

Vybrané problémy EMC hnacích vozidel a kolejových obvodů

Klíčová slova: *EMC, kolejový obvod, zpětný trakční proud, STFT, CWT, Matlab.*

1. Úvod

Problematika EMC (schopnosti elektrických zařízení přiměřeně odolávat rušivým vlivům okolních elektromagnetických poli a naopak nerušit okolní elektrická zařízení) byla řešena železničními odborníky teoreticky i prakticky zejména v souvislosti s elektrifikací železničních tratí, která v bývalém Československu probíhala od konce 50tých let minulého století. Vzhledem k tomu, že se jednalo převážně o rušivé vlivy elektrické trakce na drážní sdělovací a zabezpečovací zařízení, byla tato problematika řešena převážně v odvětví sdělovací a zabezpečovací techniky a byl pro ni zaveden název "Rušivé vlivy", používaný doposud.

Hlavní problémy, které bylo nutné v souvislosti s rušivými vlivy elektrické trakce vyřešit spočívaly v

- rušení metalických sdělovacích a zabezpečovacích vedení,
- korozních vlivech na úložná kovová zařízení v okolí tratí elektrifikovaných stejnosměrnou trakcí,
- rušení kolejových obvodů,
- přiměřené ochraně sdělovacích a zabezpečovacích zařízení při vzniku přechodných jevů (zkratů) na trakčních vedeních (včetně ochrany osob před nebezpečným dotykovým napětím).

Ochrana sdělovacích a zabezpečovacích zařízení před ostatními rušivými vlivy (např. rušením vysokofrekvenčním elektromagnetickým polem, rušením atmosférickou elektřinou při bouřkách a rušením spínacím přepětím) nebyla v této době aktuální, protože používaná sdělovací a zabezpečovací zařízení používala součástkovou základnu, která byla dostatečně odolná proti výše uvedeným druhům rušení.

2. Problematika elektrické kompatibility kolejových obvodů

Problematika rušení kolejových obvodů, které jsou jedním ze základních prvků pro detekci volnosti nebo obsazení kolejového úseku byla vzhledem k fundamentálnímu významu kolejového obvodu v zabezpečovací technice předmětem řady teoretických rozborů i

Doc. Ing. Ivan Konečný, CSc., nar. 1942, absolvent VŠD Žilina 1965 (obor Bloky a spoje), od roku 1979 zaměstnán ve VÚŽ Praha, oblast Sdělovací a zabezpečovací techniky.

Ing. Petr Hloušek, Ph.D., nar. 1973, absolvent ZČU Plzeň 1996, obor Dopravní elektroinženýrství, odborný asistent na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací, Elektrotechnická Fakulta, ZČU, Plzeň.

praktických měření a experimentů, viz. např. lit. [1], [2] a nejnověji [8]. V následující části této kapitoly jsou z lit.[8] převzaty části týkající se popisu zdrojů rušení kolejových obvodů, hodnocení rušivých vlivů a stanovení limitních hodnot rušivých signálů, které nesmí být překročeny s ohledem na zajištění bezpečné funkce používaných kolejových obvodů.

Při přechodu na střídavou trakční soustavu 25 kV/50 Hz byly nově zavedeny u bývalých ČSD kolejové obvody se signálními kmitočty 75 Hz a 275 Hz, které se používají doposud. Pro tyto kolejové obvody mohou být v podmínkách ČD zdrojem rušení zejména:

- trakční soustavy: střídavá 25 kV/50 Hz nebo stejnosměrná 3 kV
- elektrické topení vlakových souprav
- další zařízení připojená k trakčnímu nebo topnému vedení
- ostatní elektroenergetická zařízení
- ukolejnění
- signální zdroje jiných kolejových obvodů
 - o sousední nebo souběžné kolejové obvody
 - o ostatní kolejové obvody s vlivem zprostředkovaným obchozími cestami

Cizí vlivy, v závislosti na své povaze a velikosti, mohou na kolejové obvody působit rušivě, tj. nepříznivě ovlivňovat jejich spolehlivou funkci, nebo dokonce způsobit ohrožení bezpečnosti dopravy tím, že by např. paralelní kolejové obvody falešně hlásily volnost obsazeného kolejového úseku. Tento druhý vliv, tzv. ohrožující vliv, je pro zabezpečovací techniku mimořádně závažný. Lze jej obecně definovat jako vliv cizích elektrických zařízení, který svými druhotnými účinky může na zabezpečovacích zařízeních navodit stav ohrožení osob a materiálu.

Podle doby trvání vlivu může být vliv trvalý, dlouhodobý nebo krátkodobý, přičemž za trvalý vliv se považuje vliv způsobený provozním stavem ovlivňujícího zařízení, za dlouhodobý se považuje vliv vyvolaný takovou poruchou ovlivňujícího zařízení, která může trvat řádově v minutách až hodinách a za krátkodobý se považuje vliv vyvolaný takovou poruchou ovlivňujícího zařízení, která může trvat řádově v sekundách. Tato obecná terminologie je převzata z oblasti ochrany sdělovacích vedení před nebezpečnými vlivy elektroenergetických vedení a zařízení pro usnadnění komunikace s jinými odvětvími. Z hlediska hodnocení vlivu na kolejové obvody nemá význam oddělovat trvalé a dlouhodobé vlivy; krátkodobé vlivy lze pak odlišně posuzovat jen v případě, že trvají kratší dobu než je reakční doba přijímačů kolejových obvodů, protože je třeba brát v úvahu možnou sekvenční činnost navazujících logických obvodů.

Při ovlivnění je třeba počítat s tím, že se k vlastnímu napětí v kolejovém obvodu superponuje napětí cizího vlivu. Důsledky budou různé podle velikosti, frekvence a fáze ovlivňujícího napětí a podle typu přijímače, popřípadě i podle druhu kódování signálu. V úvahu je třeba brát, tak, jak je v zabezpečovací technice obvyklé, nejnepříznivější případ. To je obvykle (v případě, že rušení je jevem nezávislým na vlastním kolejovém obvodu) prostá adice účinných složek za nejnepříznivější konfigurace.

