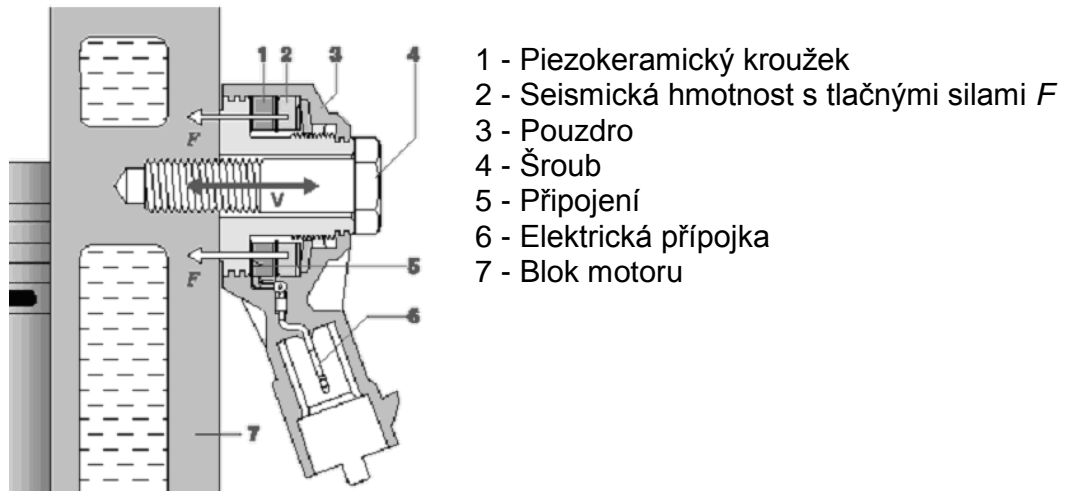


Obrázek 2-8 Akcelerometry využívané pouze na rezonančním kmitočtu [2]

2.8. Snímač klepání

Senzor klepání je snímač vibrací založený na piezoelektrickém jevu. Obecně se používá ke snímání kmitů šířících se tělesy. Jeho využití je převážně v automobilovém průmyslu, kde zajišťuje snímání frekvence klepání motoru. Toto klepání vzniká při nekontrolovaném spalování.

Vlastní senzor je konstrukčně jednoduchá součástka, jejíž funkční část tvoří prstenec z piezoelektrického materiálu upevněného na kovovém jádře. Na piezoelektrický prstenec jsou připojeny sběrací elektrody – viz obrázek 2-9.

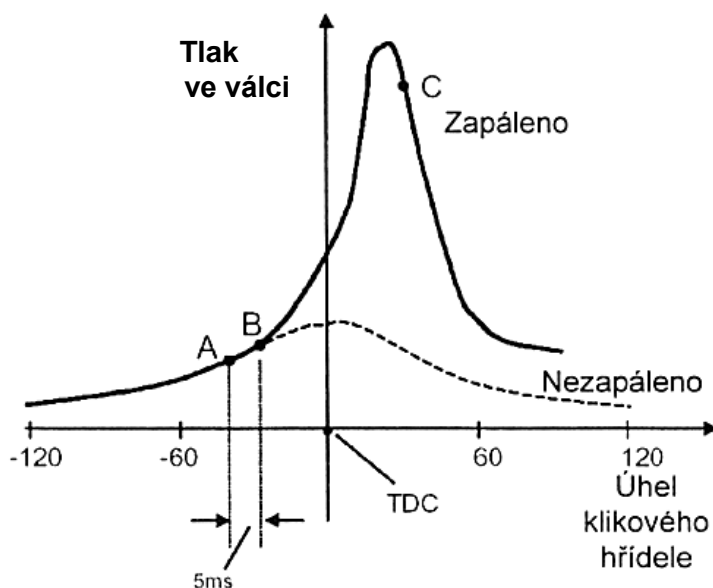


Obrázek 2-9 Konstrukce a upevnění snímače [13]

Při vibracích motoru působí hmotnost seismické hmoty (2 na obrázku 2-9) svou setrvačností tlačnými silami na piezokeramický prvek (1 na obrázku 2-9). Působením hmoty dochází k mechanické deformaci piezokeramického prvku. Vlivem deformací prvku vzniká elektrické napětí mezi jeho hranami. Elektrické napětí snímáno pomocí kontaktních plošek (6 na obrázku 2-9) je přivedeno do řídicí jednotky.

2.8.1. Vysvětlení funkce snímačů klepání

Při normální činnosti spalovacího motoru dochází ke spalování pohonné směsi (palivo + vzduch) v prostoru spalovací komory, v níž se pohybuje píst. Zapálení směsi je vyvoláno elektrickým výbojem od zapalovací svíčky ještě před koncem kompresního taktu (před horní úvrati). Hořením zapálené směsi dochází k strmému nárůstu tlaku ve spalovací komoře, ne ovšem ke skokovému. Maximálního tlaku, který působí na píst, je dosaženo až několik stupňů od horní úvrati. Okamžik zážehu se tedy vztahuje k natočení klikového hřídele. Na obrázku 2-10 je vidět průběh tlaků ve spalovací komoře.



Obrázek 2-10 Tlak ve válci v závislosti na úhlu natočení klikového hřídele [11]

Výše uvedený průběh platí pouze pro ideální spalování pohonné směsi uvnitř komory. Kromě toho může nastat i nekontrolovatelnému spalování směsi (detonačnímu spalování), což se označuje jako klepání motoru.

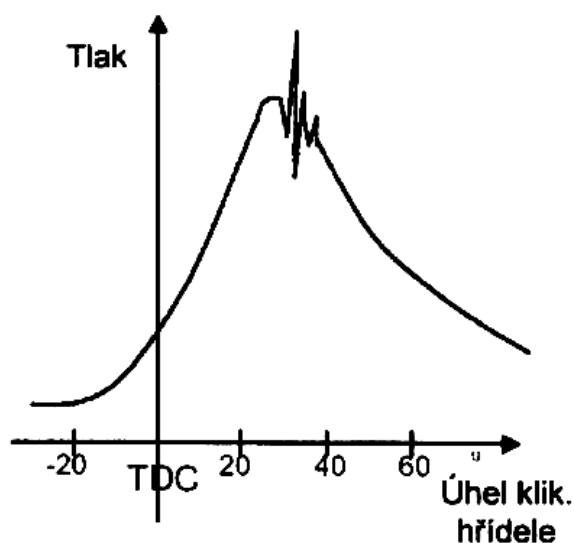
2.8.2. Vznik klepání v motoru při nekontrolovatelném spalování

Klepání je negativní jev, vznikající v motoru při nekontrolovatelném - detonačním spalování pohonné směsi. Při normálním spalování dochází po zapálení paliva k postupnému šíření plamene od jiskry zapalovací svíčky do nejdálkových míst spalovacího prostoru. Klepání se vyznačuje snížením výkonu a účinnosti motoru. Detonace při spalování vznikají samozápalením zbytků paliva ve spalovacím prostoru, které nebyly zapáleny zapalovací svíčkou. Zbytky směsi se vznítí vlivem vysoké teploty a kompresí, tzn. při pohybu pístu do horní úvratě ve fázi komprese. Dochází k zapálení v těch místech ve válci, kam se plamen chtěného zápalu zapalovací svíčkou ještě nedostal. Samozápaly nejsou nijak řízeny, jsou zcela náhodné. Velký předstih, malé oktanové číslo paliva a vysoký kompresní poměr usnadňují vznik samozápalů. Dlouhodobě trvající účinky detonačního spalování vytváří, vlivem prudkého zvýšení tlaku, tlakové vlny. Ty se ve spalovacím prostoru rozpínají, narážejí na jeho stěny a spolu s vysokou teplotou mohou vést ke zničení některých částí motoru (těsnění pod hlavou, pístů a

v oblasti ventilů). Směs paliva za normálních podmínek hoří rychlostí 15 - 25 m/s. Detonační hoření se však šíří rychlostí až 2000 m/s.

U vznětového motoru předčasným vstřikem paliva do válce se palivo nejprve odpaří. K tomu potřebuje teplo, které odejme stlačenému vzduchu. Po dosažení teploty potřebné pro vznícení se palivo náhle vznítí a vznikne tlaková vlna, která narazí na stěny válce. Klepání závisí na cetanovém čísle a na kompresním poměru. Vyšší kompresní poměr znamená vyšší kompresní teplotu a vyšší mez klepání.

Výbuchy ve spalovacím prostoru motoru vytváří určité vibrace, které jsou snímány a převáděny na elektrický signál. Zvyšování předstihu a kompresního poměru zlepšuje účinnost motoru. A při srovnání dvou motorů o stejném výkonu, ale rozdílném předstihu a kompresního poměru, má motor s vyšším kompresním poměrem a předstihem nižší spotřebu. Bohužel se, se zvyšováním předstihu a kompresního poměru, zvyšuje sklon k detonačnímu hoření. Protože kompresní poměr je dán při výrobě motoru, lze zamezit detonačnímu spalování změnou předstihu. Elektronická regulace předstihu dovoluje nastavit takovou hodnotu předstihu dovolující využít maximální krouticí moment, který je možný využít než se dosáhne mezní hodnoty klepání. Tím se dosáhne optimální spotřeby paliva bez poškození motoru. To se navenek projeví jako klepání. Na obrázku 2-11 je vidět vliv klepání na tlak ve spalovací komoře. Klepání nemá pevnou hranici, která by se měnila s provozními stavy motoru.



Obrázek 2-11 Závislost tlaku ve válci na úhlu natočení klikového hřídele při klepání [11]

Příčiny vzniku klepání:

- teplota a tlak v konečné fázi komprese
- teplota ve spalovací komoře
- rychlost otáčení motoru
- kompresní poměr
- poměr vzduch/palivo
- palivo (jeho oktanové číslo, přísady)

Škody zapříčiněné klepáním motoru

Jak už bylo zmíněno, při tomto jevu dochází k prudkému zvýšení tlaků a rovněž také teplot. To má velký vliv na životnost celého motoru, zejména spalovací komory a klikového hřídele. Klepání má za následek propálené písty, těsnění pod hlavou, ventily, apod.

2.8.3. Identifikace, ovlivnění klepání motoru

Právě pro odstranění klepání motoru, bývá motor osazen senzory klepání. Tyto senzory mají za úkol rozpoznání klepání a na základě těchto informací řídicí jednotka snižuje hodnoty předstihu tak, aby ke klepání nedocházelo. Motory bez senzorů klepání musí být seřizeny dle výrobce a oktanového čísla používaného paliva. Dojde-li ke zvýšení tlaků a teplot při hoření a výskytu klepání na motoru vybaveném senzory klepání, řídicí jednotka zpožďuje dobu zážehu, čímž nežádoucím způsobem vzroste teplota výfukových plynů a motor ztrácí na účinnosti. Výsledkem "upravené" komprese je pak spíše úbytek výkonu a nárůst spotřeby.

Pokud se při provozu motoru zjistí přítomnost klepání, je nutné zabránit možným poškozením částí motoru regulací. Po příjmu informace o klepání do řídicí jednotky, se ihned provede opatření pro zabránění vzniku detonací. Toho se docílí snížením předstihu (např. o 3° otočení klikového hřídele). Pokud snímač zjistí stále trvající klepání i v následující otáčce klikového hřídele, je opět předstih snížen o stejnou hodnotu. Snižování předstihu trvá do doby, kdy již klepání není registrováno. Protože je třeba mít z důvodu dobrého spalování směsi co největší předstih, je po zmizení klepání předstih. Předstih se zvyšuje do doby, kdy jsou vibrace motoru na mezi klepání. Pokud se objeví klepání dříve, je popsán proces opakován, začne se snižováním předstihu. Volba předstihu závisí na otáčkách

motoru a složení směsi. Při stoupajících otáčkách se předstih zvyšuje, aby došlo ke spálení směsi uvnitř válce. Složení směsi ovlivňuje dobu jejího hoření. Bohatá směs hoří rychleji, chudá směs hoří pomaleji. Při vstříknutí chudé směsi do válce, je potřeba nastavit větší předstih pro její dokonalé spálení. Klepání se může objevit při různých otáčkách motoru a při různých zatíženích motoru. Klepání nemá stanovenou pevnou hranici.

Nejúčinnější nástroj pro odstranění nebezpečných vlivů spojených s klepáním je řídicí jednotka, která má na starosti řízení doby zážehu. Často jsou moderní motory vybaveny ne jedním, ale více snímači. Zpravidla se čtyřválcové řadové motory vybavují jedním, pěti a šesti válcové motory dvěma, osmi a dvanácti válcové motory dvěma nebo více snímači klepání. Ty se pak přepínají podle pořadí zapalování. Na základě těchto snímačů je upravována doba zážehu pro každý válec zvlášť. Parametry nastavení jsou ukládány do datového pole v paměti, ze které se pak načítají po startu motoru. Řídicí jednotka tyto data navíc kontinuálně přizpůsobuje aktuálnímu stavu. Důležité pro řízení celého zapalování je, aby nedocházelo ke klepání a motor pracoval s co nejvyšší účinností.

2.8.4. Metody používané pro kalibraci piezoelektrických snímačů klepání

Pro přesné ověření piezoelektrických snímačů a tedy i snímače klepání se používají metody pro kalibraci akcelerometrů – ať už se jedná o primární či sekundární kalibraci. [19], [20]

2.8.4.1. Primární kalibrace pomocí laserové interferometrie

Tato metoda je používána pro primární absolutní kalibraci akcelerometrů například v metrologických institutech. Využívá laserový Michelsonův interferometr s optickým detektorem pro snímání pásem signálu interferometru, jehož frekvenční charakteristika pokrývá potřebnou šířku pásma. Snímač je buzen pomocí generátoru a vibračního stolku a pomocí ustálených sinusových vibrací a laserové interferometrie získá velikost a fázové zpoždění komplexní citlivosti. [19]

2.8.4.2. Sekundární kalibrace snímače porovnáním s referenčním snímačem

Tento způsob testování je opět založen na použití vibračního stolu, na kterém je umístěn snímač. Stůl je rozkmitáván signálem z generátoru a na snímači měříme jeho odezvu. Testováním v určitém frekvenčním spektru zjistíme rezonanční kmitočet senzoru a můžeme ho tak porovnat se správným průběhem. [20]

2.9. Piezoelektrický jev

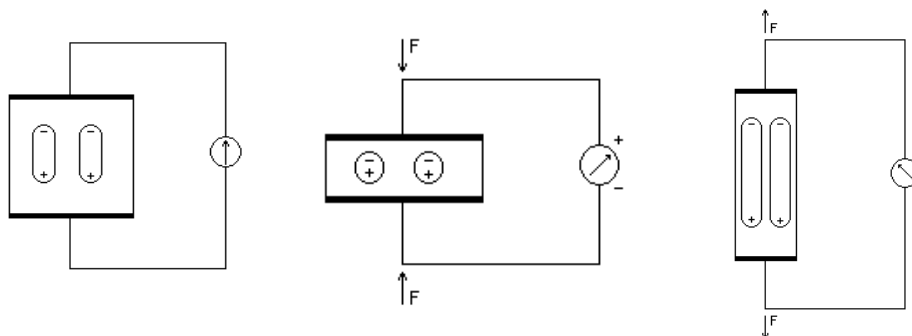
Piezoelektrický jev byl objeven již v roce 1880 bratry Curieovými. Objevitelé upozorovali na krystalech turmalínu jev, kdy zaznamenali vznik elektrického náboje na plochách krystalu v důsledku mechanického namáhání. Elektrický náboj je tomuto tlaku přímo úměrný. Jev byl nazván přímý piezoelektrický jev.

Dielektrická polarizace některých látek je tedy vázána na jejich elastickou deformaci – tlak, tah, ohyb, krut. Vzniklý náboj je přímo úměrný působící síle a konstanta úměrnosti je tzv. piezoelektrická konstanta. Napětí se odebírá z elektrod vyvedených přímo z krystalu.

V roce 1881 Lippmann předpověděl a bratři Curierové experimentálně potvrdili existenci nepřímého piezoelektrického jevu. [12], [14]

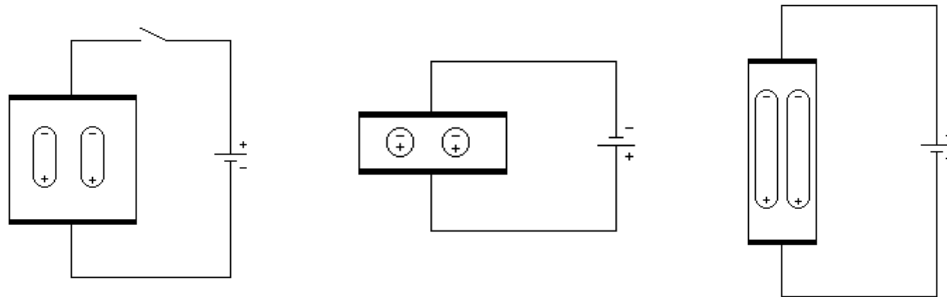
Přímý a nepřímý piezoelektrický jev

Přímý piezoelektrický jev spočívá ve vzniku náboje působením mechanického tlaku. Tato závislost je lineární. Lze jej vybudit na plochách krystalu s polárními osami, jestliže jsou podrobeny mechanickému namáhání ve směru těchto os. Princip přímého piezoelektrického jevu je naznačen na obrázku 2-12. [12], [14]



Obrázek 2-12 Přímý piezoelektrický jev [12]

Nepřímý piezoelektrický jev, nazýván též elektrostrikce, je jev podobný jevu elektrickému. Působením elektrického napětí se krystal určitých látek mechanicky deformuje. Princip nepřímého piezoelektrického jevu je naznačen na obrázku 2-13. [12]



Obrázek 2-13 Nepřímý piezoelektrický jev [12]

Aby polykrystalická látka vykazovala piezoelektrický jev, je nutnou ne však dostačující podmínkou, aby byla feroelektrikem. Jak již název naznačuje, chovají se feroelektrika v elektrickém poli stejně jako feromagnetika v poli magnetickém. Vztah mezi polarizací a intenzitou elektrického pole není lineární. Objevují se zde hysterezní jevy. Existují také oblasti (domény) spontánní polarizace. Uvnitř každé domény má polarizace vlastní směr, který se u každé domény liší. Směr polarizace v jednotlivých doménách lze působením elektrického pole ovlivnit. [12]

Kritická (Curierova) teplota je teplota, při níž zanikají feroelektrické vlastnosti látek, tj. teplota fázového přechodu mezi feroelektrickou a paraelektrickou fází látky. Analogicky se nazývá teplota, při níž zaniká feromagnetismus látek. Přechody jsou spojeny s anomáliemi dalších fyzikálních vlastností.

Spontánní polarizace vzniká spontánně při vzniku feroelektrického uspořádání elektrických dipólů; např. vychýlením centrálního iontu v elementární buňce.

2.10. Piezokeramické materiály pro senzory a jejich vlastnosti

Díky poměrně jednoduché výrobě a možnosti provedení piezoelektrického prvku v požadovaném tvaru (destička, disk, prsten, tyč atd.) a velikosti, nachází piezokeramika nejširší uplatnění při výrobě senzorů, akčních členů (aktuátorů), měničů a generátorů.

Piezokeramické materiály na bázi tuhých roztoků olova, zirkonu, titanu tj. PbZrO_3 (PZ) a PbTiO_3 (PT), jsou známy přibližně od počátku padesátých let 20. století a označovány jako PZT keramika – $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ [7]. Patří mezi vůbec nejvýznamnější průmyslově vyráběnou feroelektrickou keramiku. Menší objemy keramik jsou vyráběny také z BaTiO_3 (titaničitan baria), PbTiO_3 (titaničitan olova), $\text{Bi}_4\text{Ti}_3\text{O}_{12}$ (titanit bismutu), PbNb_2O_6 (metaniobát olova). Díky tomu, že feroelektrické vlastnosti keramik zaručují také její piezoelektrické vlastnosti, může PZT keramika sloužit k přímému převodu elektrického pole na mechanickou deformaci a naopak. PZT keramiku tvoří tuhý roztok PZ a PT, nejčastěji ve složeních $x = 48 - 52$ % PZ. [8], [21]

V tabulce 2-1 je možno vidět srovnání Curierových teplot piezoelektrických materiálů.

Tabulka 2-1 Srovnání Curierových teplot piezokeramik [8]

Materiál	Curierova teplota T_C (°C)
LiNbO_3	1195
LiTaO_3	610
PZT	150 až 360 podle složení
PMN-PT	0 až 250 podle složení
PZN-PT	150 až 250 podle složení
PbZrO_3	230
PbTiO_3	490

Použitelnost PZT keramiky závisí na teplotě, elektrickém poli a mechanickém zatížení. Všechny tyto vlivy mohou měnit doménovou strukturu materiálu a výrobci tedy doporučují meze těchto vlivů (např. v aplikacích nepřekračovat teplotu poloviny hodnoty Curierové teploty T_C pro keramické prvky), kdy lze ještě zaručit stabilitu materiálových vlastností.

Libovolnou piezoelektrickou keramiku lze před polarizací považovat za izotropní materiál. Materiálové koeficienty elektromechanických vlastností elastické s , piezoelektrické d a dielektrické ϵ jsou izotropní, tj. mají různé hodnoty v různých směrech vzhledem ke směru polarizace. Jejich obecné tenzorové složky lze využít s využitím symetrie a lze zjednodušeně zapsat v maticovém tvaru [8], [21]

$$\begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) \end{pmatrix} \quad (2-56)$$

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2-57)$$

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \quad (2-58)$$

Vztahy mezi mechanickým napětím T_μ , elektrickým polem E_i , mechanickou deformací S_λ a indukcí elektrického pole D_i , dávají stavové rovnice

$$S_\lambda = s_{\lambda\mu}^E T_\mu + d_{i\lambda} E_i \quad (2-59)$$

$$D_i = d_{i\mu} T_\mu + \varepsilon_{ij}^I E_j \quad (2-60)$$

kde koeficienty materiálových vlastností závisejí díky piezoelektrickému jevu současně na mechanických i elektrických okrajových podmínkách. Elastické konstanty se liší podle elektrických okrajových podmínek, podobně elektrická permitivita se liší podle mechanického upevnění vzorku. Tyto okrajové podmínky se označují indexy E , D , popř. T , S , podle okrajových podmínek. [8], [21]

Změna materiálových parametrů PZT keramiky nastává působením teploty, což může mít vliv např. na teplotní závislosti rezonančního kmitočtu

Teplotní závislost je vyjadřována

$$TCS_{11}^E = \frac{1}{s_{11}^E \left(\frac{ds_{11}^E}{dT} \right)}, \text{ tj. } s_{11}^E(T) = s_{11}^E(T_0) \exp \{ TCS_{11}^E (T - T_0) \} \quad (2-61)$$

v okolí teploty T_0 . Obecně je teplotní závislost pro keramické materiály výraznější než u krystalů. [8]

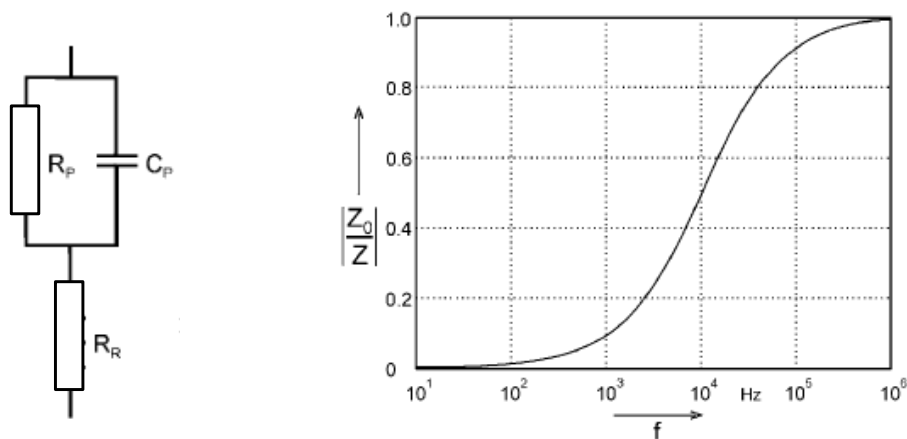
2.11. Metody testování vlastností piezokeramiky

Tyto metody jsou uvedeny pro aktivní nedestruktivní testování piezoelektrických struktur. Podrobnější popis je uveden v [18] a [17]. Lze je použít i pro vícevrstvé struktury. Součástí mnohvrstvé struktury je vždy alespoň jedna vrstva z piezokeramických prvků, která působí jako snímač, popřípadě jako akční člen.