V podmínkách ČD se na základě analýz všech standardně používaných dvoupásových kolejových obvodů za přijatelnou hodnotu ohrožujícího i rušivého vlivu považuje jednotně 5% napětí přitahu staticky pracujícího kolejového přijímače (měřeno na přijímači). Tuto hodnotu není v žádném případě možno považovat za příliš úzkoprsoú. U většiny kolejových obvodů navržených pro šuntovou citlivost 0,1 Ω a zaručujících detekci lomu koleje např. znamená přípuštění takto velkého ovlivnění snížení šuntové citlivosti až k limitní normované

hodnotě 0,06 Ω, aniž by se uvažoval synergický efekt více zdrojů ovlivnění. Je třeba konstatovat, že návrh "lepšího" kolejového obvodu při současné technické délce (1,5 až 2,0 km), maximálním dovoleném svodu ($y = 1,0$ S/km), zajištění detekce lomu koleje a se stávajícími reléovými přijímači (koeficient vypnutí 0,5) je mimo technické možnosti. Zlepšení by bylo možné očekávat teprve při hromadném nasazení kolejových obvodů s elektronickými přijímači s podstatně vyšším koeficientem vypnutí nebo při opuštění podmínky zaručené detekce lomu koleje. Obojí je v současné době u ČD nereálné - první s ohledem na ekonomické náklady, druhé s ohledem na statistiku lomů koleje.

S jistým zjednodušením lze limitní hodnotu pro všechny dvoupásové kolejové obvody u ČD interpretovat jako limitní hodnotu 50 mV (měřeno mezi kolejnicemi na přijímačovém konci kolejového vedení) nebo jako hodnotu asymetrického rušivého proudu trakce ve vyhrazených pásmech 0,167 A. Pro jednopásové obvody lze obdobně jako limitní tolerovatelnou hodnotu rušivého proudu trakce stanovit hodnotu 0,7 A.

Tyto hodnoty ovšem představují celkový rušivý proud v kolejovém obvodu, na kterém se podílí všechna vozidla na napájecím rameni, který je ale na druhé straně redukován rozdělením zpětného proudu do jednotlivých kolejí (např. na dvoukolejně trati, staničních kolejí atd.) a rozdělením zpětného proudu mezi koleje a zem. Uvážíme-li tedy ještě alespoň druhé hnací vozidlo srovnatelného výkonu a předpokládáme-li, že toto druhé hnací vozidlo je zdrojem nekorelovaného rušivého napětí stejné velikosti, bude hodnota dovoleného rušivého proudu, příslušná jednomu hnacímu vozidlu (soupravě), zaokrouhlená (vzhledem k rozptylu charakteristických impedancí atp.):

$$I_{r1} = I_r \frac{\sqrt{2}}{2},$$

tedy 0,1 A pro dvoupásový obvod a 0,5 A pro jednopásový obvod. Pokud je vozidlo určeno pro provoz v úseku, kde jsou provozovány jak jednopásové, tak dvoupásové obvody, platí pochopitelně nižší hodnota z obou, tj. 0,1 A.

Samozřejmě všechny výše uváděné hodnoty je třeba posuzovat vždy ve vztahu k selektivně přijímačů - týkají se pouze té části kmitočtového (popř. fázového) spektra, na níž je přijímač citlivý. Je-li selektivita přijímače upravována filtrací, je třeba uvážit reálné (neideální) charakteristiky filtrů (včetně reakce na skokové změny a velmi krátké impulsy vysoké úrovně) a navíc pak i možné poruchové stavy tak, jak je obvyklé v zabezpečovací technice. Je-li selektivita dosažena fázovými detektory nebo indukčními relé, je třeba do úvah zahrnout čistotu a frekvenční (popř. fázovou) stabilitu referenčního signálu, posoudit chování přijímače při blízkých frekvencích a zahrnout i reálnou odezvu jeho výstupu. V podmínkách ČD to například znamená považovat pro standardní dvoupásové kolejové obvody s indukčními relé za citlivou oblast +/- 4 Hz od frekvence referenčního signálu. Tuto oblast je nutné dále rozšířit o možné kolísání frekvence napájecích zdrojů pro kolejové obvody, které je výrazné zejména u rotačních zdrojů staršího provedení. Výsledkem je, že u ČD pro kolejové obvody 75 Hz je nutné za citlivou oblast považovat pásmo 64 až 86 Hz, pro kolejové obvody 275 Hz pásmo 257 až 282 Hz. Zúžení těchto pásem přichází v úvahu teprve po úplné záměně rotačních zdrojů za zdroje statické.

Pro jednopásové obvody 50 Hz s filtrem se limit rušivých trakčních proudů 0,5 A vztahuje na kmitočtovou oblast 0,1 až 300 Hz. Pokud je v této oblasti zjištěn současný výskyt různých rušivých složek, je celkový vliv uvažován obvyklým vztahem

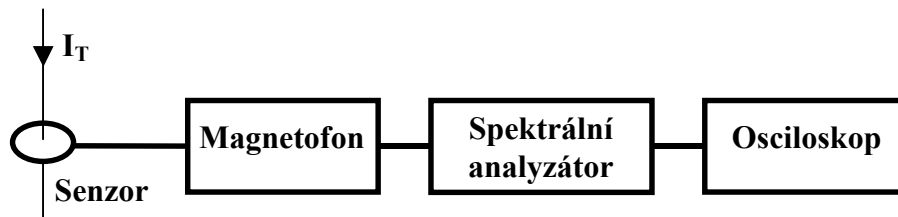
$$I_c = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}.$$

Včasnou dohodou mezi výrobcí hnacích vozidel a zabezpečovacími techniky se ČD podařilo zvládnout nástup hnacích vozidel druhé a třetí generace a zavedení topných agregátů do motorové trakce tak, že z tohoto titulu nevznikly prakticky žádné provozní problémy s kompatibilitou zpětných trakčních proudů hnacích vozidel a kolejových obvodů. K tomu nepochybně přispěla skutečnost, že těmto otázkám se trvale a ve spolupráci věnovali pracovníci obou odvětví.

Totéž už nelze tak jistě tvrdit při zavádění nových hnacích vozidel s asynchronními motory. V těchto případech se jenom stěží daří udržet se v dovolených limitech rušení na vyhrazených pásmech 75 Hz a 275 Hz, přičemž v některých případech je vliv v ostatních vyhrazených pásmech překračován. Problematická je také dlouhodobá účinnost filtračních obvodů, jejichž doladěním bylo při typových zkouškách zajištěno dodržení limitních hodnot. Není také známo, jak se tyto hodnoty podaří dodržet u dalších sériových výrobků. Těmto a dalším otázkám z oblasti kompatibility by bylo třeba se trvale věnovat. Zatím se tak děje pouze sporadicky, téměř vždy jako reakce na vzniklé problémy při uvádění nových hnacích vozidel do provozu. Jednou z reakcí na tyto problémy bylo rozhodnutí o inovaci metodiky měření jejich rušivých vlivů, která vznikla již v poměrně vzdálené minulosti.

3. Měření zpětného trakčního proudu

Metodika měření zpětných trakčních proudů zahrnuje jednak podmínky a metody vlastního sběru dat, konfiguraci měřicího řetězce a dále také metody vyhodnocení naměřených hodnot.



Obr. 1: Dosavadní měřicí a vyhodnocovací řetězec

Na obr.1 je dosavadní konfigurace měřicího řetězce používaná od začátku 70tých let 20. století. Zpětný trakční proud je snímán buď na přijímači KO nebo přímo na hnacím vozidle pomocí měřicího transformátoru, zaznamenáván na měřícím magnetofonu. Posléze je v laboratoři přehráván z magnetofonu a postupně analyzován analogovým spektrálním analyzátozem a časové průběhy jednotlivých spektrálních složek zobrazovány na digitálním osciloskopu.

Nevýhody tohoto způsobu měření a analýzy spočívají v reálných vlastnostech prvků měřicího řetězce, především měřicího magnetofonu a spektrálního analyzátoru, vyplývajících z jejich analogového principu funkce. Vyhodnocování je obtížné a časově náročné, protože je třeba postupně ze signálu získat jednotlivé zájmové frekvenční složky pomocí filtrace. A ty se posléze zkoumají a tisknou pomocí digitálního osciloskopu. Problémem je především nedostatečné časové rozlišení, které neumožňuje přesně vyhodnocovat parametry krátkodobých jevů v signálu.

4. Navržená řešení inovace měření

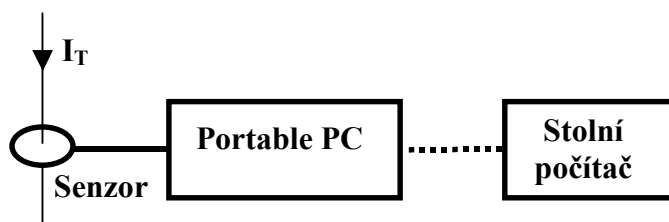
Návrh inovace zpracování naměřených dat vychází z toho, že není požadováno zpracování v reálném čase a naopak jsou značně omezené finanční prostředky na vybavení pro měření. Tím byla vyloučena varianta spočívající v nákupu specializovaného měřicího přístroje (spektrálního analyzátoru). Proto byla zvolena varianta inovace, která spočívá v nahrazení analogového zpracování naměřeného signálu pomocí měřicích přístrojů digitalizací naměřeného signálu a jeho následným číslicovým zpracováním pomocí běžných prostředků výpočetní techniky a dostupného software.

4.1. Zapojení a parametry měřicího řetězce

Bylo zvažováno a navrženo několik variant nového uspořádání měřicího a vyhodnocovacího řetězce lišících se především cenovou náročností, mobilitou, přesností měření a kompatibilitou se stávající metodou.

Nejjednodušší navržená varianta spočívala v připojení počítače k měřicímu magnetofonu, místo dosavadního spektrálního analyzátoru, pomocí zvukové nebo měřicí karty. Výhodou této varianty je relativní ekonomická nenáročnost a případná možnost paralelního zpracování naměřených údajů starou i novou metodou s porovnáváním výsledků, které se však ukázalo možné jen v omezené míře vzhledem k odlišnostem metod. Nevýhodou je stále analogový záznam signálu a proto byla využita jen pro ověřování výsledků nových metod vyhodnocování v přechodné fázi přechodu na novou metodiku.

Na obr. 2 je schéma výsledné zvolené varianty. Zde je nahrazen i měřicí magnetofon a digitalizovány jsou přímo údaje ze senzoru. Výhodou je odstranění analogového ukládání signálu, které je při následném číslicovém zpracování zbytečné. Pro záznam signálu byl zvolen počítač kategorie Portable PC kvůli omezenému prostoru a podmínkám při snímání na hnacím vozidle a možnosti využití standardních měřicích karet do PCI slotu. V případě potřeby pak není problém přenést a analyzovat data na stolním počítači. Relativní nevýhodou je nejen nemožnost vyhodnocování měření dosavadní metodou, ale především vyšší ekonomická náročnost tohoto řešení.