2.11.1. Impedanční spektroskopie

Tato metoda je založena na měření elektrické impedance v závislosti na frekvenci, podrobněji je popsána v [18]. Elektrická impedance Z je definována jako podíl střídavého napětí a proudu. Můžeme ji zapsat jako kombinaci modulu a fáze. Fázový posuv mezi napětím a protékajícím proudem způsobuje kapacitní nebo induktivní složka impedance. Kombinace různých základních prvků (rezistory, kapacitory a induktory) v elektrickém obvodu má za následek charakteristickou odpovídající frekvenční odezvu modulu a fázového úhlu měřené impedance.[18]

V případě použití impedanční spektroskopie je měřena závislost elektrické impedance (fáze, modul) piezoelektrického prvku na frekvenci v daném frekvenčním rozsahu. Před vlastním měřením je nutno si uvědomit vlastnosti měřeného prvku - viz model na obrázku 2-14.



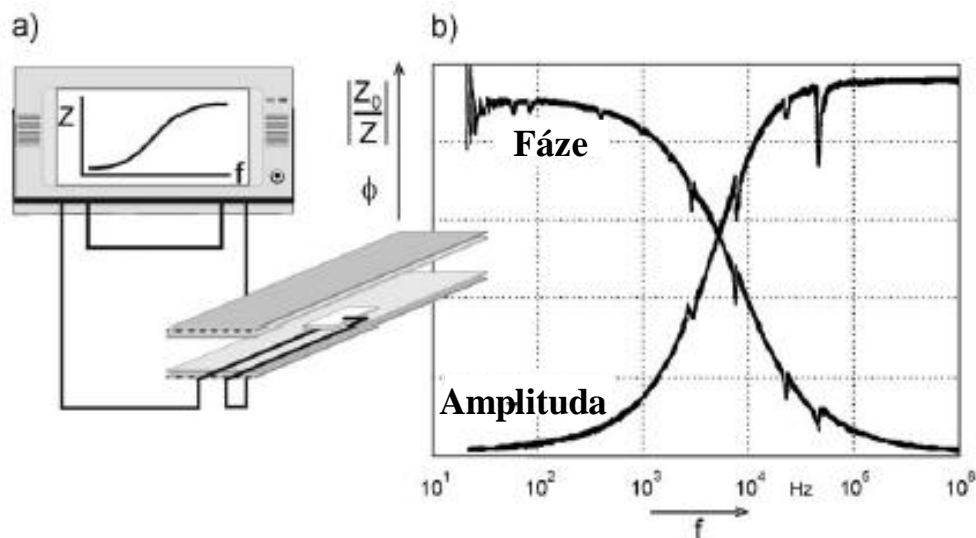
Obrázek 2-14 Náhradní schéma (vlevo) a frekvenční závislost normalizované impedance (vpravo) [18]

Kde odpor R_P představuje svodový odpor piezoelektrického elementu a C_P jeho kapacitu. Odpor R_R značí odpor přívodů. Toto náhradní schéma pak vyjadřuje rovnice

$$Z = R_R + \frac{R_P}{j\omega C_P R_P + 1} = R_R + \frac{R_P}{\omega^2 C_P^2 R_P^2 + 1} - j \frac{\omega C_P R_P^2}{\omega^2 C_P^2 R_P^2 + 1} \quad (2-62)$$

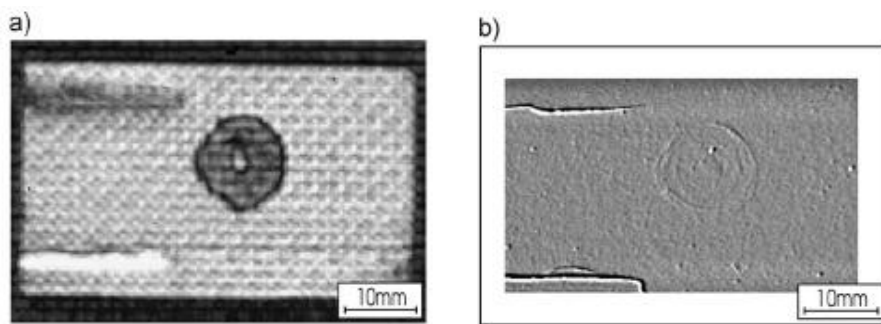
Na základě této rovnice lze spočítat $Z = f(f)$ a z toho odvodit frekvenční závislost normalizované impedance (obrázek 2-14).

V případě reálného měření (obrázek 2-15) se v naměřené charakteristice projeví vliv mechanických poruch na jistých frekvencích změny amplitudové (modulu) i fázové složce charakteristiky. Náhlé změny impedance mají charakter rezonance, a proto frekvence odpovídající těmto změnám se označují jako rezonanční frekvence. Z hlediska rušení je vhodnější pracovat s amplitudovou částí impedance.

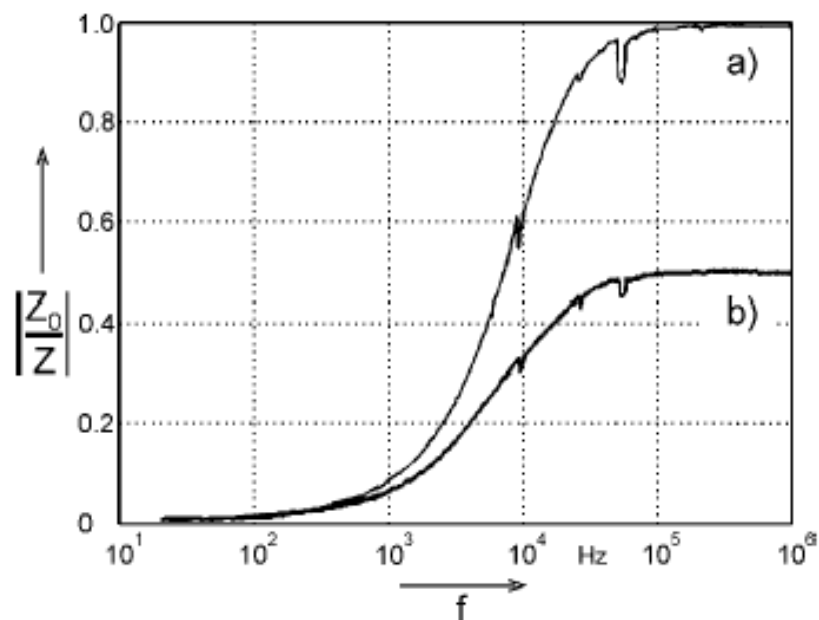


Obrázek 2-15 (a) principiální zapojení při měření a (b) měřená amplituda a fázový úhel impedance [18]

Tímto testováním lze zjistit, že poškození má hlavní vliv na amplitudu v celém kmitočtovém spektru. To může být způsobeno například poškozením kontaktů nebo změnou přechodového odporu vlivem stárnutí. Vizuální zkoumání poškození nelze provést (piezoelement je uvnitř), proto se pro zkoumání poškození využívá ultrazvuku, nebo rentgenového záření (obrázek 2-16). [18]



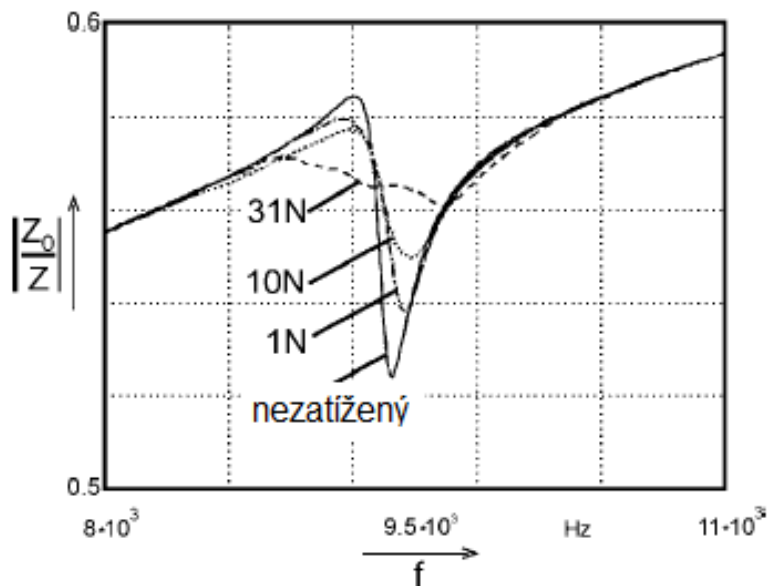
Obrázek 2-16 Zobrazení poškození piezoelementu pomocí: (a) ultrazvuku, (b) rentgenu [18]



Obrázek 2-17 Impedanční průběhy: (a) před a (b) po rázu v piezokeramickém prvku [18]

Na obrázku 2-17 je příklad impedanční charakteristiky piezokeramického prvku poškozeného rázem. Výsledné impedanční průběhy pak ukazují poškození. Každé poškození způsobí změnu tvaru charakteristiky a amplitudy rezonančních vrcholů. Ne všechny rezonanční špičky jsou vhodné pro detekci poškození, a proto musí být nejdříve pro danou strukturu zjištěny. Na základě těchto konkrétních špiček lze zjistit i jejich tvar a velikost v poškozeném stavu. Pro zjištění poškození se provede porovnání. [18]

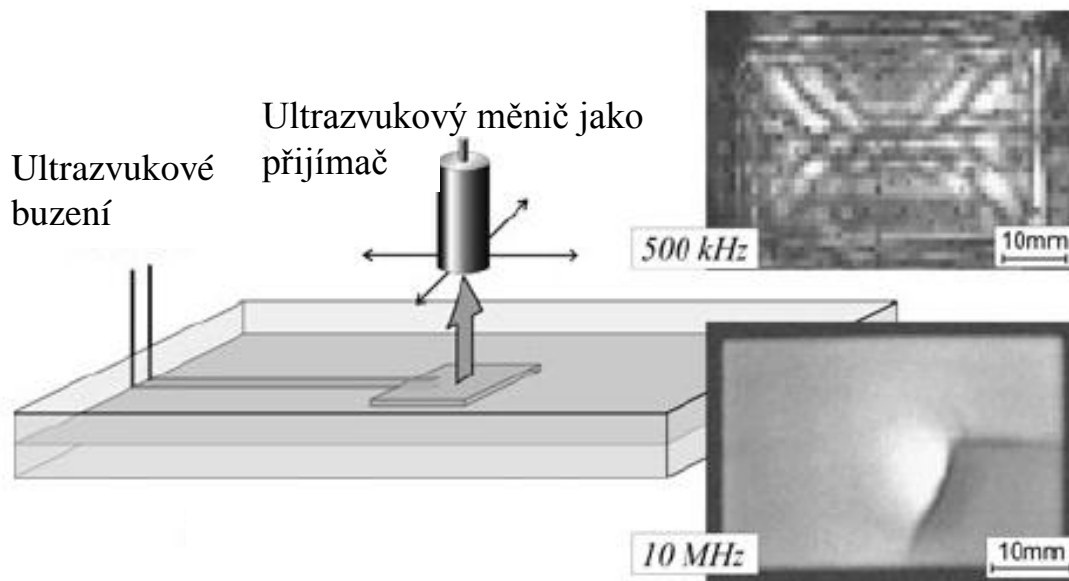
Pro posouzení vlivu mechanického zatížení na tvar charakteristiky byla provedena i čtyřbodová zkouška ohybem (obrázek 2-18). Zde bylo pozorováno, že se zvyšujícím zatížením roste rezonanční kmitočet. Díky tomuto jevu lze rozlišit vliv mechanického zatížení a poškození struktury. [18]



Obrázek 2-18 Vliv zatížení na rezonanční špičku při čtyřbodové zkoušce ohybem [18]

2.11.2. Ultrazvukové testování

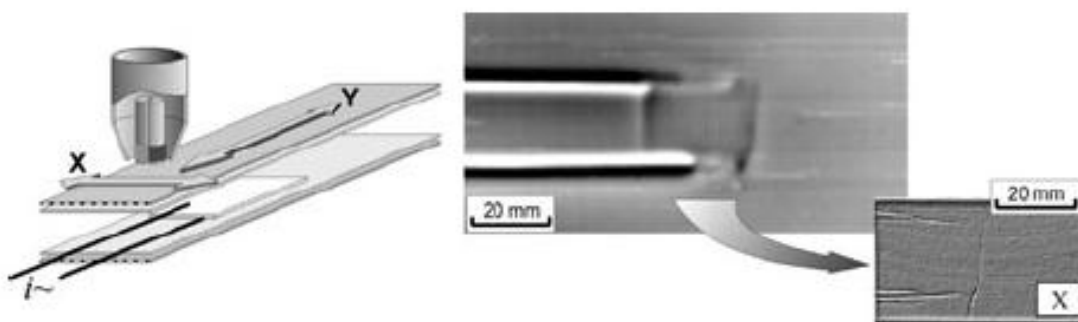
Při této metodě se využívá vlastního piezoelektrického prvku, který slouží jako generátor ultrazvukových vln. K testování se používá krátký elektrický puls, který vygeneruje signál v širokém kmitočtovém pásmu. Tento signál je pak snímán externím snímačem, který tak zajistí prostorový obraz detekovaného prvku. Výhodou této metody je především velmi komplexní znázornění struktury (obrázek 2-19). [17]



Obrázek 2-19 Princip ultrazvukového testování [17]

2.11.3. Testování pomocí elektromagnetického pole

Tato metoda je podobná předešlé s tím rozdílem, že piezoelektrický člen (aktuátor) se využívá ke generování elektromagnetického pole. Aktuátor je buzen harmonickým elektrickým proudem o frekvenci několika MHz. Jako detektor je použit vnější senzor. Principiální zapojení a výsledek je na obrázku 2-20. Vpravo ve výřezu je porovnání s testováním pomocí rentgenových paprsků. [17]

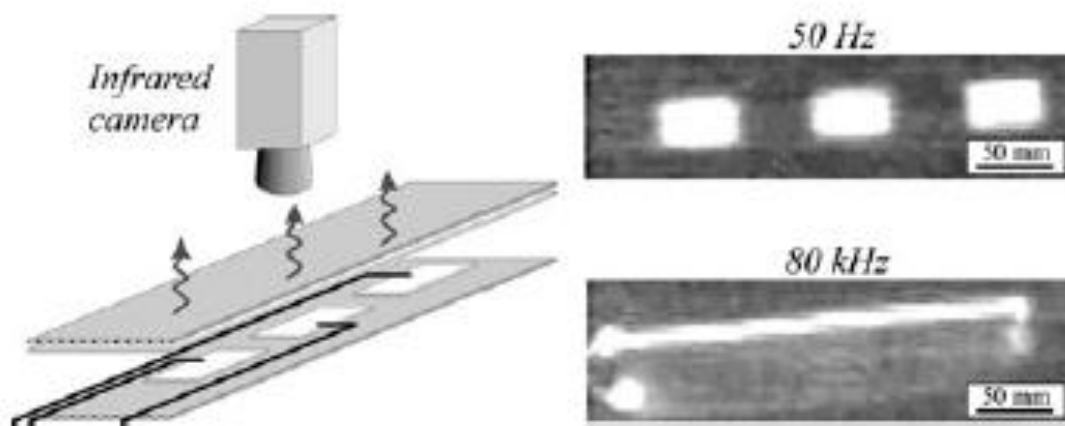


Obrázek 2-20 Metoda elektromagnetického testování a její výsledek [17]

Na obrázku zobrazujícím výsledek měření je vidět dvojici přírodních vodičů a hlavně svislou prasklinu v aktuátoru. Klasické rentgenové testování tuto prasklinu potvrzuje.

2.11.4. Termografická metoda

Tento způsob testování je založen na použití infračervené kamery, která zachytí rozložení teplotních míst, způsobených ohřevem piezokeramických prvků a jejich přívodů uvnitř struktury. Měření je provedeno tak, že prvek je buzen střídavým napětím, dochází k přeměně elektrické energie na mechanickou a zároveň se uvolňuje energie tepelná. Ukázka metody a její výsledky jsou na obrázku 2-21. Zde je též ukázán vliv frekvence vstupního napětí a teploty jednotlivých míst. Při nižších kmitočtech jasně vidíme piezokeramické plátky, z toho vyplývá, že dochází ke ztrátám vlivem piezokeramiky. Zatímco se zvětšující frekvencí kapacitní impedance piezokeramiky klesá, dochází k přemístění ztrát k přívodním vodičům. Proto jsou jednotlivé vodiče jasně patrné. Toto měření je vhodné pro zjištění potenciálního nebezpečí degradace materiálu. [17]



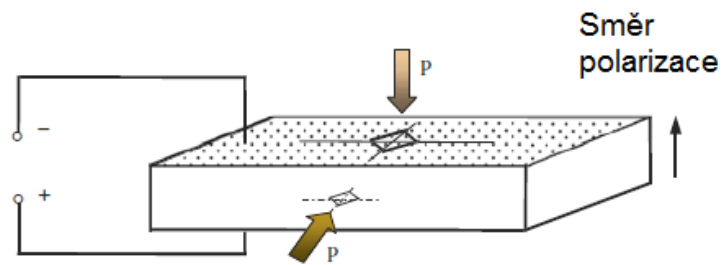
Obrázek 2-21 Princip a výsledky termografické metody [17]

2.12. Trhliny v piezokeramice

Protože piezokeramické snímače pracují ve velice složitých pracovních podmínkách, je důležité monitorovat jejich stav. Zejména drobné praskliny, vzniklé při samotné činnosti snímače nebo při výrobě, mohou ovlivnit správnou funkci prvku a hlavně jeho životnost. [16]

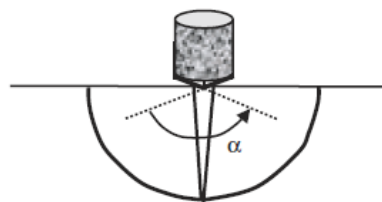
Obecně jsou dvě hlavní nevýhody piezokeramiky: vnitřní lámavost vlivem mechanického zatížení a závislost elektromechanických vlastností na velikosti aplikovaného elektrického pole. Pozorovanými vlastnostmi tedy jsou lomová houževnatost a velikost trhliny. Testování lze provádět vrypem pomocí Vickersova

rýhovacího tělíska. Je to důlčík s diamantovým koncem ve tvaru pravidelného čtyřbokého jehlanu se čtvercovou základnou, který je vybroušen do vhodného úhlu viz obrázek 2-22 (b). Tímto tělískem byly udělány dva vrypy, jeden na té rovině kde jsou připojeny elektrické přívody (tj. izotropní plocha) a druhý na rovině kolmé k předchozí (anizotropní plocha). Přesné umístění vrypů je ve středu obou rovin viz obrázek 2-22 (a). [16]



a)

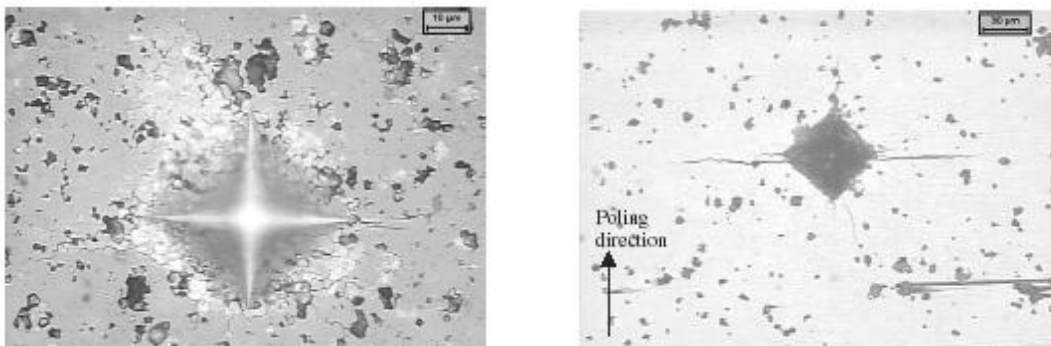
Vickersovo rýhovací tělísko



b)

Obrázek 2-22 (a) umístění vrypů, (b) Vickersovo rýhovací tělísko [16]

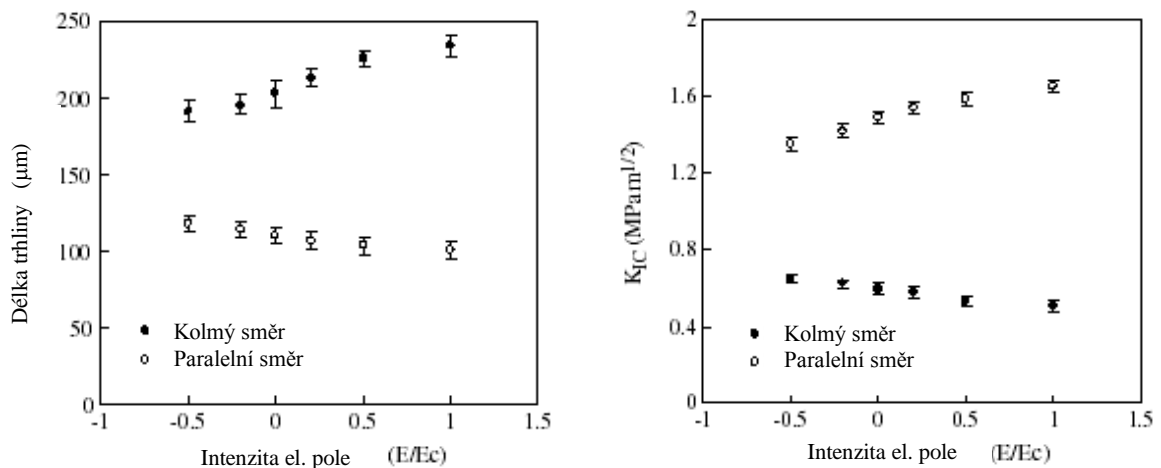
Tímto testem je možné zjistit, zda v izotropní ploše nedochází k další tvorbě mikrotrhlin piezokeramického materiálu (obrázek 2-23). [16]



Obrázek 2-23 Vryp v izotropní ploše (vlevo), vryp v anizotropní ploše (vpravo)

[16]

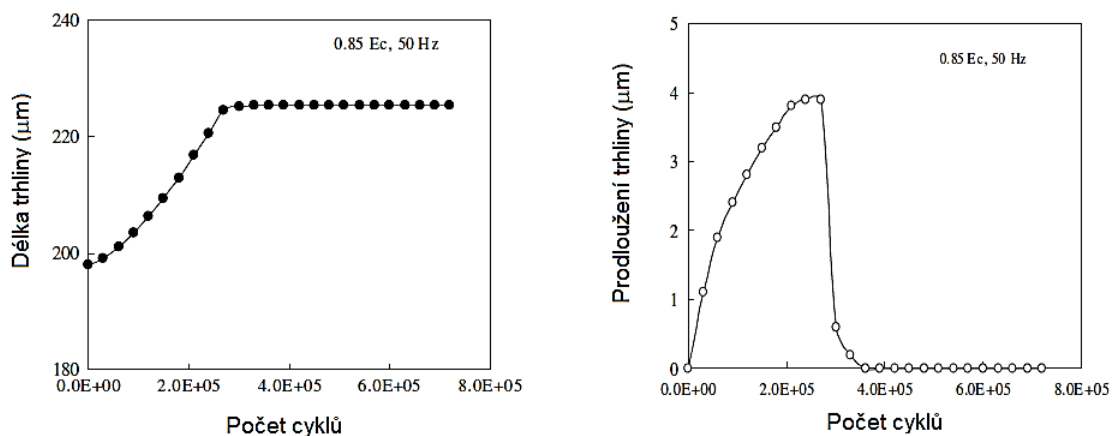
Dalším testem, kterým lze zjišťovat vliv elektrického pole na chování trhliny v anizotropní ploše, je přivádění napětí na piezokeramický vzorek a poté je sledována velikost mikrotrhlin a následně vypočítávány hodnoty lomové houževnatosti. Na příkladu na obrázku 2-24 je na piezokeramický vzorek přiváděno napětí o intenzitě $-50\% E_C$, $-20\% E_C$, $0\% E_C$, $20\% E_C$, $50\% E_C$, $100\% E_C$, kde E_C je tabulková intenzita elektrického pole pro daný materiál udávaná výrobcem. V tomto případě je $E_C=1000 \text{ Vmm}^{-1}$. [16]



Obrázek 2-24 Závislost délky mikrotrhlin (vlevo) a lomové houževnatosti (vpravo) na intenzitě elektrického pole [16]

Z výsledků je vidět, že v kolmém směru k pólování roste velikost trhliny s rostoucí kladnou intenzitou, zatímco se zápornou klesá. Naopak je tomu ve směru paralelním, kde se zvětšující kladnou intenzitou se trhlina zmenšuje. Závislost lomové houževnatosti pro paralelní směr k pólování roste s intenzitou, zatímco v kolmém směru klesá.