Obr. 2: Inovovaná varianta zapojení měřicího řetězce

Je zřejmé, že klíčovým prvkem nového měřicího řetězce je prvek provádějící vlastní digitalizaci snímaného signálu, který musí splňovat požadavky kladené touto aplikací. Požadavky ve frekvenční oblasti, ovlivňující vzorkovací frekvenci, jsou poměrně mírné, protože se jedná o signál s nízkofrekvenčními zájmovými složkami (řádově stovky Hz), takže běžná vzorkovací frekvence 44,1 kHz je více než dostačující. Podstatně náročnější jsou

požadavky na potřebný dynamický rozsah a amplitudové rozlišení. Nejhorší případ nastává při měření na hnacím vozidle střídavé trakce, kdy velikost pracovní složky proudu může dosahovat až 300A, nelze ji při snímání jednoduše oddělit a velikosti zájmových složek, které potřebujeme měřit se pohybují okolo 100mA. Tabulka 1 znázorňuje tyto poměry.

Trakční proud [A]	Výstup přev. I/U [V_{ef}]	Rel. napět'. úroveň [dB]	Poznámka
300	3,5	0	Max. hodnota I_{tr}
0,1	$1,17 \cdot 10^{-3}$	-69,5	Přípustná mez
0,03	$3,5 \cdot 10^{-4}$	-80	30% mezní hodnoty
0,005	$5,83 \cdot 10^{-5}$	-95,5	5% mezní hodnoty*

* Zaručená minimální měřitelná hodnota, požadovaná německou normou

Tabulka 1: Potřebný dynamický rozsah pro digitalizaci měřeného signálu

Měřicí karta se 16bitovým převodníkem má teoretický dynamický rozsah 90 dB (pro AC signál), takže při vzetí do úvahy nutných rezerv (přizpůsobení, využití rozsahu převodníku atd.) je 30% mezní hodnoty minimální měřitelná hodnota (nesplňuje tedy německou normu). Amplitudové rozlišení je 10 mA, nebo-li naměřená hodnota ± 5 mA. Měřicí karta s 24bitovým převodníkem poskytuje ve všech parametrech podstatně větší rezervu, ovšem za značně vyšší cenu. Udávaný dynamický rozsah se pohybuje okolo 110 dB a amplitudové rozlišení je $36 \mu A$, nebo-li naměřená hodnota $\pm 18 \mu A$. Otázkou zůstává možnost použití profesionální zvukové karty (24bitový A/D převodník) za zlomek ceny měřicí karty, která by svými technickými parametry vyhovovala, pouze by bylo nutné vyřešit její kalibraci.

4.2. Navržené metody zpracování signálu

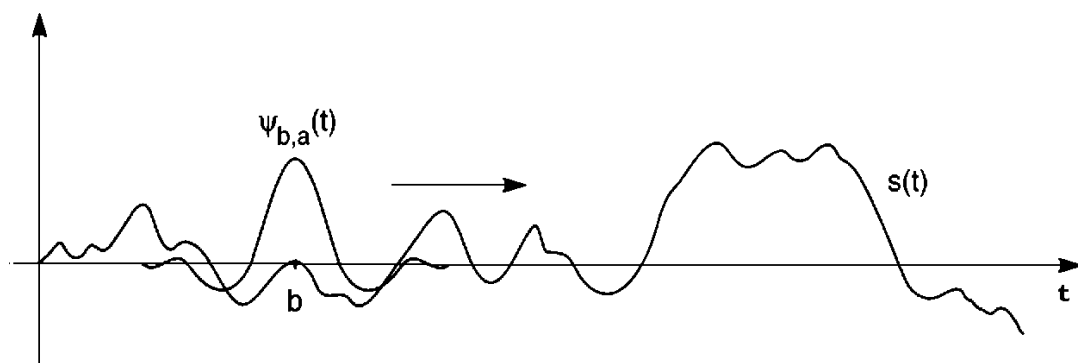
Cílem při vyhodnocování zpětného trakčního proudu je zjistit velikost jeho složek vyskytujících se ve frekvenčních pásmech vyhrazených kolejovým obvodům. Problémem ovšem je, že se jedná o tzv. nestacionární signál, což je signál u něhož se výrazně mění jeho parametry v čase, z čehož plyne, že také jeho spektrum je proměnné v čase. Dochází k tomu například při rozjezdu hnacího vozidla nebo změnách trakčního režimu. Takže nás vlastně zajímá časový průběh daných frekvenčních složek zpětného trakčního proudu. Vzhledem k požadavkům normy ČSN 34 2613 by bylo třeba dosáhnout časového rozlišení lepšího než 100ms, aby bylo možné rozlišit rušivé vlivy, které mohou, a které nemohou, ovlivnit přijímač kolejového obvodu. Stejně tak amplitudové rozlišení by mělo být desítky, lépe však jednotky mA opět pro rozlišení, zda je velikost rušivé složky větší či menší než stanovených 100mA.

Díky digitalizaci signálu lze nově využít moderních metod spektrální analýzy pro vyhodnocování parametrů zpětného trakčního proudu tedy musely být vybrány s ohledem na charakter signálu a požadované výsledky. K prozkoumání vlastností, zda jsou vhodné pro tuto aplikaci, byly vybrány dvě metody pro analýzu nestacionárních signálů – krátkodobá Fourierova transformace (STFT) a spojitá Wavelet transformace (CWT). Krátkodobá

Fourierova transformace je modifikací diskretní Fourierovy transformace (DFT), často počítané pomocí algoritmu FFT, vhodnou pro nestacionární signály. Spojitá Wavelet transformace je jednou z variant Wavelet transformace, která v poslední době nachází stále větší uplatnění při zpracování nejrůznějších signálů, protože má pro některé aplikace velmi výhodné vlastnosti.

4.3. Princip metod STFT a CWT

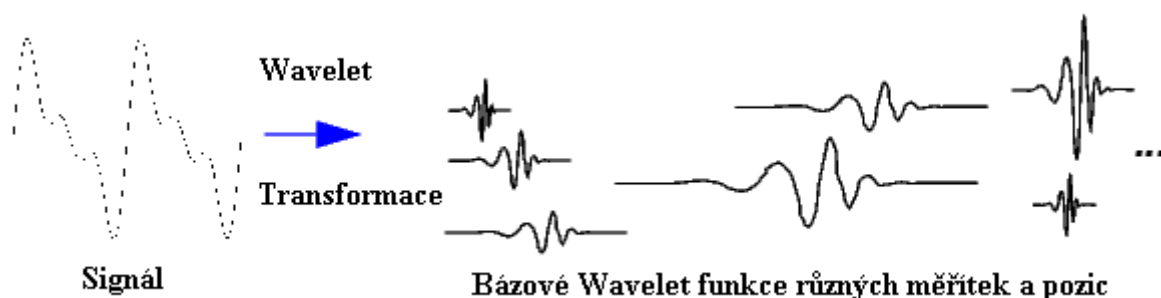
STFT je založena na DFT analýze krátkých časových úseků signálu po sobě, což se provádí pomocí posouváním tzv. okénkové (váhové) funkce. Tímto se získá informace o tom, jaké frekvenční složky se v signálu v daném časovém intervalu nachází. Sestavením všech výsledků vznikne požadovaný časově frekvenční náhled na signál. Platí pro ni, že časové i frekvenční rozlišení je konstantní pro celou analýzu a souvisí s předem zvolenou délkou okna počtem bodů DFT a vzorkovací frekvencí.



Obr. 3: Princip analýzy signálu pomocí Wavelet transformace

Wavelet transformace představuje další vylepšený přístup ve snaze o získání časové i frekvenční informace obsažené v signálu. V podstatě se jedná o okénkovou techniku s variabilní velikostí regionů. Dovoluje použít delších časových intervalů, když chceme přesnější informaci o nízkých frekvencích a kratší úseky pro získání informace o vysokofrekvenčních složkách signálu.

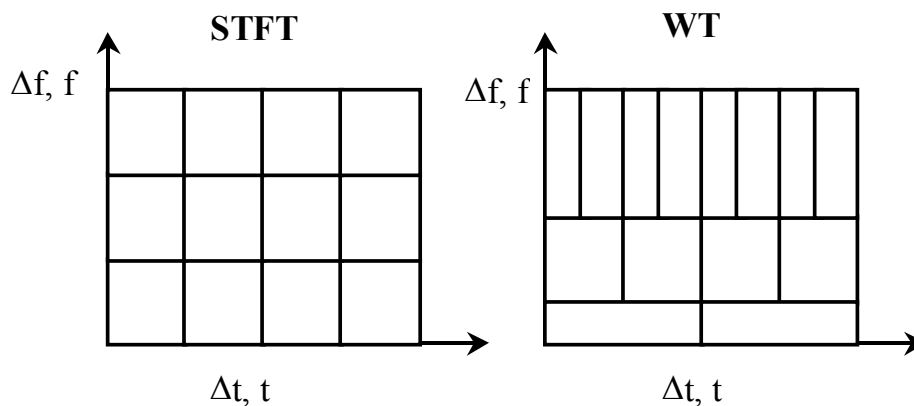
Princip Wavelet transformace, znázorněný na obr.3 spočívá v tom, že pomocí funkce $\psi_{b,a}(t)$ se získává časově vážená informace ze signálu $s(t)$ kolem času b pomocí vzájemné korelace mezi signálem a různě roztaženými (parametr a) a v čase posouvány (parametr b) verzemi tzv. mateční wavelet funkce Ψ .



Obr. 4: Rezpezentace signálu pomocí Wavelet transformace

Z obrázků 3 a 4 je vidět hlavní odlišnost WT proti FT a STFT, která spočívá ve tvaru básových funkcí na něž je signál rozkládán. Oproti FT, jejíž podstatou je rozklad signálu na harmonické funkce různých frekvencí, je wavelet analýza rozklad signálu na posunuté a roztažené nebo komprimované verze základního tzv. mateřského waveletu. Wavelet básové funkce mají účinně omezenou dobu trvání, nulovou střední hodnotu a mají tendenci být nepravidelné a asymetrické na rozdíl od básových funkcí Fourierovy transformace, které mají neomezenou dobu trvání $(-\infty, +\infty)$, jsou hladké a mají předpověditelný (deterministický) průběh. Z této odlišnosti také plynou odlišné vlastnosti WT. Při pohledu na tyto obrázky je intuitivně zřejmé, že lokální vlastnosti signálu mohou být lépe (a úsporněji) popsány wavelety, které mají také lokální rozsah a také dává smysl, že ostré změny v signálu, mohou být lépe analyzovány nepravidelnými a mnohdy ostře měnícími se wavelety než hladkými siny. Wavelet transformaci lze tedy použít pro odhalení takových aspektů signálu jako jsou trendy, body zlomu, nespojitosti ve vyšších derivacích a podobnost sama sobě.

Analýza pomocí Wavelet transformace představuje alternativní přístup vůči STFT, kdy se pružně mění časové i frekvenční rozlišení podle toho, jaké frekvence jsou analyzovány. Směrem k vyšším frekvencím frekvenční rozlišení klesá a časové rozlišení naopak roste, což je většinou velmi výhodné. Popsaný rozdíl je znázorněn na obr.5.



Obr. 5: Rozdíly v časovém rozlišení Δt a frekvenčním rozlišení Δf

Obě metody však podléhají Heisenbergovu principu neurčitosti, který je obecně vyjádřen vztahem: $\Delta f * \Delta t = konst.$

Tento vztah který říká, že není možné dosáhnout libovolně malých hodnot obou rozlišení najednou. Jinými slovy, když se nám podaří zmenšit (tj. zlepšit) časové rozlišení a jsme tedy schopni přesněji určit okamžik, kdy nastal daný jev, tak se naopak zmenší přesnost s jakou jsme schopni určit frekvenci, na které se tento jev objevil. A platí to samozřejmě i naopak. Známa a velmi praktická verze tohoto vztahu pro STFT je $\Delta f * \Delta t = 1$, kde Δf je odstup sousedních čar spektra a Δt je délka analyzovaného signálu (časového okna). Další podrobnosti viz. lit.[4], [7].