Poslední zkouškou popisující chování trhlin je cyklická únavová zkouška, kdy materiál s vrypy je vystaven cyklickému zatěžování elektrickým polem. Zde byla zkoumána závislost velikosti trhliny na počtu cyklů. Bylo zjištěno, že v izotropní ploše ke změnám rozměrů trhlin vůbec nedochází, zatímco v anizotropní ploše se trhlina tvoří. Trhlina nejprve rychle narůstá a po přibližně 300 tisících cyklech se už dále nezvětšuje. Výsledky na obrázku 2-25.



Obrázek 2-25 Velikost trhliny v závislosti na počtu cyklů (vlevo) a závislost prodloužení trhliny na počtu cyklů (vlevo) [16]

Z těchto uvedených experimentů vyplývá, že růst trhliny v anizotropní ploše se dalším zvyšování intenzity elektrického pole zmenšuje. A pravděpodobně se ustálí na určité hodnotě. Stejně tak při testování cyklickým namáháním elektrickým polem je vidět, že růst trhliny se po určitém počtu cyklů zastaví. Dalším významným zjištěním je to, že v izotropní vrstvě nedochází ke změně velikosti trhliny. [16]

3. Cíle disertační práce

Zvyšování spolehlivosti měření v technické diagnostice úzce souvisí s kvalitou naměřených dat a tedy správnými údaji ze senzorů. Tyto údaje závisí na aktuálním „technickém stavu“ senzoru. V případě vibračních piezoelektrických senzorů, které monitorují stav mnoha často specifických strojních zařízení, například spalovacích motorů, znalost aktuálního stavu snímače a správnost jim měřených dat je přímo zásadní nejen kvůli bezpečnosti, ale také z ekonomických a ekologických důvodů. Existuje málo nových konstrukčních řešení a vhodných měřicích a vyhodnocovacích metod, které by bezdemontážním způsobem umožňovaly kontrolovat stav piezoelektrického senzoru. Z praktického hlediska je však mnohdy výhodné kontrolovat změnu technického stavu nejen v provozu, ale také například při výrobě těchto senzorů, přestože mluvit zde o „bezdemontážní“ diagnostice není zcela na místě. K bezdemontážním kontrolám stavu snímače nahrávají i pokročilá měřicí zařízení, která jsou do diagnostikovaných strojů ale i automobilů a letadel, dnes montována, tak aby jejich činnost byla maximálně bezporuchová a měla vliv na ekonomiku a ekologii.

Obecným cílem práce byla snaha přispět k tomu, aby pomocí „servisního“ měření bylo možné zjistit poruchu piezoelektrického snímače a jím měřených dat, respektive se co nejvíce přiblížit k standardnímu diagnostickému měření. To předpokládalo především nalézt metodu, která by se svou přesností a vypovídací schopností blížila postupům v metrologii a přitom byla přijatelně investičně i provozně náročná a tudíž dobře využitelná v běžné servisní praxi.

Na základě rešerše a rozboru byla snaha hledat takové metody, které by bylo možno použít s využitím výpočetních technik a umožnit v krátkém čase data nejen naměřit, ale také zpracovat a vyhodnotit. Výsledkem práce pak bylo mimo jiné ověření správnosti naměřených dat pomocí různých metod. Rozsáhlejší ověření a porovnání měření nebylo možno realizovat z časových důvodů, respektive dostupných měřicích prostředků v době řešení této práce. Ale byla snaha ve výsledcích a rozbořech ověřených metod upozornit na přednosti a nevýhody, které by bylo nutné/vhodné dále zpracovat a zvýšit tak přesnost těchto metod měření.

Dílčí cíle disertační práce a zároveň postup řešení byl následující:

Realizace prototypu snímače klepání a metody ověřování jeho parametrů

- Vývoj prototypu snímače klepání.
- Kalibrace snímače porovnáním s referenčním snímačem.

Hledání, porovnání a vyhodnocení metod pro testování parametrů snímače klepání a diagnostiku piezokeramiky snímače klepání

- Měření impedance a rezonančních kmitočtů
- Přímé měření frekvenční charakteristiky frekvenčním analyzátozem
- Měření frekvenční charakteristiky pomocí elektrického pulsu

Ověření metod pro diagnostiku poruch a trhlin v piezokeramice snímače klepání a jejich vliv na změnu vlastností senzoru

- Vliv trhlin na impedanční charakteristiku
- Vliv trhlin na měření pomocí frekvenčního analyzátoru
- Vliv trhlin při buzení snímače pomocí vibračního stolku
- Vliv trhlin při měření metodou elektrického pulsu

4. Řešení dílčích cílů disertace

4.1. Vývoj prototypu senzoru klepání a metody jeho kalibrace

Vývoj prototypu snímače klepání (obrázek 4-3) byl prováděn na základě poptávky firmy Hanhart Morkovice, respektive jejího hlavního odběratele Škoda Auto a měl splňovat normu koncernu Volkswagen AG normy TL 821 48 : 2001-08. Vývoj snímače klepání spočíval v alternativním návrhu snímače a jeho provedení s využitím technologického zázemí firmy Hanhart Morkovice. Volba konstrukce a parametrů vycházela z výše zmíněné normy TL 821 48 : 2001-08. Jako dodavatel piezokeramiky byla po oslovení celé řady výrobců piezokeramik po celém světě zvolena s ohledem na potřebné parametry a nabídnutou cenu (v kontextu předpokládaného odběru kusů) firma CeramTec AG a materiál Sonox P502, jehož parametry lze najít v katalogovém listě v [45].

4.1.1. Specifikace parametrů senzoru

Definované a požadované parametry dle normy TL 821 48 : 2001-08:

Snímač bez kabeláže

- citlivost senzoru klepání 30mV/g \pm 30% ve frekvenčním pásmu 5 – 10 kHz
- linearita \pm 15 % z hodnoty citlivosti odečtené na 5 kHz ve frekvenčním pásmu 3 – 12 kHz
- Izolační odpor mezi vývody 1 a 2: $R_p \geq 5 \text{ M}\Omega$
- kapacita: C = 800-1600 pF

Tabulka 4-1 Výpočet hodnot tolerančního pole citlivosti senzoru klepání bez kabeláže

Citlivost 30mV/G Snímač bez kabeláže

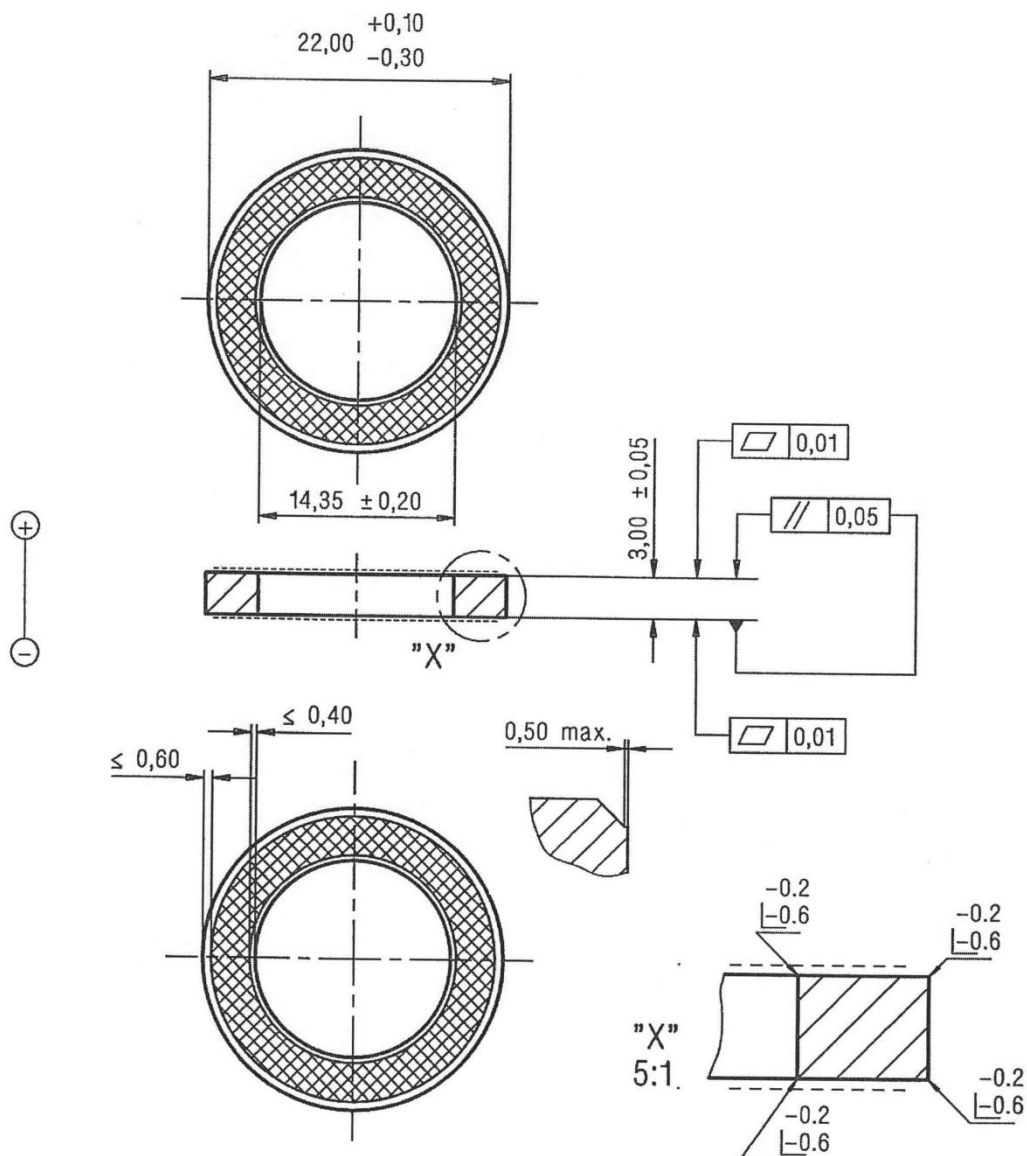
Citlivost senzoru klepání definována u = 30mV/g \pm 30% ve frekvenčním pásmu 5-10kHz

	Citlivost [mV/g]	[m/s ²]	[(m/s ²)/(m/s ²)]	Frekvenční pásmo
Citlivost 30mV/G	0,03	0,00306	0,967754423	5-10kHz
-30%	0,021	0,00214	0,677428096	
30%	0,039	0,00398	1,258080749	

Základní parametry zvoleného piezokeramického kroužku Sonox P502 z dodacího listu výrobce:

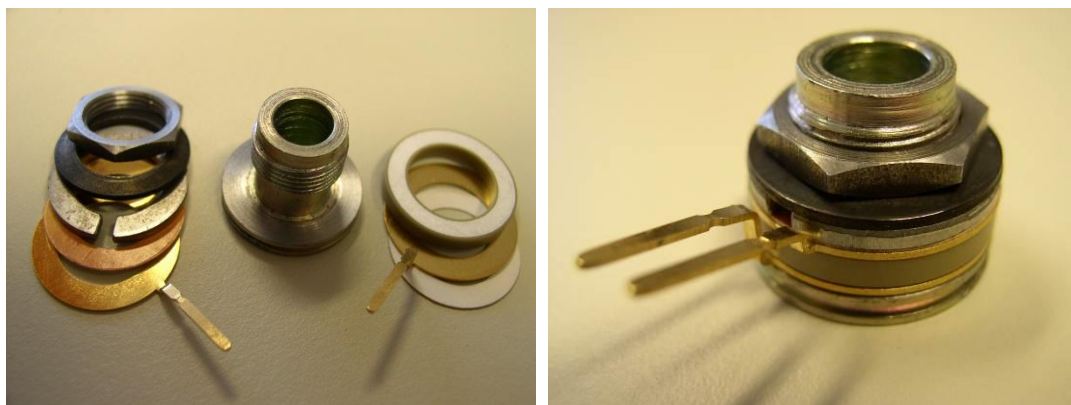
Kapacita $C=1100 \text{ pF} \pm 150 \text{ pF}$

Elektromechanický vazební faktor $K_{\text{eff}} = 0,3275 \pm 0,0425$



Obrázek 4-1 Schéma použitého piezokeramického kroužku Sonox P502 [CeramTec AG]

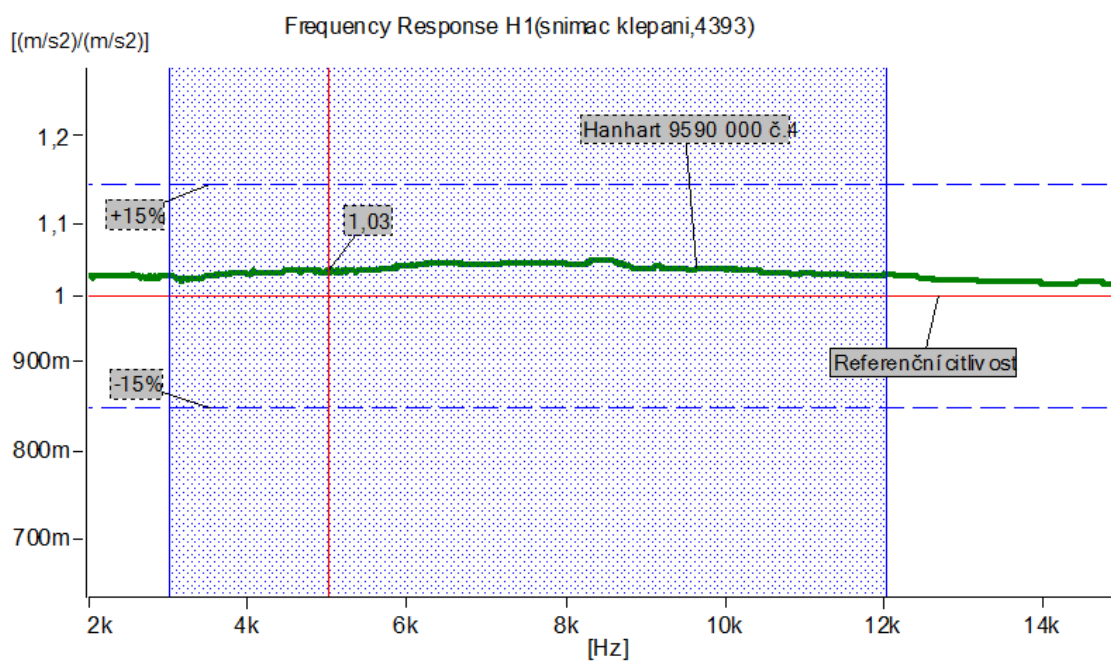
V průběhu návrhu bylo třeba řešit celou řadu dílčích problémů a jejich vliv na výstupní parametry jako například použité konstrukční materiály, způsob uspořádání a uchycení piezokeramického kroužku, technologie výroby, atp.



Obrázek 4-2 Ukázka dílčích součástí prototypu snímače klepání



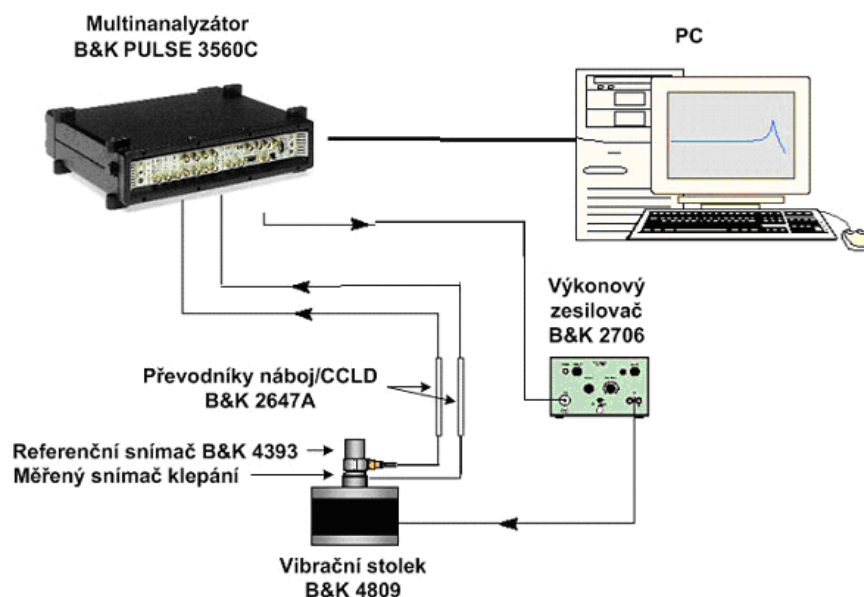
Obrázek 4-3 Vyvinutý a realizovaný snímač klepání z výstupu finální produkce



Obrázek 4-4 Frekvenční charakteristika navrženého senzoru klepání

4.1.2. Kalibrace snímače porovnáním s referenčním snímačem

Parametry snímače klepání byly ověřovány na základě normy ČSN ISO 16063-21 - Kalibrace vibracemi porovnáním s referenčním snímačem. Měřicí řetězec je zapojen dle uvedeného schématu – obrázek 4-5. Jako referenční snímač (srovnávací etalon) byl použit akcelerometr Brüel&Kjaer (B&K) 4393, připojený přes nábojový zesilovač B&K 2647A na multianalyzátor PULSE 3560C. Celý řetězec byl kalibrován a navázán v Českém metrologickém institutu. Senzor klepání byl připojen taktéž přes nábojový zesilovač B&K 2647A na vstup multianalyzátoru. Oba snímače byly uchyceny na píst vibračního stolku B&K 4809, který byl rozkmitáván pomocí výkonového zesilovače B&K 2706 rozmítaným harmonickým průběhem s konstantní amplitudou a frekvencí výchylky od 2 kHz do 15 kHz. Z naměřených amplitudových spekter byly vypočteny frekvenční charakteristiky měřených snímačů klepání. [56]



Obrázek 4-5 Měřicí schéma pro kalibraci srovnávací metodou

4.1.3. Výsledky návrhu prototypu snímače klepání

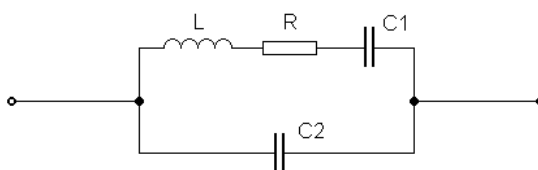
Z porovnání vypočtených hodnot tolerančního pole citlivosti senzoru klepání uvedených v tabulce 4-1 a příkladu charakteristiky na obrázku 4-4 je zřejmé splnění specifikace na citlivostní a frekvenční parametry, stejně tak byly splněny i další požadované parametry, tedy všechny parametry navrženého prototypu senzoru

klepání byly plně srovnatelné s parametry komerčních snímačů firem Siemens a BOSCH a vyhovovaly požadavkům normy TL 821 48:2001-08. Zároveň navržené snímače klepání v počtu 200 kusů úspěšně prošly reálnými jízdními a provozními koncernovými zkouškami ve firmě Volkswagen AG v Německu.

4.2. Porovnání a vyhodnocení metod pro bezdemontážní diagnostiku elektrických parametrů senzorů vibrací

4.2.1. Měření impedance a rezonančních kmitočtů

Piezokeramický prvek lze popsat náhradním elektrickým schématem. Náhradní elektrický obvod piezoelektrického prvku se z funkčního hlediska chová jako elektrický dvojpól, přesněji jako elektrický oscilační obvod zobrazený na obrázku 4-6. Jde o sériový rezonanční obvod přemostěný statickou kapacitou C_0 . [14]



Obrázek 4-6 Zjednodušený náhradní obvod

Zjednodušený náhradní obvod na obrázku 4-6 má impedanci:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (4-1)$$

Závislost změny impedance na frekvenci je vidět při tzv. sériové rezonanční frekvenci f_s , kdy impedance náhradního obvodu je ryze reálná.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4-2)$$

Při nižší frekvenci než je f_s je charakter impedance kapacitní, je-li frekvence vyšší než f_s je charakter impedance dvojpólu induktivní.

Často se používá ještě tzv. paralelní rezonanční frekvence, při níž je reaktance obvodu nekonečně velká.

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_1 \cdot C_0}{C_1 + C_0}}} \quad (4-3)$$

Ve skutečnosti se při měření rezonance používají další frekvence:

f_r - rezonanční frekvence (odpovídá hodnotě kdy reaktance je nulová),

f_a - antirezonanční frekvence (nulová reaktance),

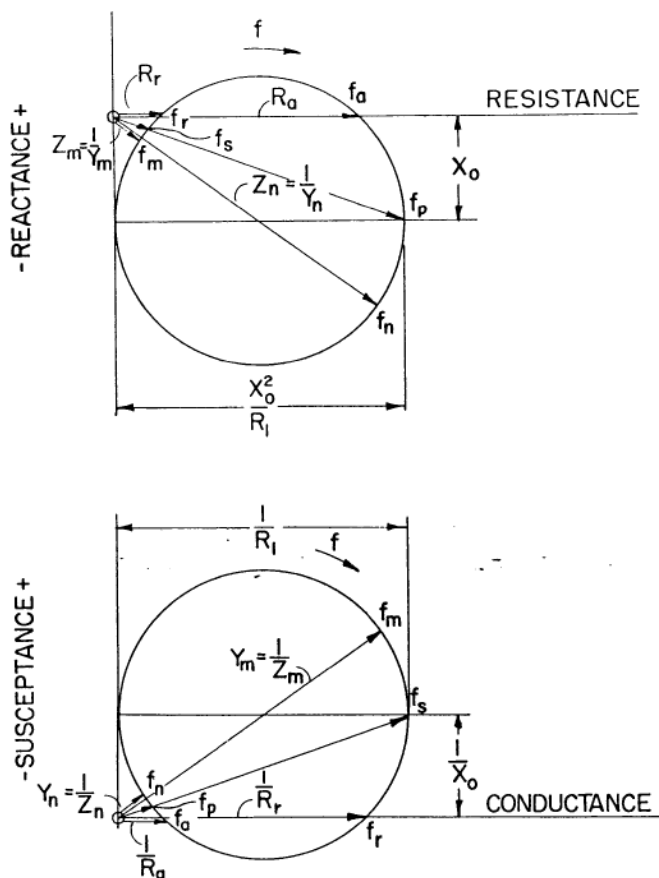
f_n - frekvence při které je absolutní hodnota impedance maximální,

f_m - frekvence při které je absolutní hodnota impedance minimální,

f_s - sériová rezonance,

f_p - paralelní rezonance (bezeztrátová).

Za určitých zjednodušujících podmínek, např. v případě malého tlumení lze napsat, že $f_r = f_s = f_m$ a $f_a = f_p = f_n$ [12].