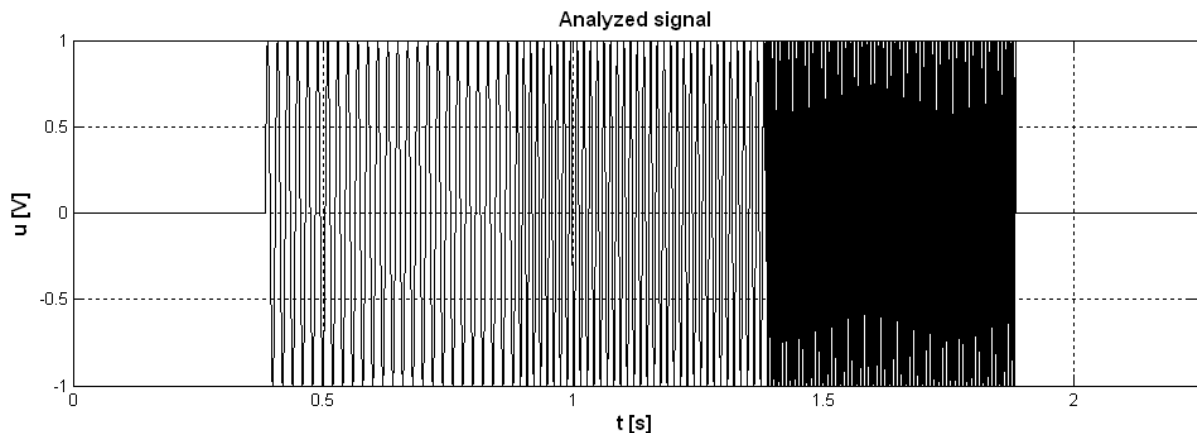
4.4. Popis programu Matlab

Pro zpracování a analýzu nasnímaných dat při měření byl zvolen programový produkt firmy The Mathworks, Inc. Matlab verze 6, který je velmi dobře známý jako univerzální a výkonný matematický systém. Lze jej použít v mnoha aplikačních oblastech, neboť k vlastnímu jádru, schopnému především provádět operace a výpočty s maticemi, jsou dodávány nadstavbové aplikační toolboxy, které implementují pokročilé funkce v dané oblasti svého zaměření např. Signal processing toolbox (obsahuje funkce pro výpočet STFT), Neural network toolbox, Database toolbox a mnoho dalších. A právě také pro výpočet Wavelet transformace je zde podpora ve formě specializovaného toolboxu.

Je třeba poznamenat, že je obecně problém s přehledností zobrazení výsledků těchto časově frekvenčních transformací, neboť se jedná měřítkově časovou transformaci a tudíž spektrum tvoří obecně 3-D strukturu s osami času, měřítek a amplitud jednotlivých složek spektra. Program Matlab nabízí široké možnosti při vizualizaci výsledků včetně 3-D grafů. Nicméně pro složitější spektrum je samozřejmě obtížné se v 3-D grafu vůbec orientovat, natož pak měřit požadované parametry. I v Matlabu však existují možnosti jak tuto přehlednost zlepšit, např. 2-D grafem s třetím rozměrem vyjádřeným barvou. Velmi užitečnou pomůckou při zkoumání parametrů spektra jsou pak různé spektrální řezy.

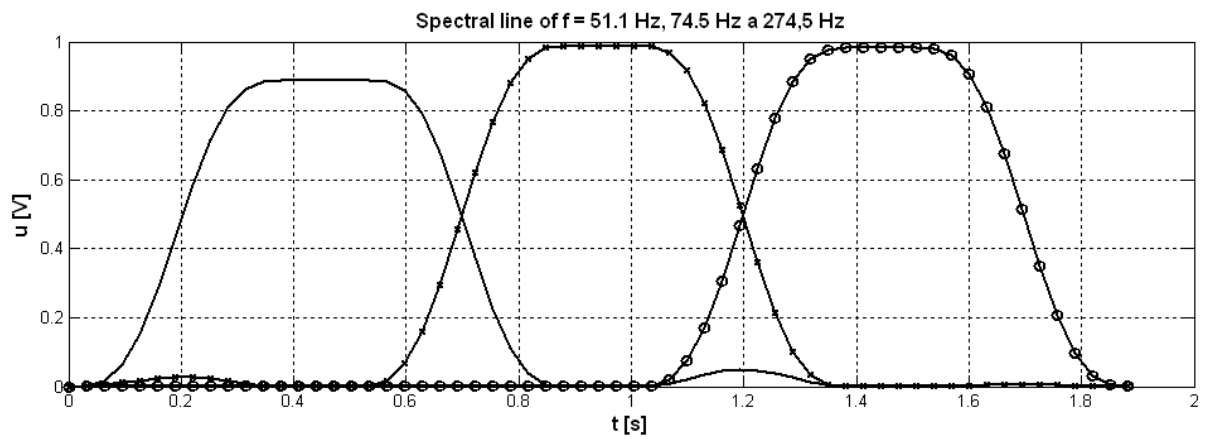
4.5. Srovnání vlastností obou metod na příkladech

Srovnání časového a frekvenčního rozlišení bylo provedeno na testovacím signálu na obr.6 obsahujícím časově posunuté zájmové složky 50, 75 a 275Hz ($f_{vz} = 44,1$ kHz).