Obrázek 4-7 Závislost impedance a admittance náhradního obvodu piezoelektrického rezonátoru v komplexní rovině [44]

Při měření piezoelektrické keramiky se vyskytuje více rezonančních vrcholů, viz obrázek 4-10. Na tomto průběhu je vidět reálná charakteristika samostatného piezokeramického prstence. Zde je patrné, že obsahuje více rezonančních módů. Výskyt dalších rezonančních kmitočtů je způsoben jednotlivými rezonančními módy piezoelementu, nebo vnější mechanickou částí, s níž je piezoelement spojen [34].

Ověření metody a výsledky měření

Základem provedených měření pomocí rezonanční metody je porovnání naměřené charakteristiky testovaného vzorku před a po poškození. Z toho plyne, že se jedná o destruktivní testování. Z výsledků teoretické rešerše vyplývá, že ke změnám v naměřených charakteristikách dochází zejména v rezonančních vrcholech a jejich okolí.

V katalogovém listu výrobce piezoelektrického prstence z keramiky Sonox P502 je uvedena hodnota kapacity $C^T = 1100 \text{ pF} \pm 150 \text{ pF}$, a koeficient elektromechanické vazby pro všechny typy kmitů $k_{eff} = 0,3275 \pm 0,0425$. K ověření těchto hodnot byl použit impedanční analyzátor Agilent 4294A a měřící kleště Agilent 16334A. Naměřená hodnota kapacity na 1 kHz je rovna $C^T = 1104 \text{ pF} \pm 5 \%$, Koeficient elektromechanické vazby (rovnice 4-3) [42], je stanoven pro radiální kmity prstence pro $f_s = 49,2 \text{ kHz}$ a $f_p = 52,1 \text{ kHz}$, výsledné $k_{eff} = 0,3289 \pm 5 \%$.

$$k_{eff}^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (4-4)$$

Orientační hodnota rezonanční frekvence pro radiální kmity prstence byla ověřena podle vztahu uvedeného v [14]

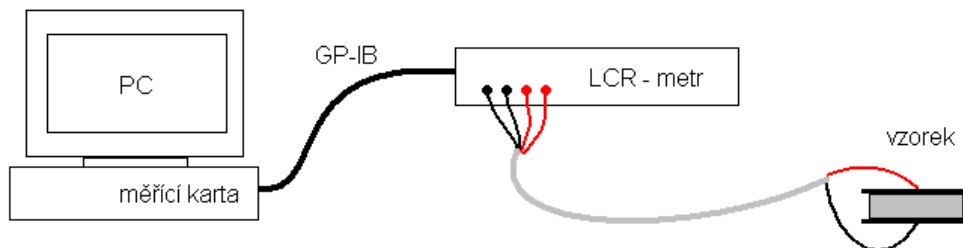
$$f_s = \frac{1}{2\pi r_s} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (4-5)$$

$$r_s = \frac{1}{2}(r_e + r_i) \quad (4-6)$$

kde r_s značí aritmetický průměr z vnějšího r_e a vnitřního r_i poloměru prstence. E je Youngův modul pružnosti, tedy převrácená hodnota elastického koeficientu s_{ij} , a ρ je hustota použité piezokeramiky.

Pro orientační výpočet je možné využít katalogové hodnoty hustoty ρ (kg/m^3), a elastického koeficientu s_{ij}^E (m^2/N). Použitý prsteneček z PZT keramiky Sonox P502 má poloměry $r_e = 0,02186/2 \text{ m}$ a $r_i = 0,01435/2 \text{ m}$. Po dosazení vyšla hodnota rezonančního kmitočtu $46,5 \pm 5\% \text{ kHz}$, oproti naměřené hodnotě $49,2 \pm 5\% \text{ kHz}$. Menší chybu lze přisoudit odečítání z impedančního analyzátoru a zaokrouhlování ve výpočtu, a pouze přibližné hodnotě Youngova modulu.

Jelikož v laboratoři ale nebyl v počáteční fázi řešení k dispozici zmíněný impedanční analyzátor Agilent 4294A, bylo pro toto měření využito RLC metru HIOKI 3532 Z HiTESTER s nastavitelným měřícím kmitočtem. RLC metr byl připojen pomocí GPIB k osobnímu počítači. Celé měření bylo řízeno přes program v LabVIEW. Zapojení je vidět na obrázku 4-8, skutečné měření pak na obrázku 4-9.

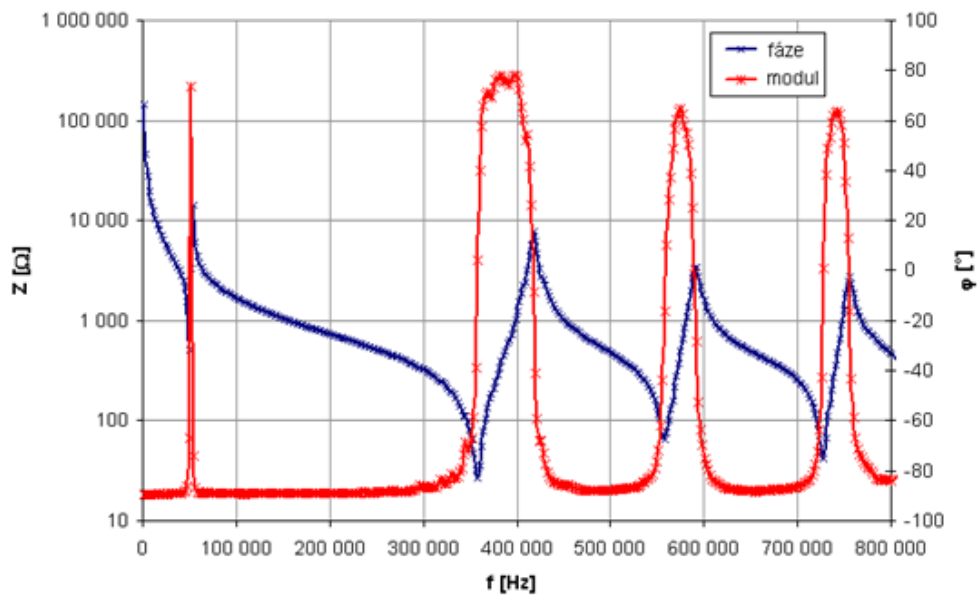


Obrázek 4-8 Schéma zapojení pro měření impedanční charakteristiky



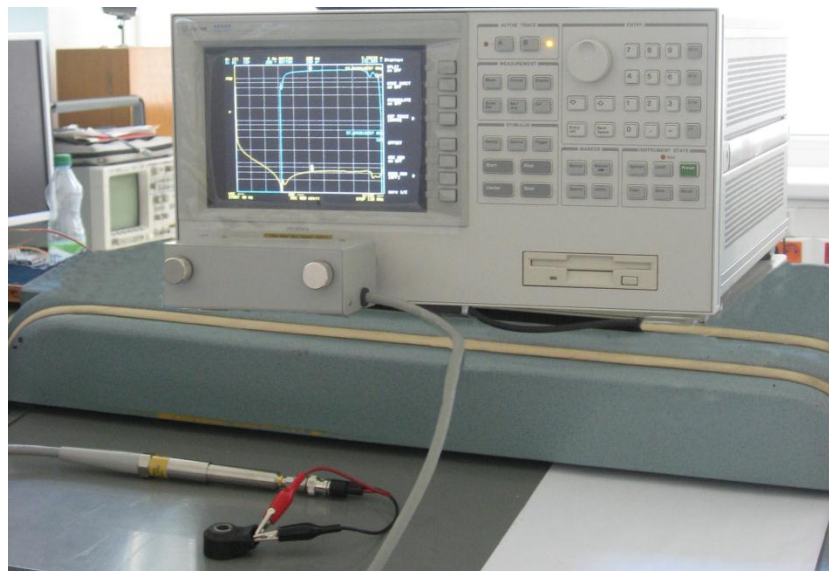
Obrázek 4-9 Vlastní zapojení pro měření impedanční charakteristiky pomocí RLC metru HIOKI 3532 a svorek HIOKI 9140

Z výsledků (obrázek 4-10) je vidět závislost modulu a fáze impedance na frekvenci. Zde jsou jasně patrné dílčí rezonanční frekvence a naměřená charakteristika dává jasnou představu o chování piezoelektrického prvku v daném frekvenčním pásmu.



Obrázek 4-10 Impedanční závislost samostatného nepoškozeného piezoelementu

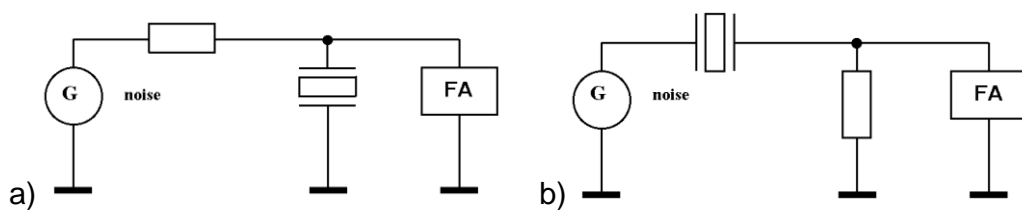
Po zakoupení impedančního analyzátoru Agilent 4294A (obrázek 4-11) bylo možno proměřit přesněji impedanční a fázové charakteristiky i pomocí tohoto přístroje viz závislosti na obrázcích 4-32, 4-33 a 4-34.



Obrázek 4-11 Měření impedanční charakteristiky kompletního snímače pomocí impedančního analyzátoru Agilent 4294A a impedanční sondy Agilent 42941A.

4.2.2. Přímé měření frekvenční charakteristiky frekvenčním analyzátozem

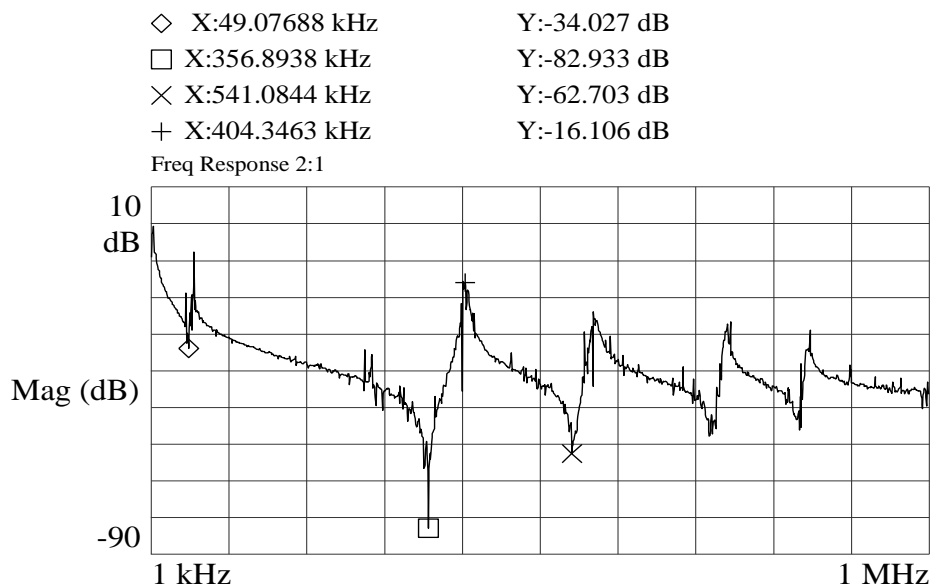
Další použitou metodou pro ověřování parametrů snímače klepání je frekvenční analyzátoz v zapojení podle obrázku 4-12. Na vstupu měřícího obvodu je připojen generátor bílého šumu, který může být externí např. Agilent 33220A nebo interní, který je součástí frekvenčního analyzátozu HP89410A. Měřený piezoprvek je do obvodu připojen jako frekvenčně závislý dělič napětí. Připojeným analyzátozem se měří jak spektrum výstupního signálu, tak i vstupního (bílého šumu). Měřená charakteristika je pak získána jako frekvenční odezva, která je definována jako poměr výstupního frekvenčního spektra ke vstupnímu. Z naměřené charakteristiky je vidět chování piezokeramiky v závislosti na frekvenci.



Obrázek 4-12 Zapojení úlohy pro měření pomocí frekvenčního analyzátozu

Ověření metody a výsledky měření

Měření bylo prováděno na frekvenčním analyzátozu HP 89410A. Naměřené výsledky jsou na obrázku 4-13. Porovnáním s metodou měření impedanční charakteristiky je vidět, že naměřené rezonanční frekvence si odpovídají. Toto měření je ale v porovnání s předchozí metodou mnohem rychlejší. Touto metodou ale není možné určit hodnotu kapacity C^T a impedance, proto je pro další popis nutné využít další měřící zařízení např. RLC metr.

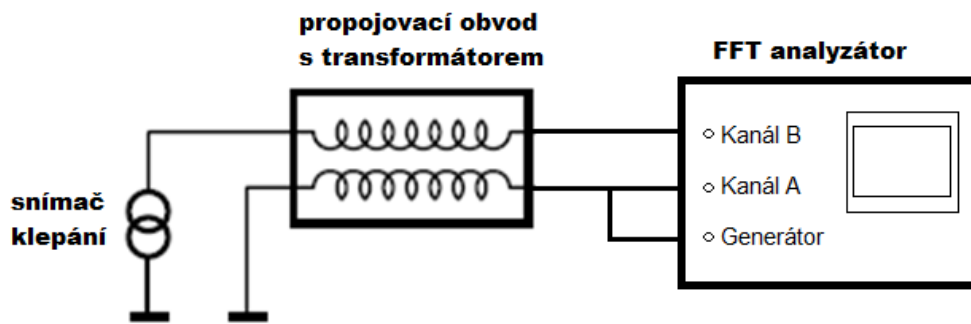


Obrázek 4-13 Frekvenční závislost nepoškozené piezokeramiky z HP 89410A

4.2.3. Měření frekvenční charakteristiky pomocí elektrického impulsu

Princip metody je následující. Krátký elektrický impuls z napěťového generátoru analyzátoru je použit jako testovací budicí signál. Impuls je přiveden do snímače přes připojovací obvod s transformátorem, který odděluje signál buzení a signál odezvy a potlačuje vazbu mezi vstupním signálem a signálem odezvy. Odezva signálu ze snímače, který se chová jako generátor proudu, se měří v druhém kanálu, viz obrázek 4-14. Budicí signál je použit pro výpočet odezvy spektra ze snímače klepání. Frekvenční charakteristika se vypočítá jako poměr mezi měřeným spektrem ze snímače klepání a spektrem z generátoru analyzátoru. [5], [15], [36], [37]

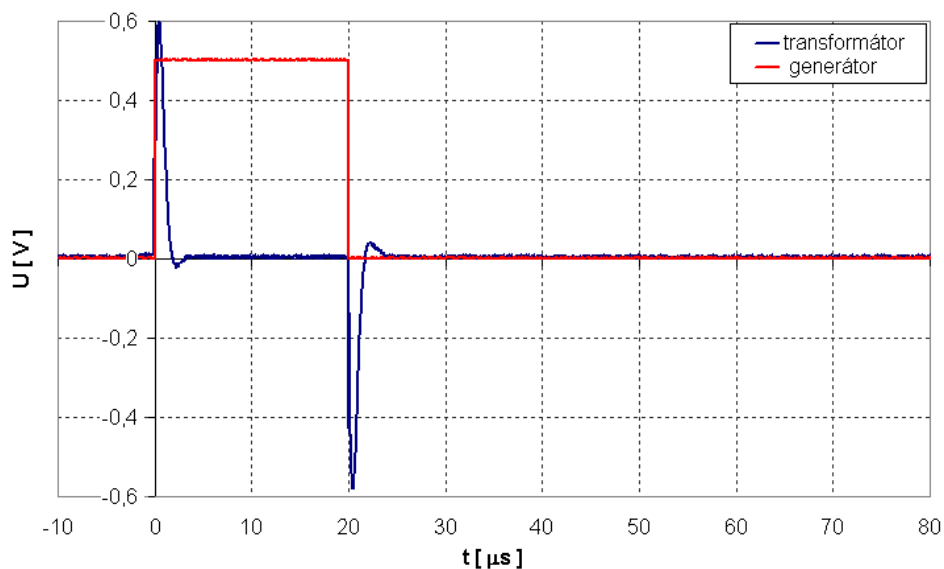
Zkušebním signálem je impuls, který má většinou obdélníkový průběh. To zajišťuje, že energie signálu je soustředěna zejména ve vyšších frekvencích, než v stejnosměrné složce. Při použití kmitočtového rozsahu 25 kHz je vhodné zvolit trvání pulsu tak, aby maximum energie bylo uprostřed frekvenčního rozsahu od 5 kHz do 20 kHz. Jestliže kmitočtový rozsah zvětšíme/snížíme, trvání pulsu se musí snížit/zvýšit.



Obrázek 4-14 Zapojení pro testování senzoru klepání

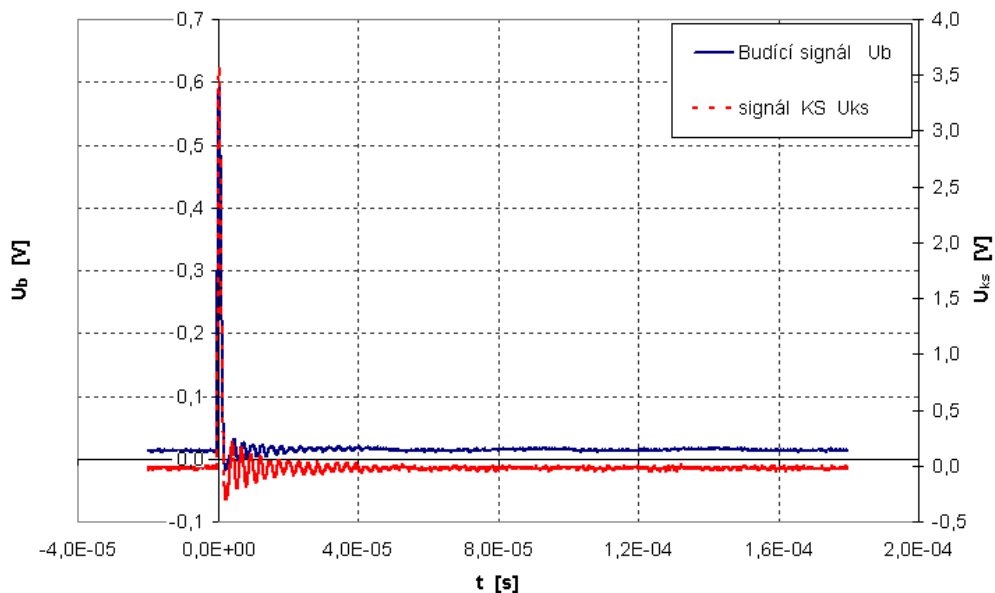
Ověření metody a výsledky měření

Pro měření byl použit frekvenční analyzátor HP 89410A. Zapojení bylo provedeno dle obrázku 4-14. Jako budící signál z generátoru byly zkoušeny obdélníkové pulsy o délce trvání 20 μs a 100 ms a amplitudě 500 mV. Přivedením na vstup transformátoru došlo k jeho deformaci (vznikly dvě špičky). To může mít vliv na naměřenou charakteristiku. Porovnání časových průběhů z generátoru je na obrázku 4-15. Zde jsou jasně patrné dva impulsy, které vzniknou připojením na vstup transformátoru. [50]

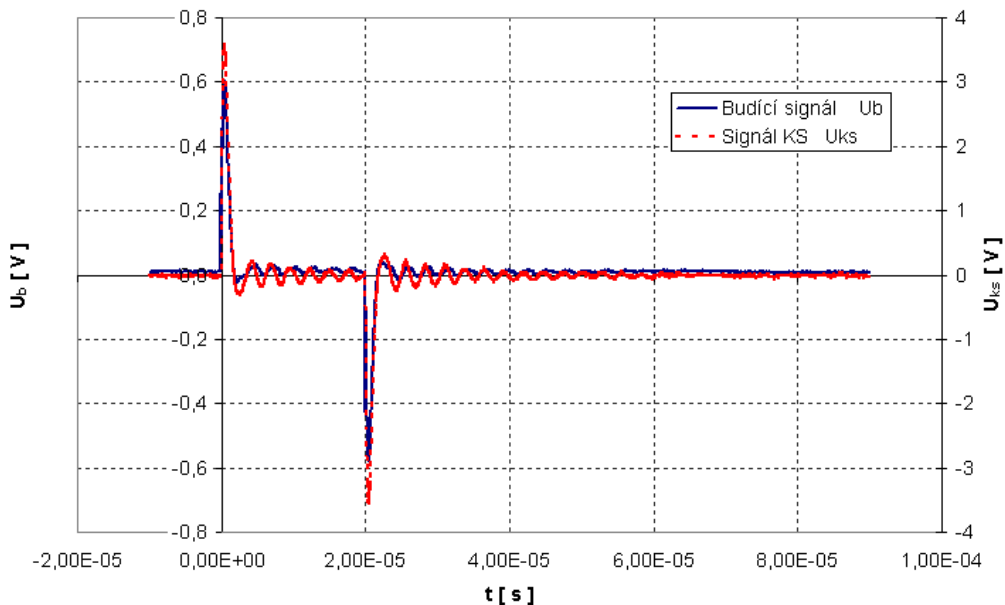


Obrázek 4-15 Vliv připojení transformátoru na tvar průběhu

Na obrázku 4-16 je vidět časový průběh signálů jdoucích do analyzátoru. Zvlnění průběhu je způsobeno piezoelement, jeho odstraněním dojde k vyhlazení průběhu.



a)



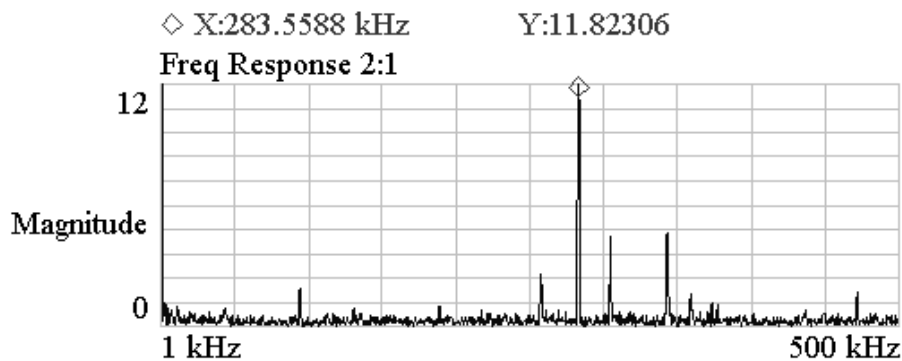
b)

Obrázek 4-16 Časový průběh budicího signálu a odezvy snímače klepání

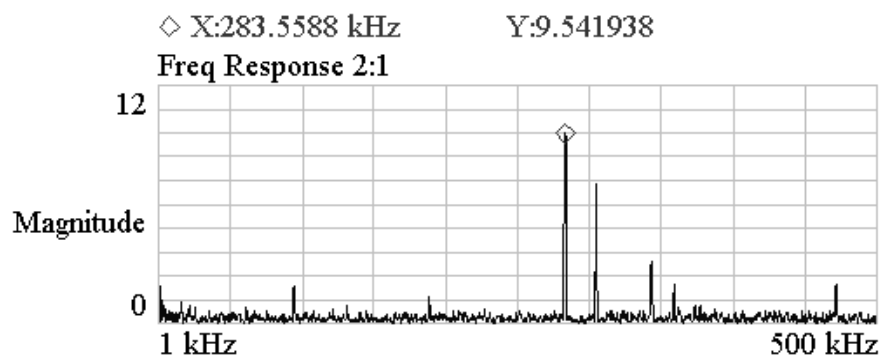
a) puls 100 ms b) puls 20 μ s

Naměřená frekvenční charakteristika je na obrázku 4-17. Měření se nepodařilo zrealizovat tak, aby naměřená data byla získána pomocí jediného pulsu. Pro získání čitelného výsledku bylo nutno využít průměrování, to znamená použití periodicky se opakujícího signálu. Frekvence opakování byla 1 Hz.

a) Puls 20 μ s



b) Puls 100 ms



Obrázek 4-17 Naměřené frekvenční charakteristiky pulsní metodou

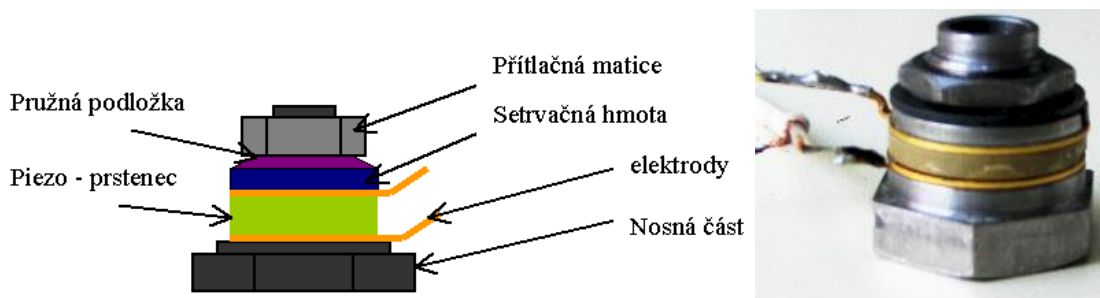
a) puls 100 ms b) puls 20 μ s

Porovnáním zde uvedených průběhů s výsledky ostatních použitých metod (impedanční a frekvenčně závislý dělič) je patrné, že se zde nevyskytují shodné rezonanční frekvence. To je způsobeno tím, že toto měření ve své podstatě zkoumá mechanické rezonance (elektrickým pulsem vybudíme mechanickou odezvu, která je převedena zpět na elektrický signál). Ale tyto mechanické rezonance by se měly nějak projevit na impedanční charakteristice, což se nestalo. Navíc tyto naměřené špičky se vyskytují na poměrně vysokých kmitočtech, což neodpovídá mechanickým rezonancím.