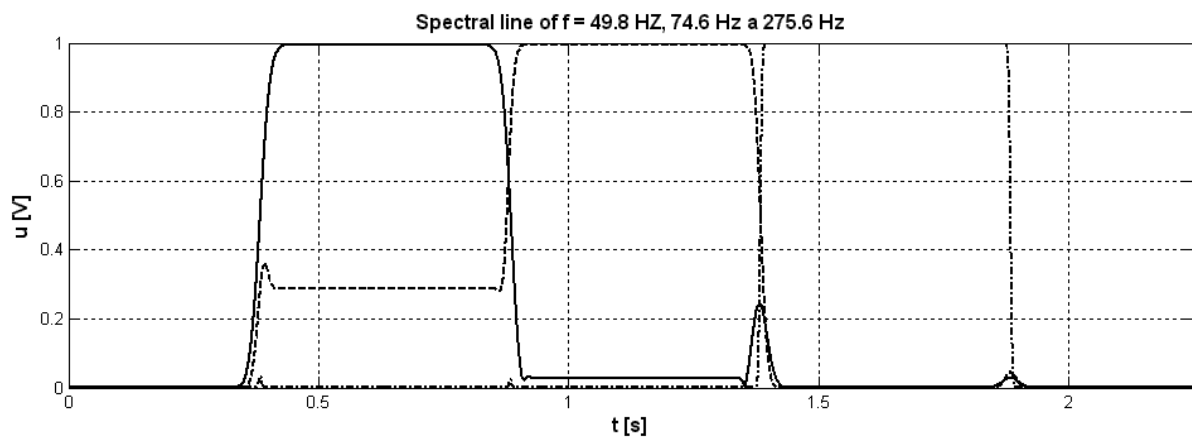


Obr. 6: Signál obsahující frekvence 50, 75 a 275Hz

Obr. 7 ukazuje výsledky STFT analýzy při optimálně nastavených parametrech ($\Delta f = 2,69$ Hz, $\Delta t = 0,371$ s). Jsou zde časové průběhy zájmových složek spektra, z kterých jsou vidět některé neshody s originálem. Největší chyba v amplitudě je u složky 50 Hz, protože nejbližší vypočtená složka je 51,1 Hz. Dále je celé spektrum posunutě vlevo, takže časové okamžiky změn jednak neodpovídají původním a jednak nejsou přesně určitelné. Mnohem lepší shody ve všech parametrech lze dosáhnout při použití CWT analýzy, jak je patrné z obr. 8.