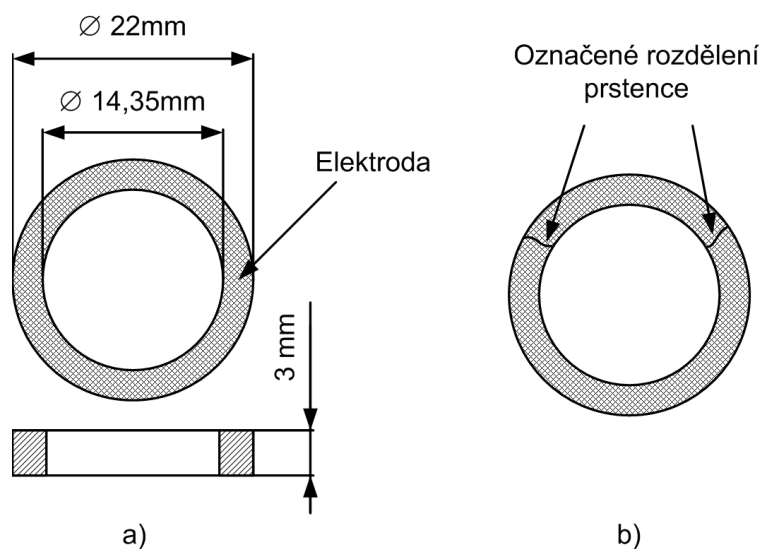
4.3. Sledování vlivu rozsahu poškození trhlinami na chování piezokeramiky

V této části je popsáno zkoumání vlivu trhlin, jejich počtu a způsobu (síle) upevnění piezokeramiky na změny v měřených charakteristikách metod uvedených v předchozí kapitole.

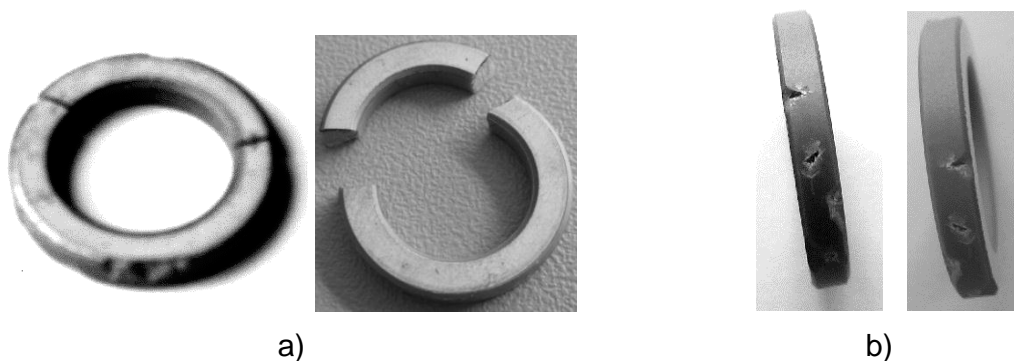
K vytváření trhlin v piezokeramice byl použit hranolek z nástrojové oceli s ostrou hranou. S ohledem na přístrojové možnosti bylo prováděno měření velikosti trhlin jednoduchou optikou. Jako testované vzorky byly použity prstence z piezokeramiky Sonox P502 firmy CeramTec AG používané pro realizaci návrhu ve snímačích klepání obrázek 3-1. Tyto vzorky byly upevněny na přípravku, který též vychází z podstaty snímačů klepání (tzn. setrvačná hmota na piezoelementu), viz obrázek 4-18. [46],[54]



Obrázek 4-18 Přípravek pro měření schéma vlevo a vlastní přípravek vpravo



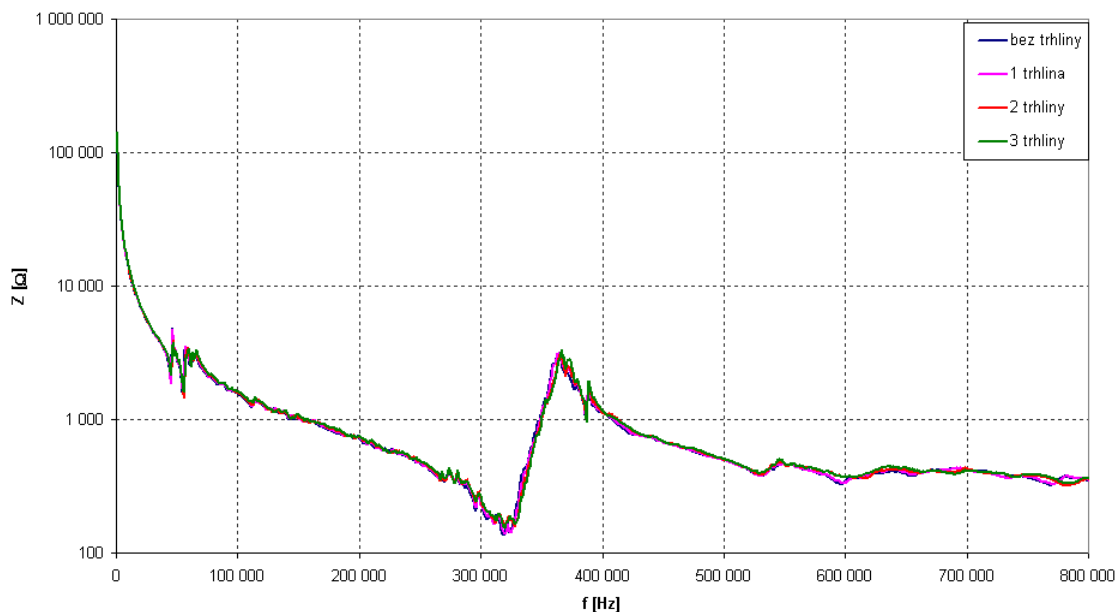
Obrázek 4-19 Zobrazení rozměrů měřené piezokeramiky spolu s vyznačením místa prasknutí na prstenci



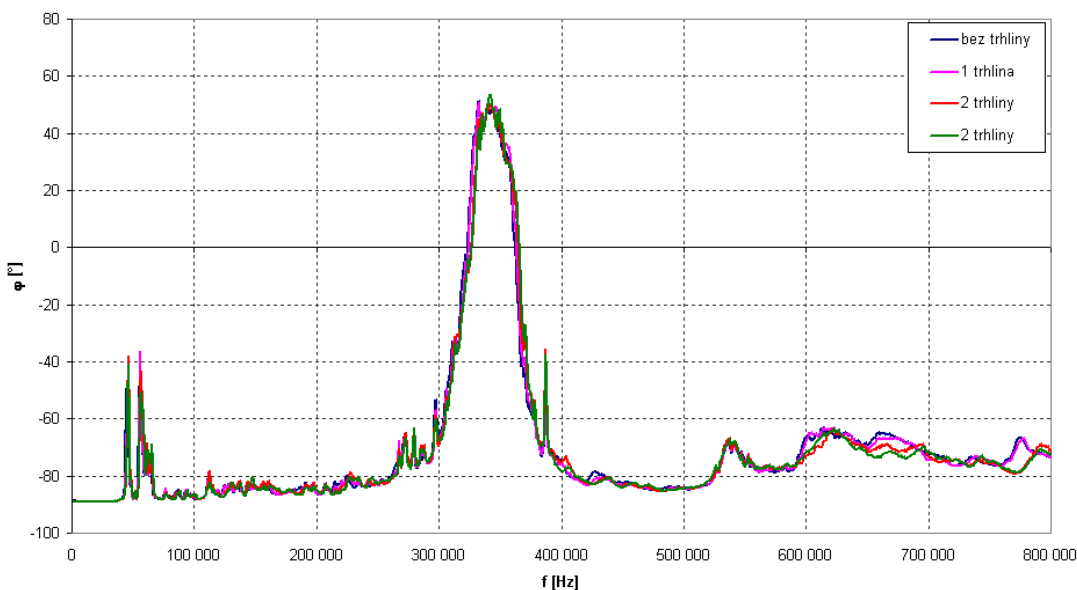
Obrázek 4-20 Příklady prasklého vzorek a) a vzorku s trhlinami b)

4.3.1. Vliv trhlin na impedanční charakteristiku

Měření bylo realizováno dle popisu v kapitole 4.2.1. Uvedené charakteristiky jsou pro vzorek umístěný na přípravku z obrázku 4-18 a dotažený momentem 5 Nm . Velikost momentu dotažení má vliv na tvar impedanční charakteristiky a bude popsán dále.



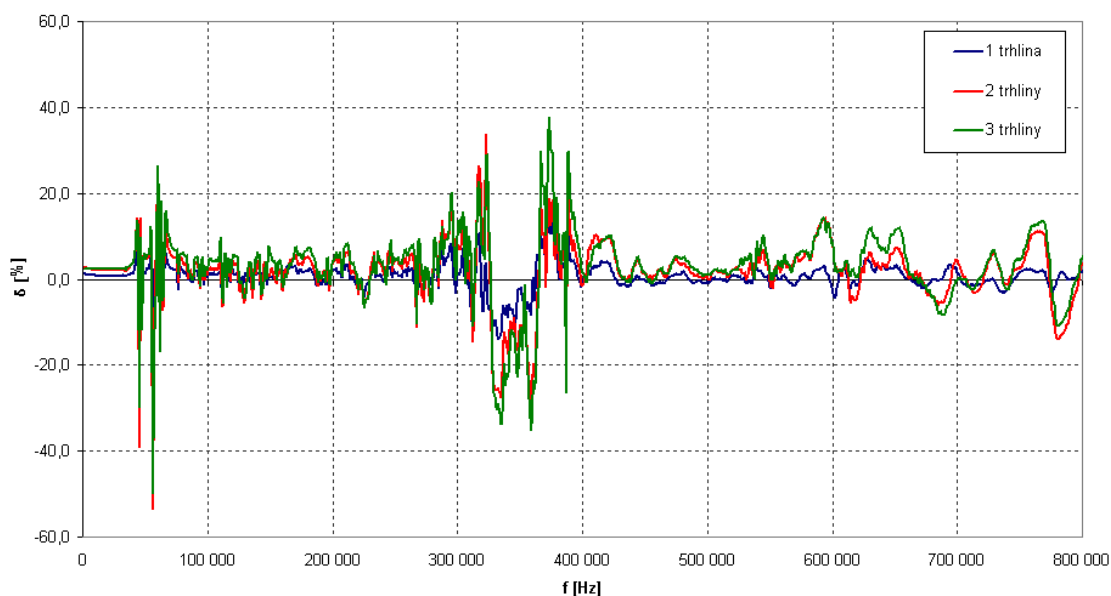
Obrázek 4-21 Závislost modulu impedance na frekvenci pro jednotlivé poškození



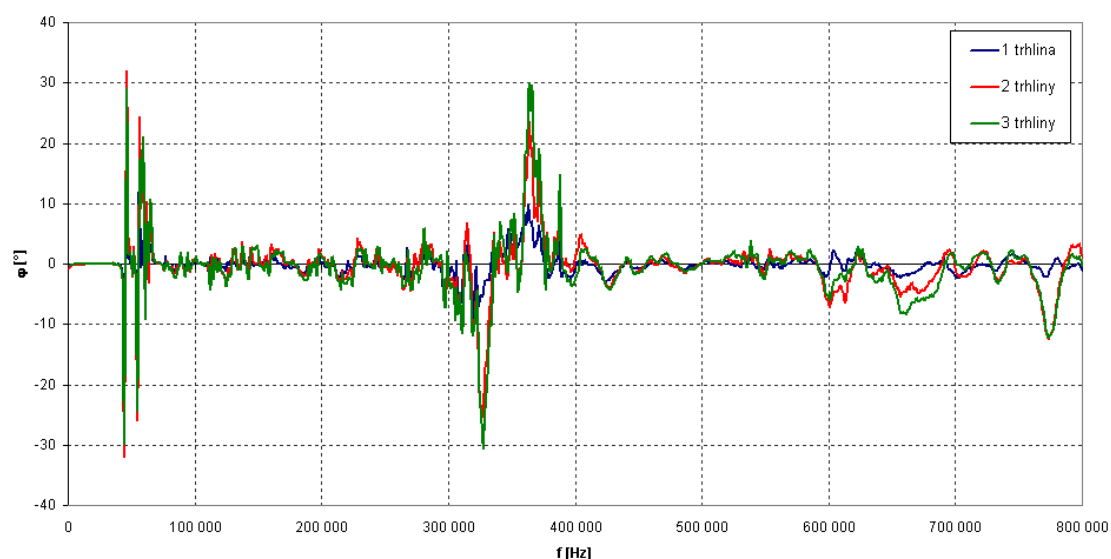
Obrázek 4-22 Závislost fáze impedance na frekvenci pro jednotlivé poškození

Z naměřených charakteristik (obrázky 4-21 a 4-22) není na první pohled patrné, jak jednotlivé trhliny ovlivňují naměřenou charakteristiku, zejména v závislosti modulu impedance nejsou vidět výrazné změny, ale zřejmější jsou charakteristiky, kde jsou porovnány chyby pro jednotlivá poškození, viz obrázky 4-23 a 4-24. Všechny vypočtené chyby jsou vypočteny vzhledem k naměřeným charakteristikám nepoškozeného vzorku.

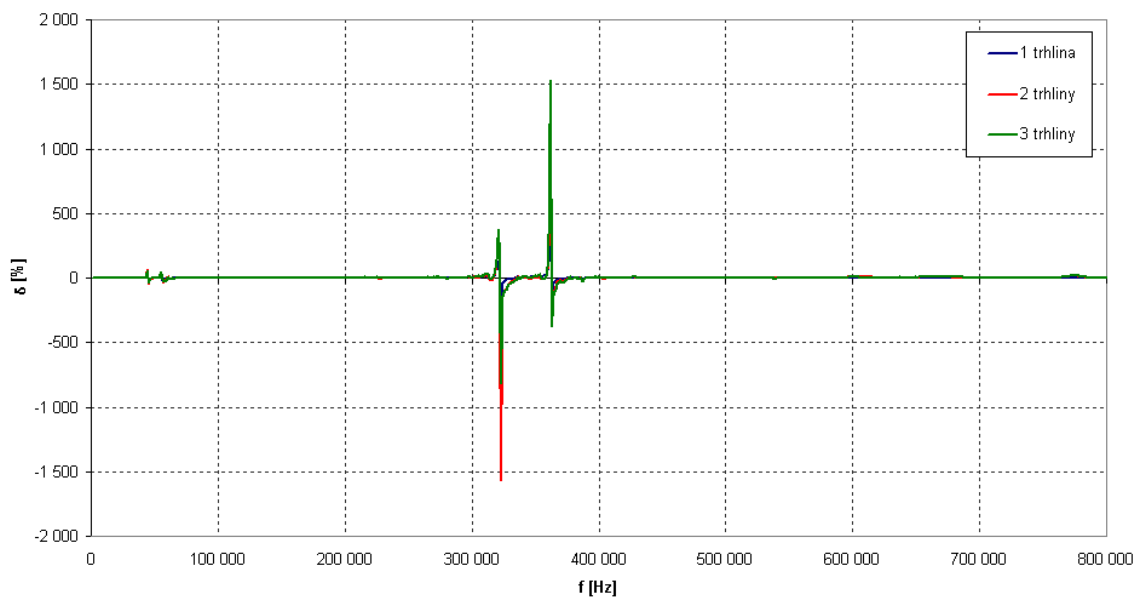
Na obrázku 4-23 je zobrazena závislost relativní chyby impedance na frekvenci. Na první pohled jsou zde patrné odchylky v rezonančních kmitočtech. Ty jsou způsobeny tím, že zde dochází k prudkému nárůstu, nebo poklesu impedance.



Obrázek 4-23 Závislost relativní chyby modulu impedanční charakteristik



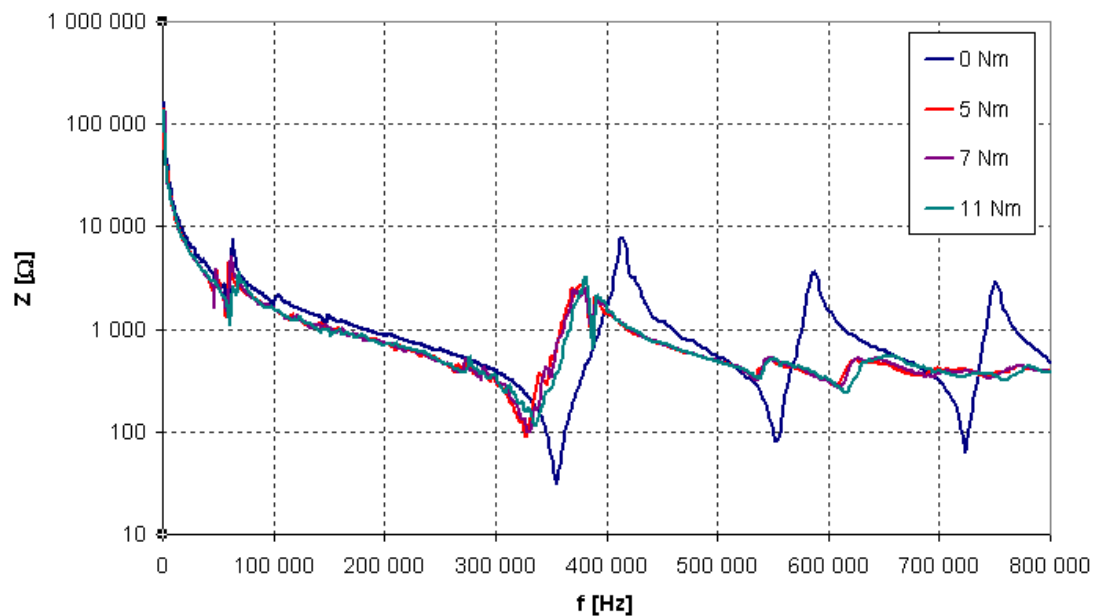
Obrázek 4-24 Závislost absolutní chyby fáze impedanční charakteristik



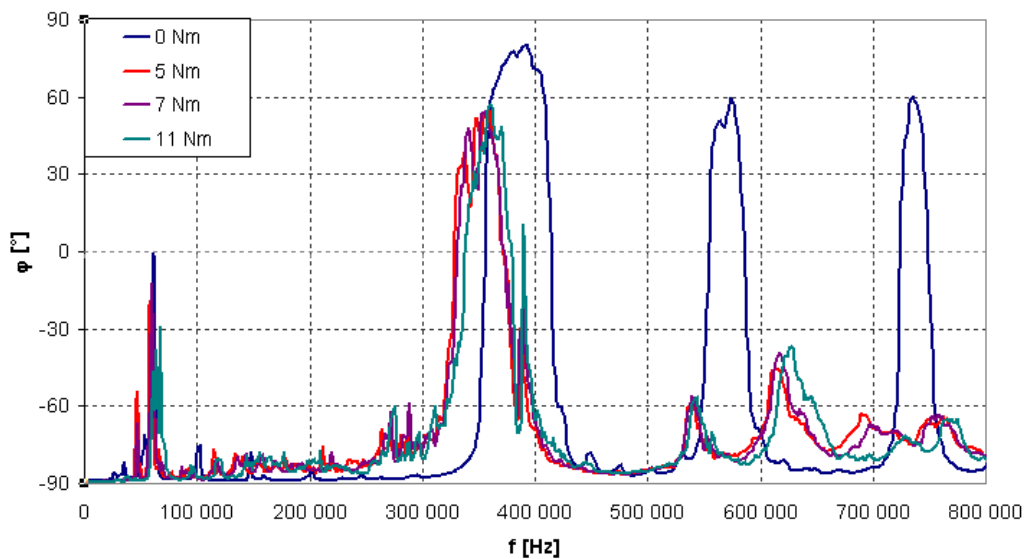
Obrázek 4-25 Závislost relativní chyby fáze impedanční charakteristiky

Jedním z problémů, které vykazuje toto měření, je jeho poměrně špatná opakovatelnost. Zejména při porovnání průběhů fázové charakteristiky v okolí rezonančních vrcholů jsou patrné výrazné odchylky.

Na tvar impedanční charakteristiky má také vliv velikost momentu, kterým je měřicí přípravek dotažen. Porovnání je provedeno pro nepoškozený vzorek dotažený různými momenty.



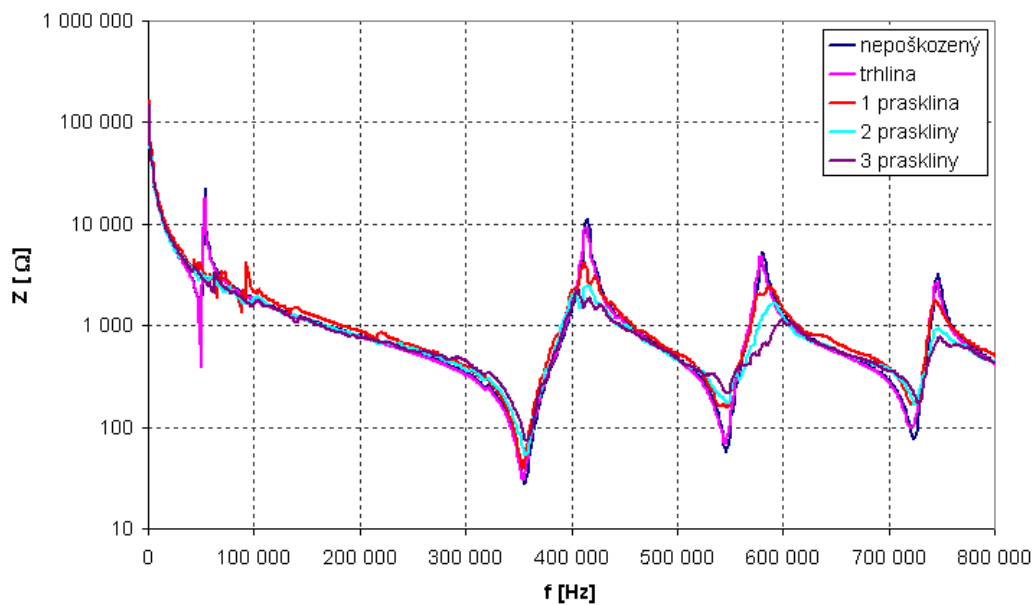
Obrázek 4-26 Závislost impedanční charakteristiky pro dotažení různými momenty



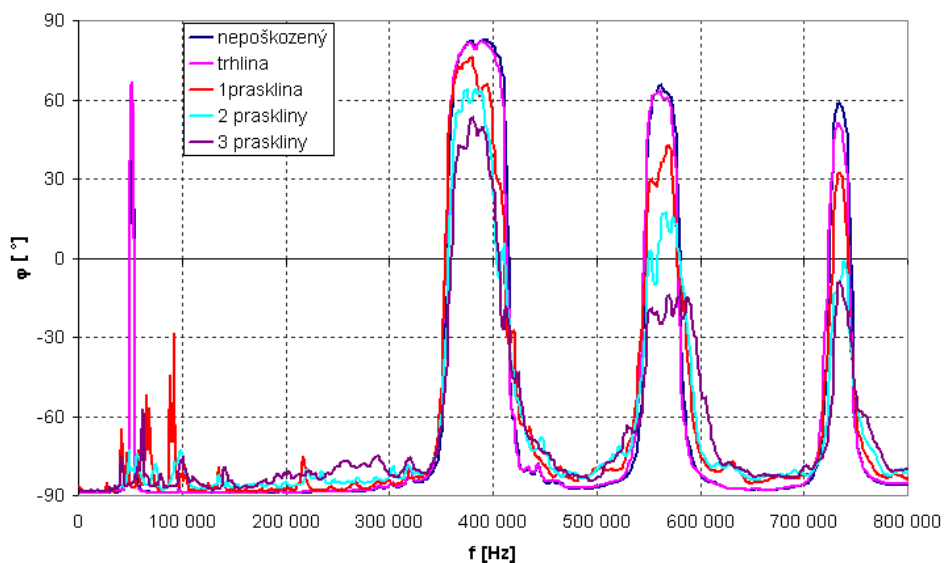
Obrázek 4-27 Závislost fázové charakteristiky pro dotažení různými momenty

Z naměřených charakteristik je zvláště patrná změna při dotažení momentem 0 Nm a 5 Nm. To je způsobeno tím, že moment 0 Nm byl realizován volným připojením bez použití měřicího přípravku - viz obrázek 4-26 a 4-27. Z charakteristik je vidět, že vlivem upnutí měřeného prvku do přípravku dochází ke změně velikosti a polohy rezonančních vrcholů. Rovněž průběh není tak hladký a dochází k výskytu dílčích rezonancí. Na druhou stranu je nutné zdůraznit, že měření s použitím přípravku se vyznačuje lepším spojením piezoelementu-měřící elektroda.

Jako zásadní se jeví vliv prasklin (prasklina je skrz celý materiál). Na obrázcích 4-28 a 4-29 je srovnání vlivu trhlin na tvar charakteristiky. Z průběhů je pozorovatelný vliv jednotlivých druhů poškození. První průběh je pro nepoškozený vzorek, druhý pro poškození drobnou trhlinou. Porovnáním prvních dvou průběhů není patrná výrazná odchylka. Zatímco při prasklině dojde k poklesu a změně impedanční charakteristiky. Zejména při rezonanční frekvenci kolem 50 kHz dochází vytvoření dalších rezonančních módů.

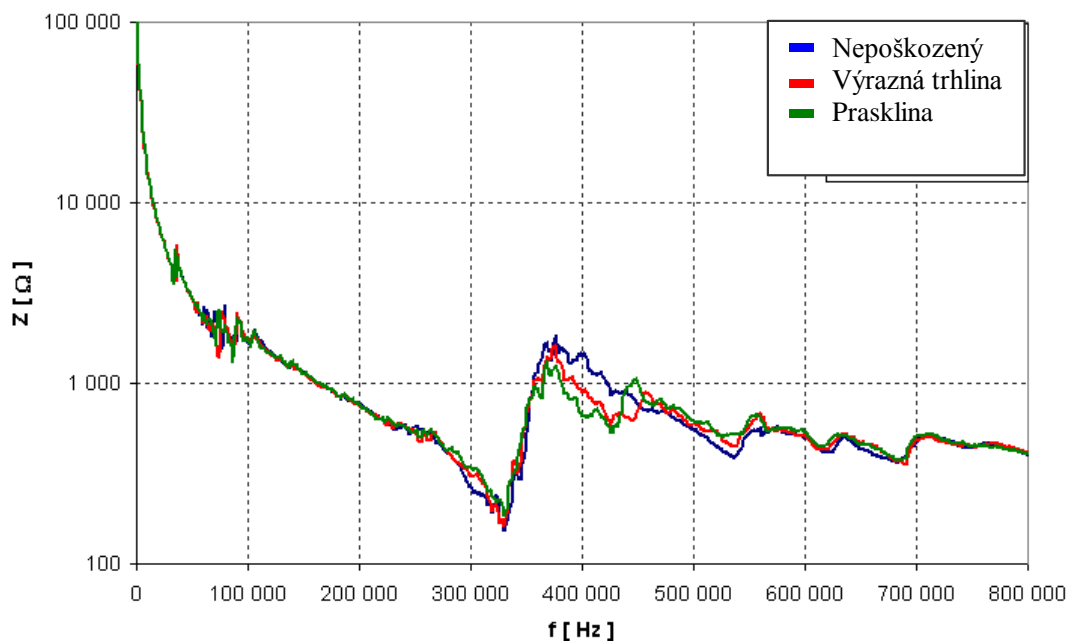


Obrázek 4-28 Porovnání vlivu prasklin na tvar impedanční charakteristiky volného popř. jemně dotáhnutého vzorku

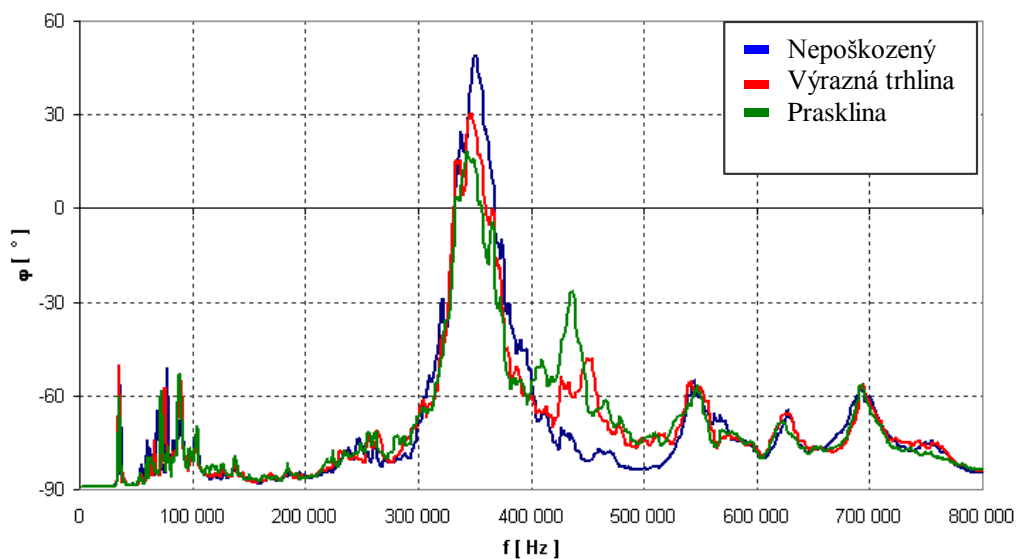


Obrázek 4-29 Porovnání vlivu prasklin na tvar fázové charakteristiky volného popř. jemně dotáhnutého vzorku

Obrázky 4-30 a 4-31 ukazují vliv prasklin na piezokeramický prvek upevněný v přípravku dotáhnutém momentem 7 Nm. Zde je porovnáván vliv praskliny a výrazné trhliny, neboť drobné trhlinky nemají výrazný vliv na měřenou charakteristiku. Tedy i z těchto průběhů je patrný vliv prasklin na naměřené charakteristiky, ovšem není tak znatelný jako v případě volného prvku (nebyl upnut na přípravku). Zde je zajímavý nárůst impedance i fáze v oblasti kolem 450 kHz.



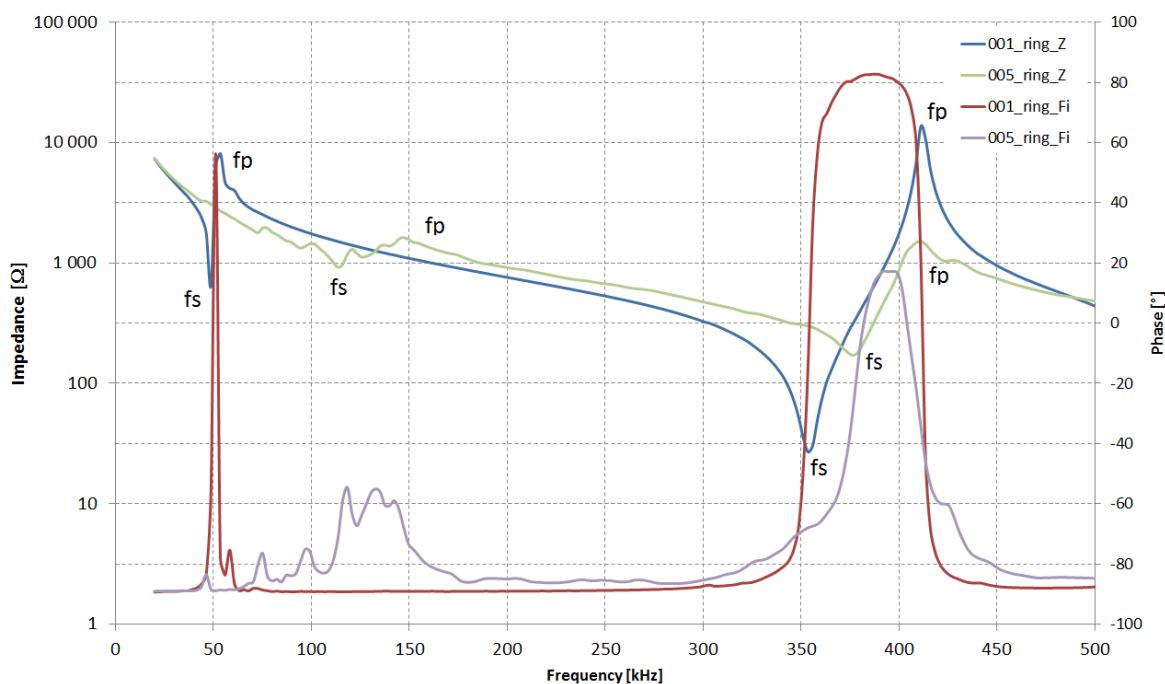
Obrázek 4-30 Porovnání vlivu prasklin na tvar impedanční charakteristiky vzorku dotáhnutého momentem 7 Nm



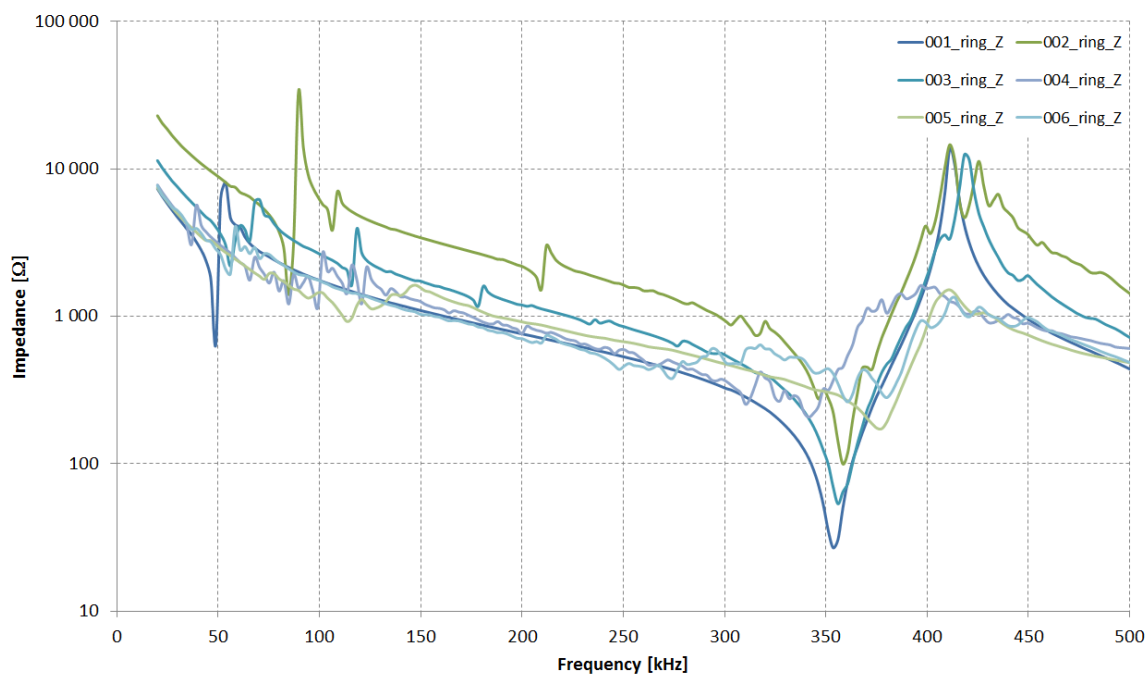
Obrázek 4-31 Porovnání vlivu prasklin na tvar fázové charakteristiky vzorku dotáhnutého momentem 7 Nm

Výsledky měření impedanční a fázové charakteristiky pomocí impedančního analyzátoru Agilent 4294A a měřicích kleští Agilent 16334A jsou na obrázcích 4-32, 4-33, 4-34, legenda k těmto naměřeným charakteristikám je následující:

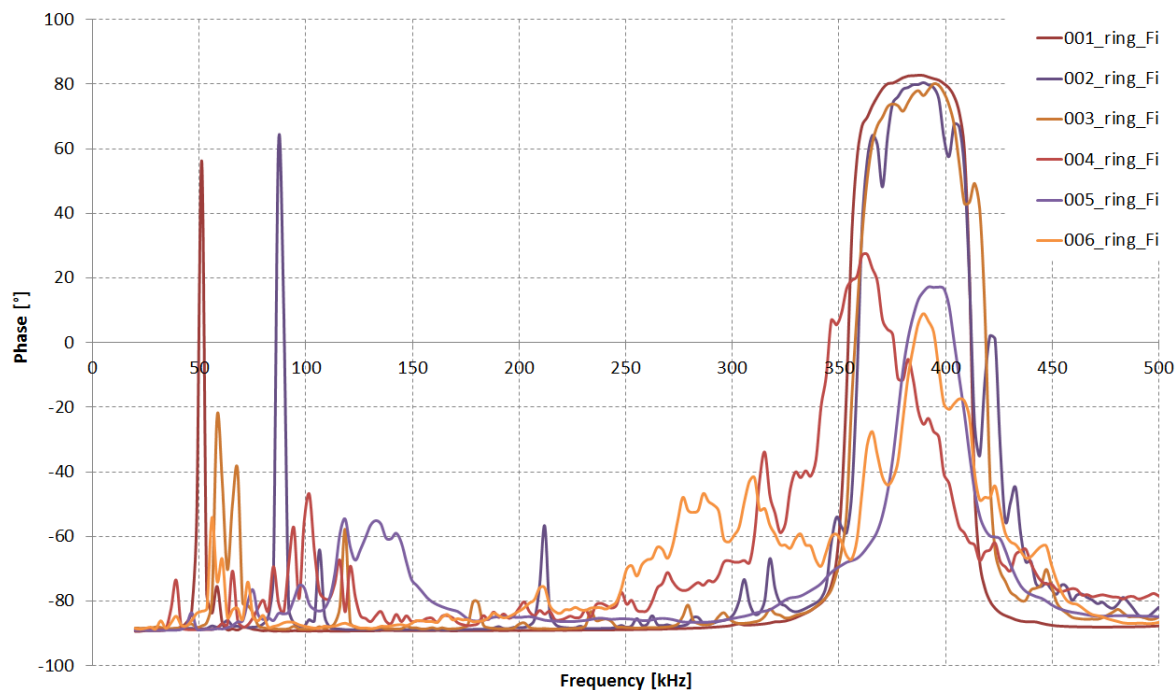
- 001_ring – měření zdravého prstence, zobrazeného z obrázku 4-19 a)
- 002_ring – měření prasklého prstence, menší části asi 1/3, zobrazeného na obrázku 4-19 b)
- 003_ring – měření prasklého prstence, větší části asi 2/3, zobrazeného na obrázku 1 b)
- 004_ring – měření snímače bez krytu, tedy pouze holé konstrukce, kde byl uložen prasklý a silně poškozený prsteneček
- 005_ring – měření zdravého z venkovní části nepoškozeného snímače
- 006_ring – měření snímače bez krytu, ve kterém byl uložen disk 001_ring, tedy zdravý disk bez zjevných poškození



Obrázek 4-32 Impedanční a fázová charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro prsteneček 001_ring a pro snímač 005_ring – zobrazení vlivu utlumení impedanční charakteristiky po vložení prstence do snímače



Obrázek 4-33 Impedanční charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro všechny měření popsané v legendě

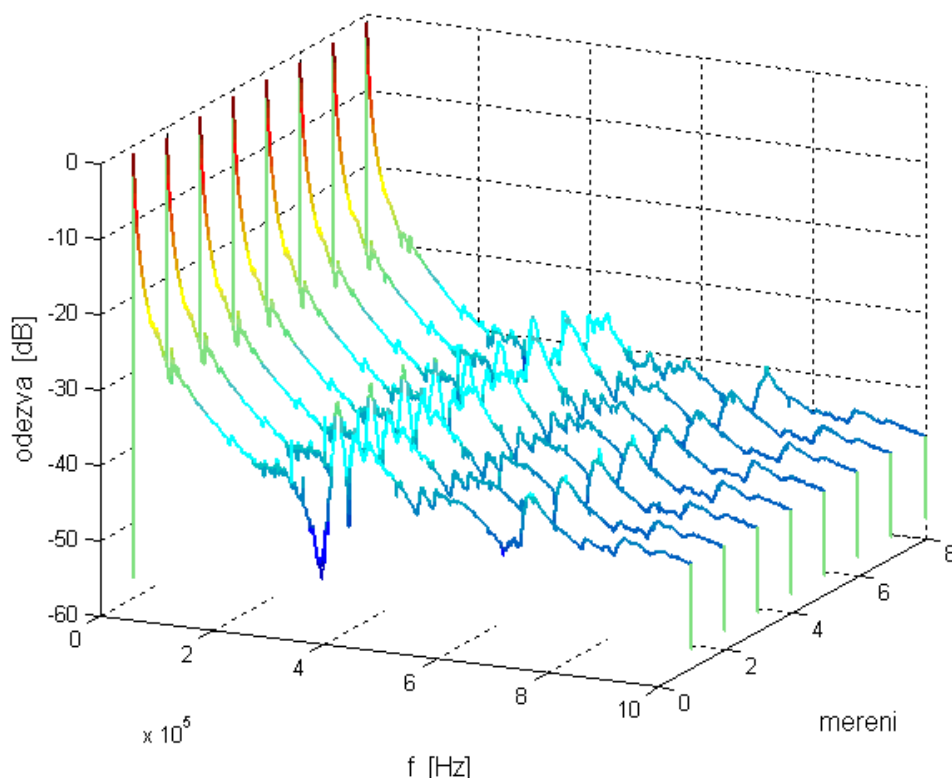


Obrázek 4-34 Fázová charakteristika PZT keramiky Sonox P502, pro všechny měření popsané v legendě

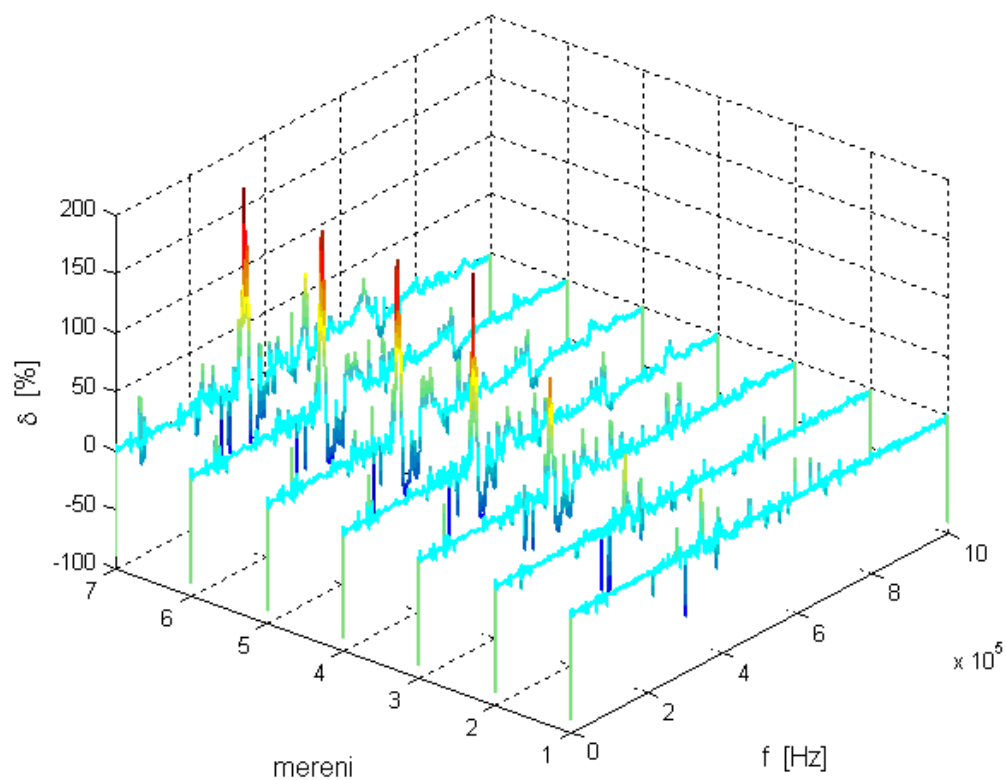
Z naměřených průběhů je vidět, že po uložení keramiky do snímače je průběh impedanční charakteristiky významně utlumen a to v okolí radiálních kmitů i tloušťkových kmitů. Rezonanční i antirezonanční frekvenci je možné určit jak z impedanční, tak i fázové charakteristiky proto jsou zde zobrazeny oba případy.

4.3.2. Vliv trhlin na měření pomocí frekvenčního analyzátoru

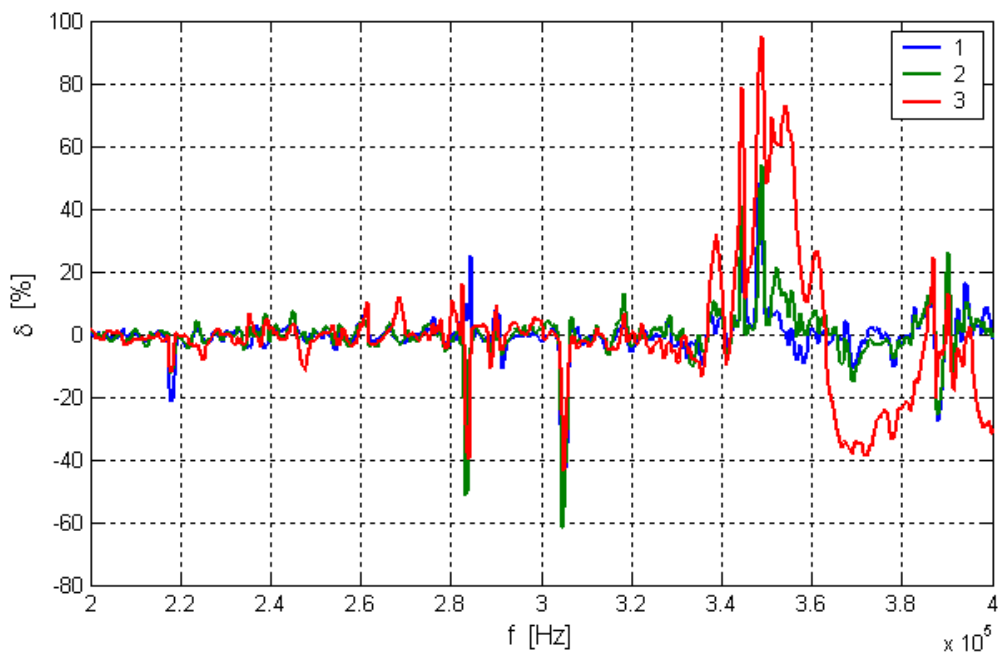
Měření bylo realizováno dle popisu v kapitole 4.2.2. Na obrázku 4-35 jsou uvedeny jednotlivé naměřené průběhy pro jednotlivá poškození. Na dalších obrázcích jsou pak uvedeny vypočtené odchylky od průběhu pro nepoškozený prvek.



Obrázek 4-35 Naměřené frekvenční charakteristiky v závislosti na poškození



Obrázek 4-36 Vývoj relativní chyby při způsobeném poškození



Obrázek 4-37 Srovnání relativní chyby vlivu trhlin (počet trhlin 1-3) ve frekvenčním pásmu 200 kHz - 400 kHz

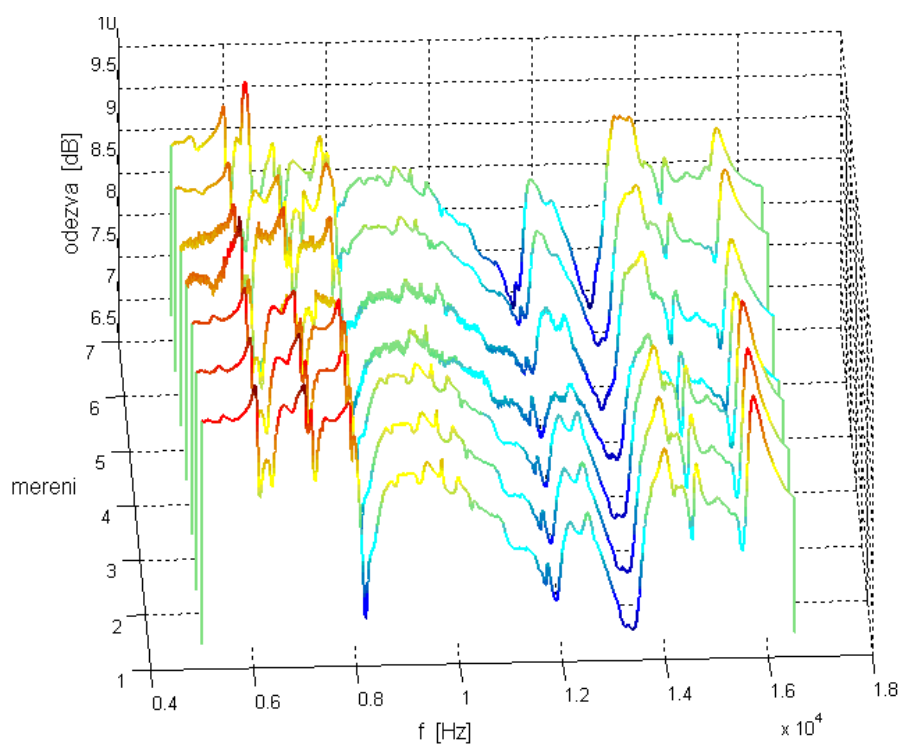
Na obrázku 4-37 je vidět, jak se mění charakteristika v okolí rezonanční frekvence piezoelementu vlivem poškození. Popis průběhů v grafu je následující:

- Průběh 1 je chyba mezi dvěma měřeními nepoškozeného prvku (opakovatelnost měření).
- Průběh 2 představuje drobné poškození.
- Průběh 3 výraznější poškození.

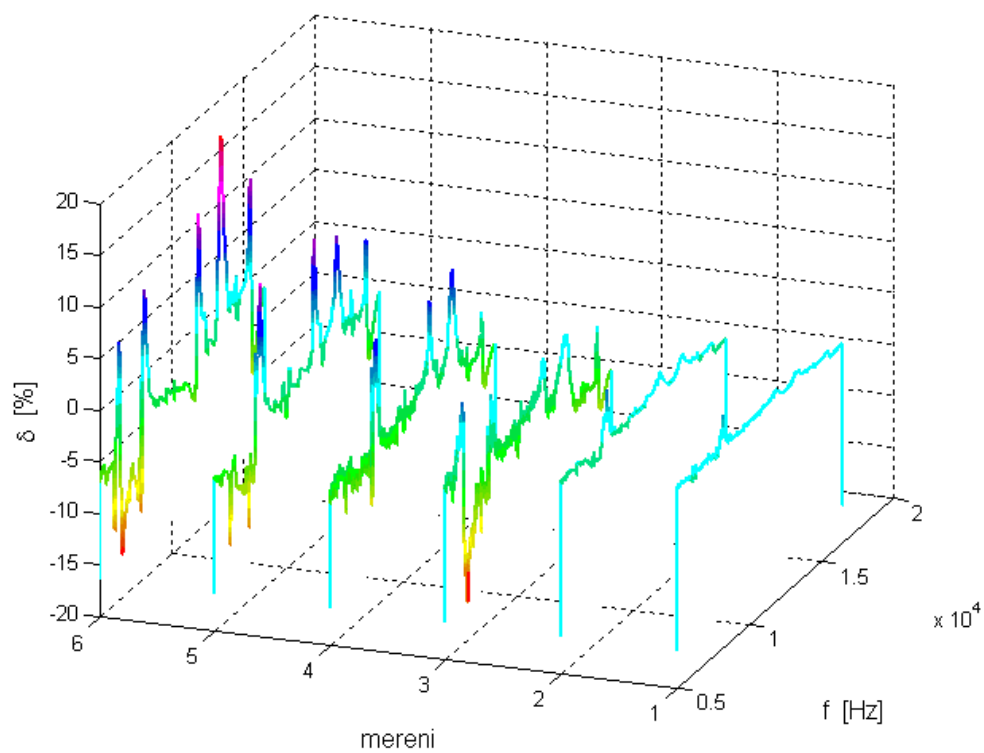
Na těchto uvedených charakteristikách je pozorovatelná změna průběhu s rostoucím poškozením. Zejména výraznější poškození představuje podstatnou změnu naměřeného průběhu. Vliv drobných trhlin nelze určit.

4.3.3. Vliv trhlin při buzení snímače pomocí vibračního stolku

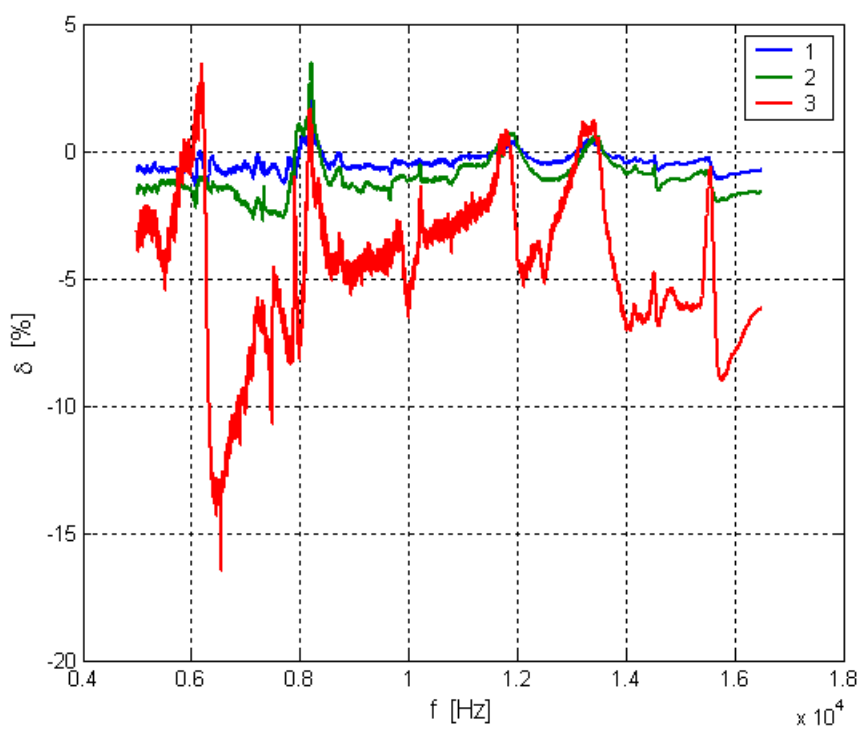
Toto měření bylo prováděno dle postupu uvedeného v kapitole 4.1.2. a na frekvenčním rozsahu od 5 kHz – 16 kHz, což je typický rozsah snímačů klepání. Jednalo se o měření na přípravku dotaženém momentem 11 Nm. Naměřené průběhy pro jednotlivá poškození jsou na následujícím obrázku. Pořadí průběhů je od nepoškozeného (měření 1) po poškozený šesti trhlami (měření 7). Pro větší přehlednost je srovnání chyb provedeno ve více obrázcích.



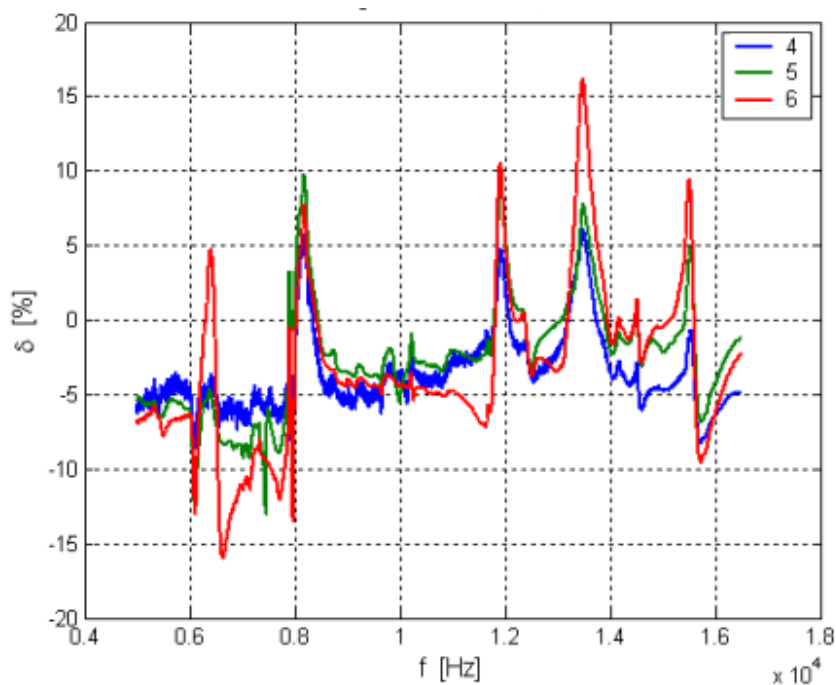
Obrázek 4-38 Naměřená frekvenční charakteristika snímače pro jednotlivá poškození v rozsahu 5 kHz – 16,5 kHz



Obrázek 4-39 Vývoj relativní chyby v závislosti na poškození

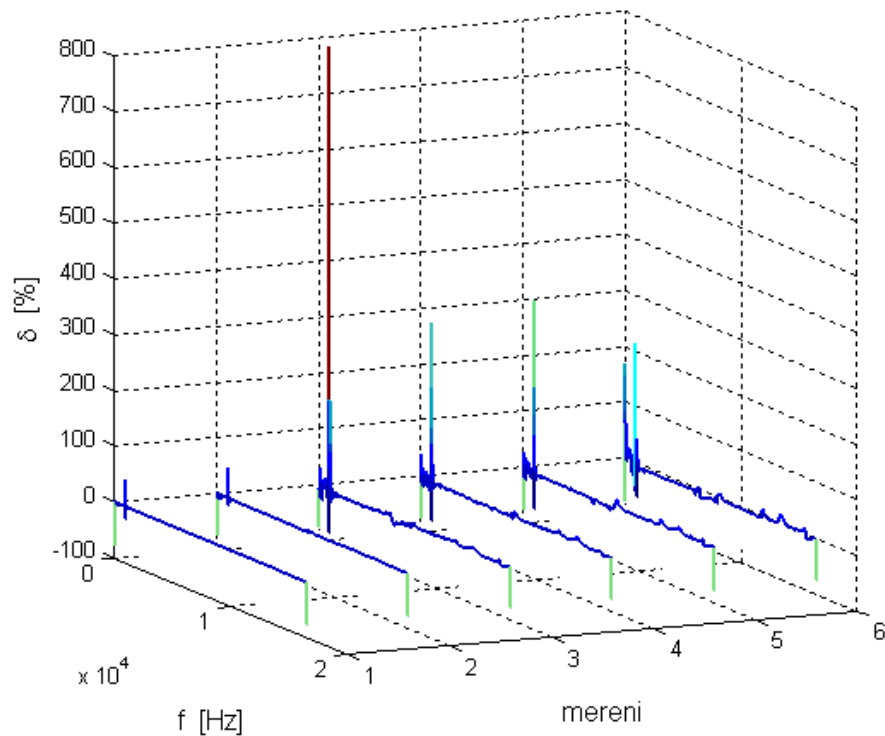


Obrázek 4-40 Srovnání relativní chyby způsobených poškozením (počet trhlin 1-3)



Obrázek 4-41 Srovnání relativní chyby způsobených poškozením (počet trhlin 4-6)

Z obrázků 4-40 a 4-41 je patrný vliv trhlin. V prvních dvou případech se jednalo o nepatrné poškození vzorku drobnými trhlinami. Zde lze pozorovat měnící se průběh zejména při frekvenci 8 kHz. Třetí průběh představuje výraznější poškození, při kterém byl přípravek demontován z vibračního stolku, poškozen a opět upevněn, zde je vidět výrazný vliv poškození piezokeramiky.



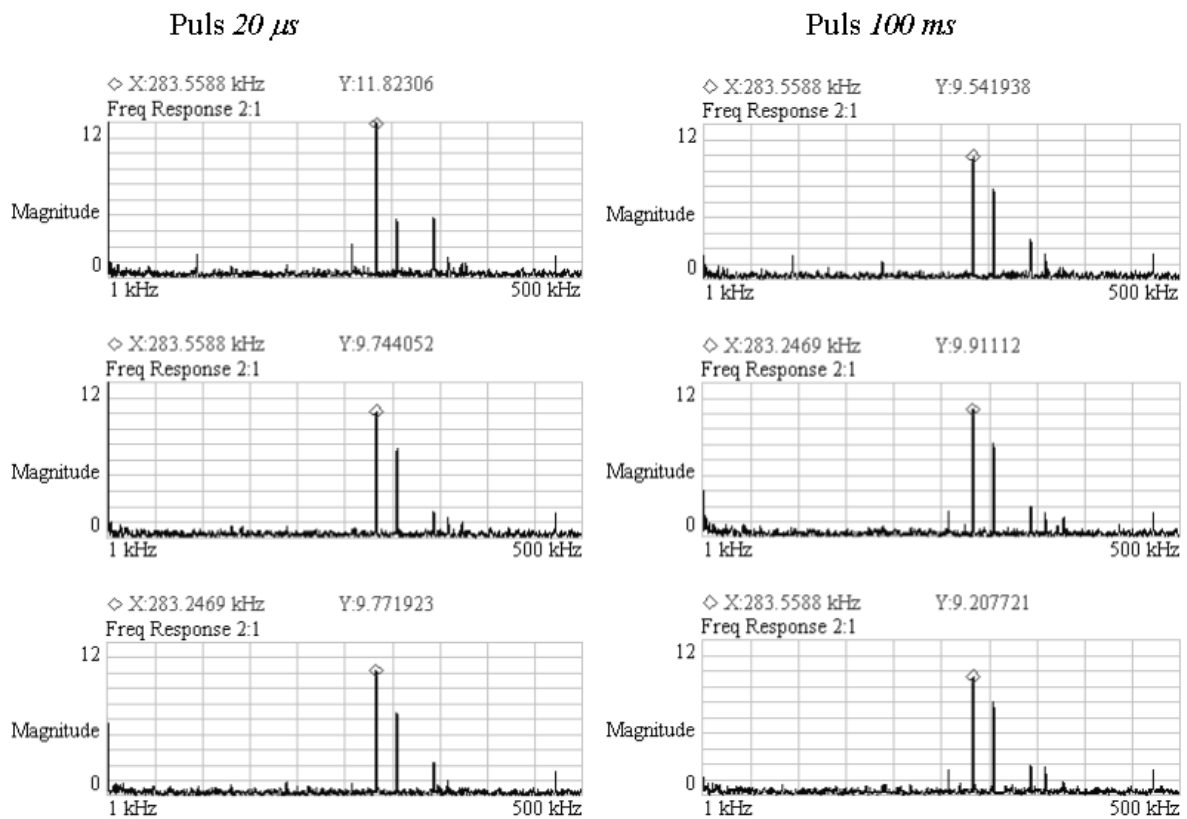
Obrázek 4-42 Srovnání relativní chyby vlivu poškození v rozsahu 100 Hz – 16,5 kHz

Na obrázku 4-42 je vidět vliv trhlin ve frekvenčním pásmu od 100 Hz až 16,5 kHz. Z porovnání průběhů předchozího obrázku nelze tvrdit, že se jedná o vliv trhlin, protože velikost chyby se mění relativně nahodile.

4.3.4. Vliv trhlin při měření metodou elektrického pulsu

Ověřování probíhalo dle popisu metody v kapitole 4.2.3. Porovnání vlivu trhlin na naměřenou charakteristiku je na obrázku 4-43. Charakteristiky v prvním řádku představují nepoškozený měřený prvek. V druhém řádku jsou průběhy po poškození drobnou trhlinou a v posledním případě se jedná o měření, při němž došlo k výraznému poškození měřeného piezoelementu. Z porovnání všech

naměřených průběhů nelze zjistit souvislost mezi poškozením a naměřenou charakteristikou.



Obrázek 4-43 Vliv trhlin na měření pomocí elektrického pulsu

4.4. Shrnutí použitých metod a doporučení

Z popsaných metod, které je možné použít pro bezdemontážní diagnostiku poruch piezokeramiky piezoelektrického snímače, se jeví nejzajímavěji metody využívající měření pomocí elektrického pulsu a měření impedanční charakteristiky. Všechna měření probíhala v ustálených laboratorních podmínkách (stejná teplota a hlukost). Zmíněné metody byly zkoušeny vždy pro sadu vzorků, k dispozici bylo 15 kusů nepoškozených snímačů a v případě testování trhlin bylo zkoušeno vždy 5 kusů stejně porušených vzorků.

4.4.1. Metoda měření impedanční charakteristiky

Jedná se o měření podávající poměrně dobré výsledky, je ale nutné dodržet stálé podmínky měření, jelikož velký vliv na měření má například teplota. Kromě

vlivu trhlin na impedanční charakteristiku byl zkoumán i vliv momentu dotažení piezokeramiky. Zde byla zjištěna významná závislost, je nezbytné srovnávat pouze snímače stejně připevněné a dotažené. Pro praktické použití této testovací metody je vhodné se zaměřit na oblast rezonančních vrcholů.

4.4.2. Metoda měření pomocí frekvenčního analyzátoru

Průběh naměřených charakteristik se shoduje s metodou impedančních charakteristik, přestože se z počátku ověřování této metody vyskytovala chyba opakovatelnosti. Vliv poškození na naměřené charakteristiky je patrný, a to zejména při výraznějším poškození piezoelementu. Toto měření je velmi rychlé, vyžaduje však poměrně složité přístrojové vybavení (frekvenční analyzátor daného rozsahu). Pro praktické využití této metody platí stejná pravidla jako u měření impedanční charakteristiky.

4.4.3. Metoda měření pomocí elektrického pulsu

Porovnáním naměřených charakteristik se ukazuje, že je možné použít navrhnoutou metodu pro testování piezoelektrických snímačů, snímačů klepání. Zkušební postup oproti klasickému testování piezoelektrických snímačů značně sníží dobu testování. Výhody tohoto zkušebního postupu ve srovnání s tradičními budícími metodami lze shrnout takto: Jde čistě o elektrické testování, tj. není třeba vibračního stolku, zesilovače, atd. Testovací impuls je poměrně krátký - v řádu maximálně kolem 100 ms pro jedno měření. Lze použít výpočty pro standardní frekvenční charakteristiky, tedy není třeba žádný postprocessing. Automatizované testování pak může být provedeno různými způsoby. Nejjednodušší způsob je hledat rezonanční frekvenci snímače, která je dobrým ukazatelem pro to, zda je senzor v pořádku, tj. odpovídá specifikaci daného snímače. Další jednoduchou, ale propracovanější metodou může být nastavení a sledování tolerančních křivek a srovnávání, zda-li se frekvenční charakteristika vyskytuje v předpokládaném profilu tolerančních křivek. Toleranční křivky mohou být i vodorovné přímky, pokud frekvenční charakteristika má "dobré" parametry v požadovaném rozsahu. Ale lze aplikovat i pokročilejší metody klasifikace signálu, například neuronové sítě. Další úvahou, jak získat relevantní a použitelnou informaci z časového průběhu odezvy snímače na budící signál, by mohlo být měření vlastností tlumených kmitů, respektive výpočet logaritmického dekrementu tlumeného kmitavého pohybu.

5. Závěr

Technická diagnostika se zabývá metodami a prostředky zjišťování stavu objektů. S pokročilými technologiemi a přístupy je aktuální trend k bezdemontážnímu sledování nejen samotných objektů, ale i snímačů, které sledují dané stroje či zařízení. Taková diagnostika musí splnit řadu požadavků. Mezi ně patří rychlost, žádná nebo co nejmenší demontáž diagnostikovaného objektu, přesnost a reprodukovatelnost výsledků z měřených dat v on-line režimu. Proto je věnována pozornost novým diagnostickým metodám a diagnostice vlastních snímačů měřených veličin, jako i měřicím a vyhodnocovacím přístrojům a softwaru.

Pro diagnostiku vibrací spalovacích i vznětových motorů se jako jeden z nejdůležitějších diagnostických signálů využívá signál z klepání motoru. V rámci zkoumání dané problematiky byl vyvinut prototyp snímače klepání a zkoumány metody pro diagnostiku těchto piezoelektrických snímačů vibrací za účelem posoudit vliv poškození piezokeramiky na měřená data. Pro řízení motoru je třeba zajistit, aby naměřená data ze senzorů byla správná. To je zejména problém při poškozeném snímači (např. poškození piezoelektrického materiálu), který sice informace – měřená data poskytuje, ale ty neodpovídají skutečnosti. Zde je nutné si uvědomit důležitost bezdemontážní diagnostiky, neboť sice demontáž a otestování samotného čidla je možná, ale z mnoha důvodů nevhodná a navíc se závada může identifikovat poměrně pozdě od vlastního poškození. Proto cílem práce bylo hledání nových – bezdemontážních metod snímačů vibrací pro ověřování jejich parametrů. Část práce tedy pojednává o vlivu a identifikaci trhlin v piezokeramice ve snímačích klepání. Cílem bylo najít jednoduchou a vhodnou měřicí metodu a ověřit vliv trhlin na naměřené parametry snímače.

Praktickým testováním metod bylo ověřeno, že lze najít metody, kterými lze poškození v piezokeramice odhalit, tedy že poškození piezokeramiky má vliv na naměřené charakteristiky a tím i na přesnost měření piezoelektrických snímačů – snímačů klepání. Jako nejvhodnější diagnostická metoda se jeví metoda měření pomocí elektrického pulsu, a měření impedančních parametrů - charakteristik a měření pomocí frekvenčního analyzátoru. Ostatní použité metody neměly dostatečně vypovídající charakter. Byl také řešen vliv poškození piezokeramiky trhlinami a prasklinami na naměřené charakteristiky. Závěr práce ukazuje, že přestože existují způsoby, jak lze odhalit poruchu piezoelektrických snímačů, myšlenka bezdemontážního testování piezoelektrických snímačů naráží stále na poměrně náročná měřicí vybavení, které nelze jednoduše aplikovat například

v automobilu pro in situ testování snímače klepání. Pozornost by ale v tomto případě mohla například být upřena směrem k návrhu testovacího zařízení, kdy by piezoelektrický snímač byl zapojen do oscilátoru, s frekvencí výstupního signálu určovanou testovaným piezoelementem.

Všechny výsledky disertační práce, stejně jako další vědecké příspěvky zabývající diagnostikou senzorů, metodami měření či zpracováním signálů ze senzorů v rámci dosavadního doktorského studia, byly publikovány na konferencích, jejich sbornících, workshopech nebo letních školách zabývajících se řešenou problematikou - viz kapitola Seznam vlastních publikací k tématu práce.

6. Seznam použité literatury

- [1] GAUTSCHI, G. *Piezoelectric Sensorics*, New York, Springer 2002, ISBN 3-540-42259-5.
- [2] BAZHENOV A. A., Yarovikov V.I. *Design of Knock Sensors and Piezoaccelerometers*, Arlington, Futurepast 2002, ISBN 0-9710464-0-9
- [3] BOSCH. *Automotive Handbook*, Robert Bosch GmbH, ISBN 1-65091-372-X.
- [4] SERRIDGE, M., LICHT, R.T. *Piezoelectric Accelerometers and Vibration Preamplifiers*, Brüel&Kjaer Handbook, Brüel&Kjaer, 1986.
- [5] HERLUFSEN, H. Dual channel FFT analysis, *Brüel&Kjær Technical Review*, No.1 & 2, 1984.
- [6] BROCH, J.T. *Mechanical Vibrations and Shock Measurements*, Brüel&Kjaer Handbook, 1994, K. Larsen & Son., Denmark, 1984. ISBN 87 87355 361.
- [7] ĎAĎO, S., KREIDL, M. *Senzory a měřicí obvody*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1996. ISBN 80-01-01500-125X.
- [8] ERHART, J. *Základy piezoelektřiny pro aplikace jeho aplikace*. Učební texty k semináři. Dostupné z http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_06_1112.pdf.
- [9] VDOLEČEK, F. *Spolehlivost a technická diagnostika*. FSI VUT Brno, 2002.
- [10] TŮMA, J. *Zpracování signálů získaných z mechanických systémů užitím FFT*. Praha: Sdělovací technika, 1997. ISBN 80-901936-1-7.
- [11] PLATIL, A. – RIPKA, P. *Senzory a převodníky: Laboratorní cvičení*. Vydavatelství ČVUT, 2004, ISBN 80-01-02873-9.
- [12] HIRŠL, J., ČERNOHLÁVEK, D. *Keramická piezoelektrika*. Tesla, Praha 1970.
- [13] BOSCH. *Bosch Diesel Fuel-Injection Systems Unit Injector System and Unit Pump System*. Robert Bosch GmbH, 2007. ISBN 978-0-8376-1550-9.
- [14] PETRŽÍLKA, V. *Piezoelektřina I*. Přírodovědecké vydavatelství, Praha, 1951.

-
- [15] GADE, S., MATZEN, S., AND HERLUFSEN, H. *QC Test for Knock Sensors*. In *Technical Review*, No.1, 1997.
- [16] ZHANG, X.P., GALEA, S.Y. L., MAI, Y.W. *Characterization of the effects of applied electric fields on fracture toughness and cyclic electric field induced fatigue crack growth for piezoceramic PIC 151*. *Smart Material and Structures*. Vol. 13. No. 1 Dostupné z <<http://ej.iop.org>>.
- [17] MOOK, G., POHL, J., MICHEL, F. *Non-destructive characterization of smart CFRP structures*. *Smart Material and Structures*. Vol. 12 No. 6. Dostupné z <<http://ej.iop.org>>.
- [18] POHL, J., HEROLD, S., MOOK, G., MICHEL, F. *Damage detection in smart CFRP composites using impedance spectroscopy*. *Smart Material and Structures*. Vol. 10 No. 4. Dostupné z <<http://ej.iop.org>>.
- [19] ČSN ISO 16063-11. *Primární kalibrace vibracemi pomocí laserové interferometrie*. 2001.
- [20] ČSN ISO 16063-21. *Kalibrace vibracemi porovnáním s referenčním snímačem*. 2004.
- [21] APC Int. *Piezoelectric ceramics: Principles and applications*, ISBN 0-97-18744-0-9.
- [22] MENTLÍK, V., PIHERA, J., POLANSKÝ, R., PROSR, P., TRNKA P. *Diagnostika elektrických zařízení*. 1. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 2008. 439 s. ISBN 978-80-7300-232-9.
- [23] LIŠKA, J. *Zpracování signálů pro diagnostiku a jeho aplikace*. Učební texty k semináři. Dostupné z <http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_08_1012.pdf>.
- [24] CARSTENS-BEHRENS, S., BÖHME, J. F. *Applying Time-Frequency Methods to Pressure and Structure-borne Sound for Combustion Diagnosis*. ISSPA 2001, pp.256-259 Kuala Lumpur, Malaysia, 2001.
- [25] COHEN, L. *Time-Frequency Analysis*. Prentice Hall, New Jersey, 1995, ISBN 0-13-594532-1.

-
- [26] HUANG, N. E. *The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis*. Proc. Roy. Soc. London, 454, 903-993, 1998.
- [27] HUANG, N. E. *Computing Instantaneous Frequency by Normalizing Hilbert Transform*. U.S. Pat. No. 6,901,353, 2005.
- [28] LIŠKA, J., JANEČEK, E. *Time-Frequency Representation of Instantaneous Frequency Using a Kalman Filter*. ICINCO 2007, Angers, 2007.
- [29] LIŠKA, J., KODET, P., JANEČEK, E. *Source Location in Loose Parts Monitoring Using Time-Frequency Analysis*. Proceedings of 9th International Carpathian Control Conference (ICCC' 2008), Sinaia, Romania, 2008.
- [30] LIŠKA, J., Janeček, E. *Time-Frequency Representation of Signals Using Kalman Filter*. Robotics, Automation and Control, I-Tech Education and Publishing, Wien, Austria, 2008.
- [31] Marple, S.L.: *Digital Spectral Analysis*. Prentice Hall, New Jersey, 1987
- [32] RILLING, G., FLANDRIN, P., GONCALVES, P. *On Empirical Mode Decomposition and its Algorithms*. IEEE-EURASIP workshop on nonlinear signal and image processing NSIP-03, Grado, 2003.
- [33] VASEGHI, S.V. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. John Wiley and Sons, Chichester, 2006. ISBN 0-470-09494-X.
- [34] GUAN, M., LIAO W.-H. *Studies on the Circuit Models of Piezoelectric Ceramics*, 2004. Dostupné z <<http://ej.iop.org>>
- [35] CREDE C. M., HARRIS, Ch. E. *Shock and Vibration Handbook*, McGraw Hill, Inc., 1976
- [36] WISMER, N. J., KONSTANTIN-HANSEN, H. *Mounted Resonance Measurements using Type 2525*. Application Note, BO0413, Brüel & Kjær, 1994.
- [37] BRÜEL & KJÆR *In Situ Verification of Accelerometer Function And Mounting*. In *Technical Review*, 1996.

-
- [38] KREIDL, M. *Diagnostické systémy*. Praha: Vydavatelství ČVUT Praha, 2001, ISBN 80-01-02349-4.
- [39] LIŠKA, M., SLÁDEK, Z. *Spolehlivost a technická diagnostika*. Skriptum VUT Brno, ES VUT 1989. 146. ISBN 80-214-1047-7.
- [40] MYKISKA, A. *Spolehlivost technických systémů*. Skriptum ČVUT Praha, Vydavatelství ČVUT 2000. ISBN 80-01-02079-7.
- [41] DVOŘÁČEK, D. *Diagnostika mikrotrhlin v piezokeramice*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2006. 72 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Stanislav Klusáček.
- [42] EUROPEAN STANDARD, EN 50324-2: 2002, *Piezoelectric properties of ceramic materials and components, Part 2: Methods of measurement – Low power*, CENELEC European Committee for Electrotechnical Standardization, 2002.
- [43] Allan, D. W., "Statistics of atomic frequency standards" *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 221–230, Feb. 1966.
- [44] IEEE STANDARD NO.177, *IEEE Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators*, Institute of Electrical and Electronic Engineers Inc., New York, NY 10017, 1966, pages 20.
- [45] *Materials for sensors*. Dostupné z http://www.ceramtec.com/files/mf_materials-sensors.pdf. [cit. 2012-03-01].

7. Seznam vlastích publikací k tématu práce

- [46] KLUSÁČEK, S.; HAVRÁNEK, Z. *Experimental diagnostic methods for vibration piezoelectric sensors*. In Inter-noise 2012. New York, USA, i-ince. 2012. p.1-6. (accepted paper)
- [47] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S. *Experimental evaluation of methods for estimation of regularization in acoustic holography with MEMS sensor array*. In Inter-noise 2012. New York, USA, i-ince. 2012. p.1-6. (accepted paper)
- [48] KLUSÁČEK, S.; HAVRÁNEK, Z.; BENEŠ, P. Primární a sekundární kalibrace snímačů vibrací na FEKT VUT v Brně. In *Sborník příspěvků Setkání uživatelů PULSE 2012*. Praha: Spectris Praha spol. s r.o., 2012. s. 1-6. ISBN: 978-80-904648-2- 7.
- [49] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S. Analýza vibrací ventilátoru silničního tunelu. In *Sborník příspěvků Setkání uživatelů PULSE 2012*. Praha: Spectris Praha spol. s r.o., 2012. s. 1-10. ISBN: 978-80-904648-2- 7.
- [50] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S. Diagnostika hluku a vibrací ventilátoru silničního tunelu. In *Sborník příspěvků Workshopu Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012*. Tábor 43a, 612 00, Brno: Litera Brno, 2012.s. 1-10. ISBN: 978-80-214-4527- 7.
- [51] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S.; BENEŠ, P.; VÁGNER, M. Allan variance analysis on MEMS tilt sensors with different principles of operation. In *2011 IEEE SENSORS Proceedings*. Limerick, Ireland: IEEE, 2011. s. 1685-1688. ISBN: 978-1-4244-9288- 6.
- [52] KLUSÁČEK, S. NEW trends in sensoric - "Plug and Play" Sensors. In *CEEPUS CII-CZ-0031-03-0708 Summer School 2008 - "Automatic Control for the 21.century"*. Proceedings on CD-ROM. Split, Croatia: University of Split, 2008. s. 1-4.
- [53] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S. Localization of sound sources in large scale based on multiple patch measurement. In *Internoise2008 Proceedings on CD- ROM*. 1. Shanghai, Čína: i- ince, 2008. s. 1-11.

-
- [54] KLUSÁČEK, S.; HAVRÁNEK, Z. Diagnostic methods for operation of piezoceramics in vibration sensors. In *Internoise 2008 Proceedings on CD-ROM*. 1. Shanghai, Čína: Internoise- 2008, 2008. s. 1-8.
- [55] HAVRÁNEK, Z.; KLUSÁČEK, S. Identification of regularization parameter for NAH by comparison of results of different NAH calculation methods. In *INTER-NOISE 2007 Proceedings on CD-ROM*. Istanbul: Turkish Acoustical Society, 2007. s. 1-9.
- [56] KLUSÁČEK, S. *Závěrečná zpráva grantu FRVŠ č. 3178/2006: Rozvoj laboratorní výuky předmětu Senzory neelektrických veličin*. 1. 2007. s. 1-28.
- [57] KLUSÁČEK, S.; BENEŠ, P. Measurement of Irregularity of Particle Size Distribution. In *Modern trends in Control*. Košice: Equilibria, s.r.o., 2006. s. 151 (s.) ISBN: 80-969224-6- 7.
- [58] BENEŠ, P.; KLUSÁČEK, S. Online measurement of the particle size distribution. In *Proceedings of IMEKO XVII World Congress*. Rio de Janeiro: International Measurement Confederation - IMEKO, 2006. s. 1 (s.)
- [59] BEJČEK L.; KLUSÁČEK, S. Measuring mechanical properties of agricultural products by frequency analysis. In *In TEST 2005 Proceedings*. Nürnberg: AMA Service GmbH, 2005. s. 1 (s.)
- [60] KLUSÁČEK, S. New trends in design and calibration of accelerometers. In *Proceedings of Spring School – Engineering for the Future*. Kielce: Kielce University of Technology, 2005. s. 1 (s.) ISBN: 83-88906-26- 7.
- [61] ŽALUD, L., DVORSKÁ, J., KLUSÁČEK, S., NEUŽIL, T., VAŠINA, M. Visual Telepresence Operator Test in Mobile Robot Testing Area. In *Sborník příspěvků konference Vršov 2005*. Brno: VUT Brno, 2005. s. 45 (s.) ISBN: 80-214-3008- 7.
- [62] ŠEDIVÁ, S., KLUSÁČEK, S. Využití systému OMS v laboratorní výuce. In *Proceedings the 6th International Scientific – Technical Conference Process Control 2004*. Pardubice: University of Pardubice, 2004. s. 274 (s.) ISBN: 80-7194-662- 1.

- [63] KLUSÁČEK, S. Vývoj senzoru pro diagnostiku a řízení motoru automobilu. In *Process Control 2004*. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2004. s. 281 (s.) ISBN: 80-7194-662- 1.
- [64] KLUSÁČEK, S. Calibration of Knock Sensor. In *Proceedings of the 10th Conference Student EEICT 2004*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2004. s. 381 (s.) ISBN: 80-214-2636- 5.
- [65] BENEŠ, P.; KLUSÁČEK, S. In Process Measurement of Particle Size Distribution. In *Proceedings of IEEE Sensors 2004*. Vienna: IEEE Computer Society, 2004. s. 357 (s.) ISBN: 0-7803-8693- 0.
- [66] KLUSÁČEK, S. Calibration techniques of knock sensors. In *4th International Conference Advanced Engineering Design AED 2004*. Glasgow, UK: University of Glasgow, 2004. s. 1, ISBN: 80-86059-41- 3.
- [67] BEJČEK, L., GRATZ, P., KLUSÁČEK, S. Biological product testing using mechanical response. In *TEST 2003 Proceedings*. Wunstorf, SRN: AMA Service GmbH, 2003. s. 203 (s.)
- [68] KLUSÁČEK, S., GRATZ, P. Vibration Techniques for Biological Product Testing. In *Student EEICT 2003*. Brno: VUT Brno, 2003.
- [69] GOLIÁŠ, J., BEJČEK, L., GRATZ, P., KLUSÁČEK, S. Mechanical Resonance Method for Evaluation of Firmness of Peach Fruit. *Horticultural Science*, 2003, roč. 30, č. 1, s. 1 (s.) ISSN: 0862- 867X.
- [70] KLUSÁČEK, S. Návrh a kalibrace senzoru klepání. In *Sborník příspěvků studentské konference RADEŠÍN 2003*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2003. s. 26 (s.) ISBN: 80-214-2479- 6.
- [71] GRATZ, P., BEJČEK, L., KLUSÁČEK, S. Measuring mechanical properties of fruit by frequency response. In *Euroensors XVI*. Praha: CVUT Praha, 2002. s. 113 (s.) ISBN: 80-01-02576- 4.
- [72] GRATZ, P., GOLIÁŠ, J., BEJČEK, L., KLUSÁČEK, S. Mechanical Resonance Method for Evaluation of Firmness of Peach Fruit. In *Modern Analytical Methods for Food and Beverage Authentication*. Lednice: MZLU Brno, Lednice, 2002. s. 90 (s.)

Seznam použitých zkratk a symbolů

DFT	Diskrétní Fourierova transformace
EMD	Přesná modální dekompozice
FFT	Rychlá Fourierova transformace
FT	Fourierova transformace
HHT	Hilbertova-Huangova transformace
IMF	Vlastní modální funkce
MEMS	Mikro-elektro-mechanický systém
PWVD	Pseudo Wigner Villeova distribuce
SPWVD	Pseudo Wigner-Villeova distribuce
STSF	Krátkodobá Fourierova transformace
WT	Waveletová transformace
WVD	Wigner-Villeova distribuce

Symbol	Význam	Jednotka SI
a	Zrychlení objektu	$\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$
b	Součinitel tlumení	
C	Kapacita, kapacitance	F
d_{ij}	Piezoelektrický koeficient (nábojový)	$\text{C}\cdot\text{N}^{-1}$ i $\text{m}\cdot\text{V}^{-1}$
D_i	Indukce elektrického pole	$\text{C}\cdot\text{m}^{-2}$
E	Youngův modul pružnosti	Pa
E_i	Složka elektrického pole (V/m)	$\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$
E_S	Energie signálu	
f	Kmitočet, frekvence	Hz
f_a	Anti-rezonanční kmitočet (nulová reaktance)	Hz
f_r	Rezonanční kmitočet	Hz
f_m	Kmitočet při minimální impedanci	Hz
f_n	Kmitočet při maximální impedanci	Hz
f_p	Paralelní rezonanční kmitočet	Hz
f_s	Sériový rezonanční kmitočet (maximální vodivost)	Hz
F_{bud}	Síla budící	N
$F_{x,y}$	Síla působící na vzorek ve směru x nebo y	N
g_{ij}	Piezoelektrický napěťový koeficient	$\text{m}^2\cdot\text{C}^{-1}$ i $\text{V}\cdot\text{m}\cdot\text{N}^{-1}$
h	Tloušťka vzorku	m
H	Hilbertova transformace	
IE	Úroveň okamžité hustoty energie	
k	Tuhost pružiny	$\text{N}\cdot\text{m}^{-1}$
k_{eff}	Efektivní koeficient elektromechanické vazby	

k_{31}	Příčný koeficient vazby	
k_{33}	Podélný koeficient vazby	
k_{15}	Střížný koeficient vazby	
k_p	Planární koeficient vazby	
k_t	Tloušťkový koeficient vazby	
k_{xx}	Elektromechanický vazební faktor	
L	Induktance	H
M	Hmotnost objektu	kg
m	Hmotnost seismické hmoty	kg
n	Počet keramických prvků	
p	Tlak (síla působící na jednotku plochy)	Pa
P_{SP}	časově-frekvenční zobrazení signálu	
P_W	Pseudo Wigner - Villeova distribuce	
q	Hustota náboje	C.m ⁻²
Q	Náboj vyvolaný tlakem na vzorek	C
r	Poloměr	m
R	Rezistance, odpor	Ω
R_P	Izolační odpor mezi vývody	
S_{ij}	Složky vektorů deformace	
s_{ij}	Elastický koeficient	m ² .N ⁻¹
S_p	Složka napětí	N
S_λ	Mechanická deformace	
t	Čas	s
SPW	Vyhlazená pseudo Wigner-Villeova distribuce	
T	Teplota	°C
T_C	Curierova teplota	°C
T_μ	Mechanické napětí	Pa
U	Elektrické napětí	V
u	okamžitá hodnota střídavého napětí	V
W	Waveletová transformace	
W_h	Wigner-Villeova distribuce	
y	Výchylka	m
\dot{y}	Rychlost	m.s ⁻¹
\ddot{y}	Zrychlení	m.s ⁻²
Z	Impedance	Ω
ε_{ij}	Permitivita piezoelektrického měniče	F.m ⁻¹
ε_r	Relativní permitivita	
ε_0	Permitivita vakua	F.m ⁻¹
τ	Čas průběžný	s
λ	Vlnová délka	m (nm)
φ	Fázový úhel	°
ρ	Hustota materiálu	Kg.m ⁻³
π	Konstanta 3,1415...	
σ_t, σ_f	Směrodatná odchylka	
ψ	Waveletová funkce	
ω	Úhlový kmitočet, úhlová frekvence	rad.s ⁻¹

Curriculum Vitae

Osobní údaje:

Příjmení / Jméno	Klusáček Stanislav
Adresa	Körnerova 781/8, 602 00 Brno
Telefon	+420 604 449 255
E-mail	klusacek@feec.vutbr.cz
Státní příslušnost	Česká Republika
Datum narození	10. června 1977

Vzdělání:

Období	2003 → doposud
Dosažená kvalifikace	Soustavná příprava na doktorském studiu (Ph.D.) v oboru Kybernetika, automatizace a měření.
Název organizace	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, dizertační práce na téma „Metody bezdemontážní diagnostiky“.
Období	1995-2001
Dosažená kvalifikace	Inženýr (Ing.) v oboru Kybernetika, automatizace a měření.
Název organizace	Fakulta elektrotechniky a informatiky, Vysoké učení technické v Brně, diplomová práce na téma „Multianalyzátor PULSE“

Pracovní zkušenosti:

Období	2006 → doposud
Povolání / funkce	- asistent, výuka laboratorních cvičení v předmětech „Měření fyzikálních veličin“, „Snímače neelektrických veličin“, „Vláknová optika v automatizaci“, výuka tutoriálů a laboratorních cvičení kurzu „Inteligentní a polovodičové snímače“, vedení bakalářských a diplomových prací (doposud cca 50 prací), vědecká a publikační činnost, řešení výzkumných projektů a projektů spolupráce s průmyslem – viz níže výčet vybraných projektů - výzkumný pracovník, člen řešitelského týmu projektu 6. rámcového programu EU (2006-2009)
Název/jméno zaměstnavatele	Ústav automatizace a měřicí techniky, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně

Období	2011 → doposud
Povolání / funkce	- výzkumný pracovník (junior researcher)
Název/jméno zaměstnavatele	CEITEC VUT – Středoevropský technologický institut
Období	2001 – 2005
Povolání / funkce	technický a výzkumný pracovník, výuka v předmětech „Měření fyzikálních veličin“, „Snímače neelektrických veličin“, „Vláknová optika v automatizaci“, vedení semestrálních, bakalářských a diplomových prací - vědecká a publikační činnost, řešení výzkumných projektů a projektů spolupráce s průmyslem
Název/jméno zaměstnavatele	Ústav automatizace a měřicí techniky, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně

Znalosti, odborné kvalifikace, vedení / řešení vybraných projektů:

Jazykové znalosti	angličtina – aktivně
Znalosti a zkušenosti v oboru	- návrh a kalibrace snímačů vibrací - snímače a měření elektrických a neelektrických veličin - měřicí a telemetrické systémy, sběr, analýza a zpracování dat - technická diagnostika
Vedení projektů a účast na vybraných projektech	- Grant Specifického vysokoškolského výzkumu - Podpora výzkumu moderních metod a prostředků v automatizaci, 2011, 2012 - zodpovědný řešitel - Grant FRVŠ č. 2130 - Inovace předmětu Inteligentní a polovodičové senzory, 2012 - zodpovědný řešitel - Grant Specifického vysokoškolského výzkumu - Moderní metody a prostředky v automatizaci, 2010 - zodpovědný řešitel - Projekt OPVK oblast 2.3: Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a sensorických technologií, 2010, 2011 - Grant EU – CREDO - Cabin Noise Reduction by Experimental and Numerical Design Optimization, Contract No. 030814, 2006-2009 - Grant GAČR č. 102/06/1617 - Moderní přístupy k měření vibrací, 2005-2008 - spoluřešitel - Grant FRVŠ č. 2228 - Inovace předmětu Inteligentní a polovodičové senzory, 2009 - zodpovědný řešitel - Grant FRVŠ č. 1538 - Nová náplň laboratorní výuky předmětu Optoelektronické snímače, 2006 - zodpovědný řešitel - Grant FRVŠ č. 3178 - Rozvoj laboratorní výuky předmětu Senzory neelektrických veličin, 2005 - zodpovědný řešitel - Řešitel několika hospodářských smluv s průmyslem (ABB, s.r.o., TVD - Technická výroba, a.s., Spectris Praha s.r.o., ViDiTech spol. s r.o.)