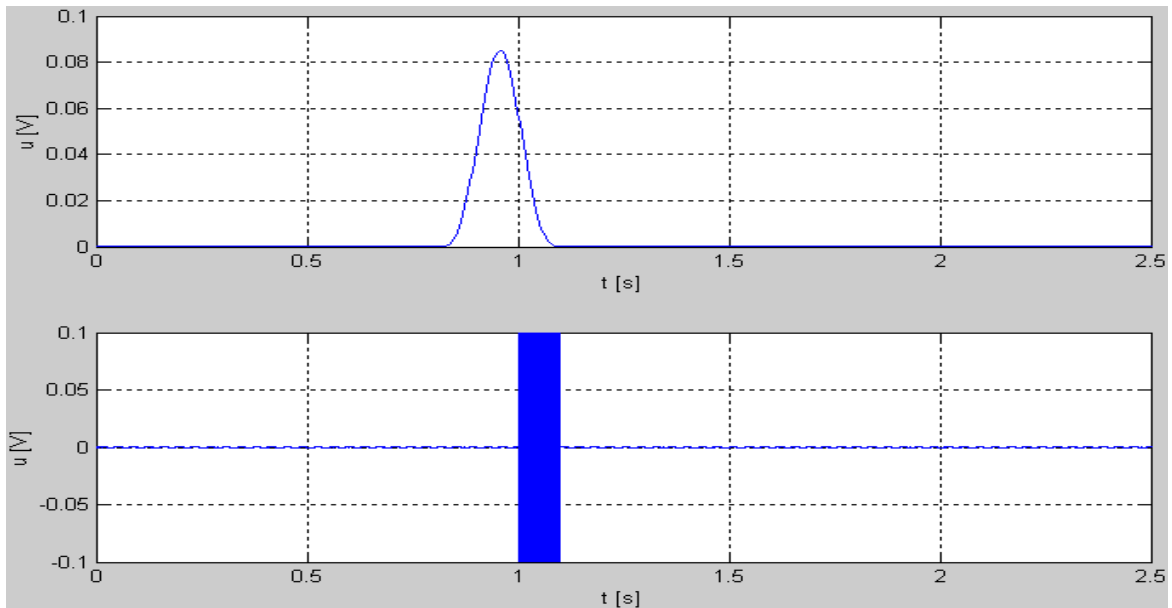


Obr. 7: Složky 50, 75 a 275 Hz získané STFT analýzou



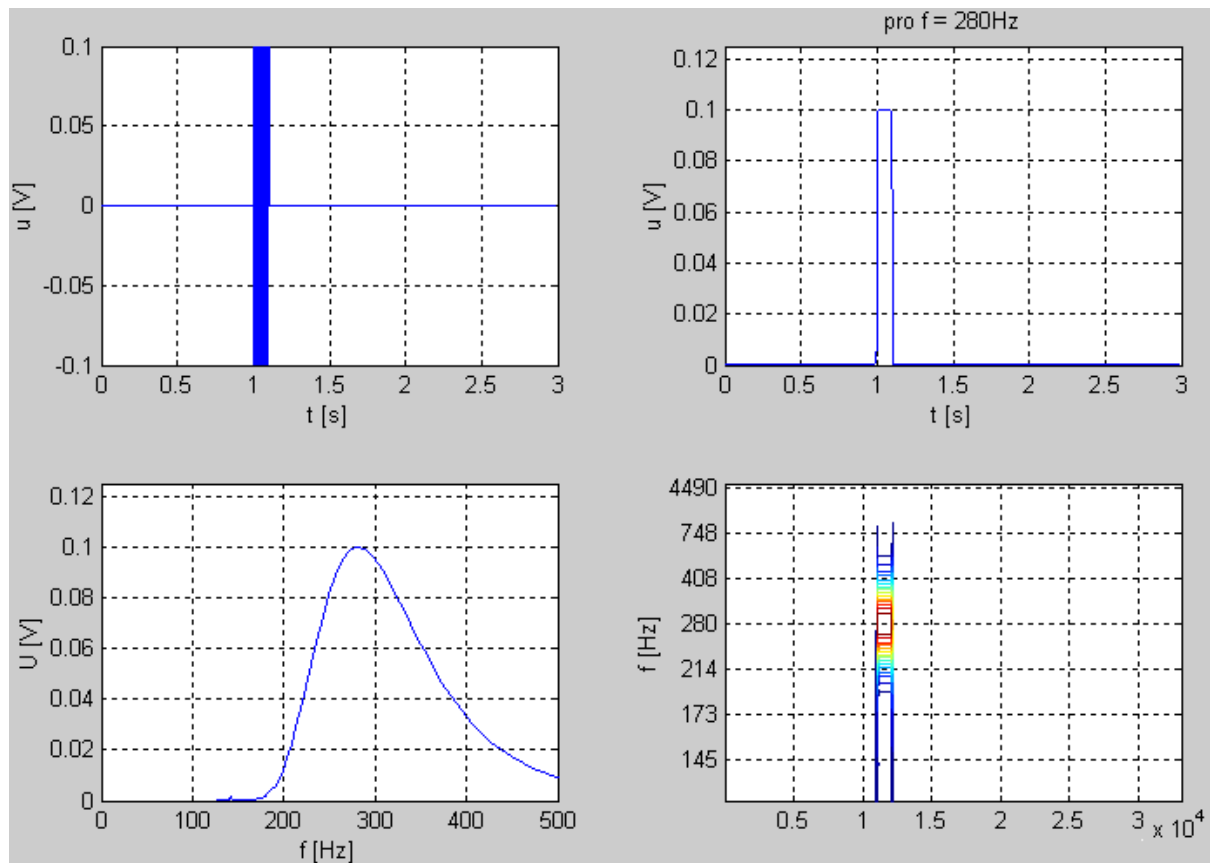
Obr. 8: Složky 50, 75 a 275 Hz získané CWT analýzou

Následující příklad ukazuje meze STFT z hlediska časového a frekvenčního rozlišení.



Obr. 9: Časový průběh dané složky STFT spektra a vlastní testovací signál

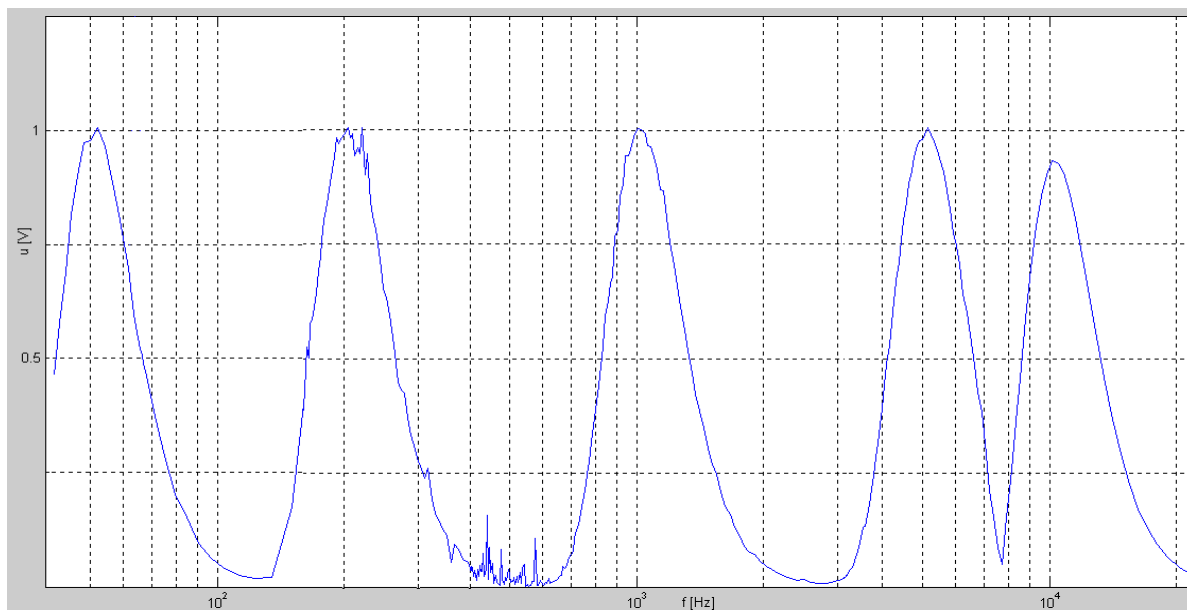
Jako testovací signál byl zvolen sinusový signál 275 Hz trvající pouze omezenou dobu (100 ms), což je požadovaná mez, viz. kap. 4.2. Na obr. 9 je zobrazen v dolní polovině. V horní části je časový řez spektrem při nejlepším možném nastavení STFT; kdy $\Delta f = 5.4$ Hz a $\Delta t = 0.185$ s. Takže se časové rozlišení přiblížilo k délce trvání impulzu za cenu poklesu frekvenčního rozlišení, které však samozřejmě nelze snižovat neomezeně, protože se průběh začne zkreslovat naopak díky němu (záleží jak se frekvence signálu shodne s vypočtenými spektrálními čarami). Je však zřejmé, že ani při tomto nastavení neodpovídá časový řez spektrem zcela skutečnosti.



Obr. 10: CWT analýza pro srovnání časového rozlišení

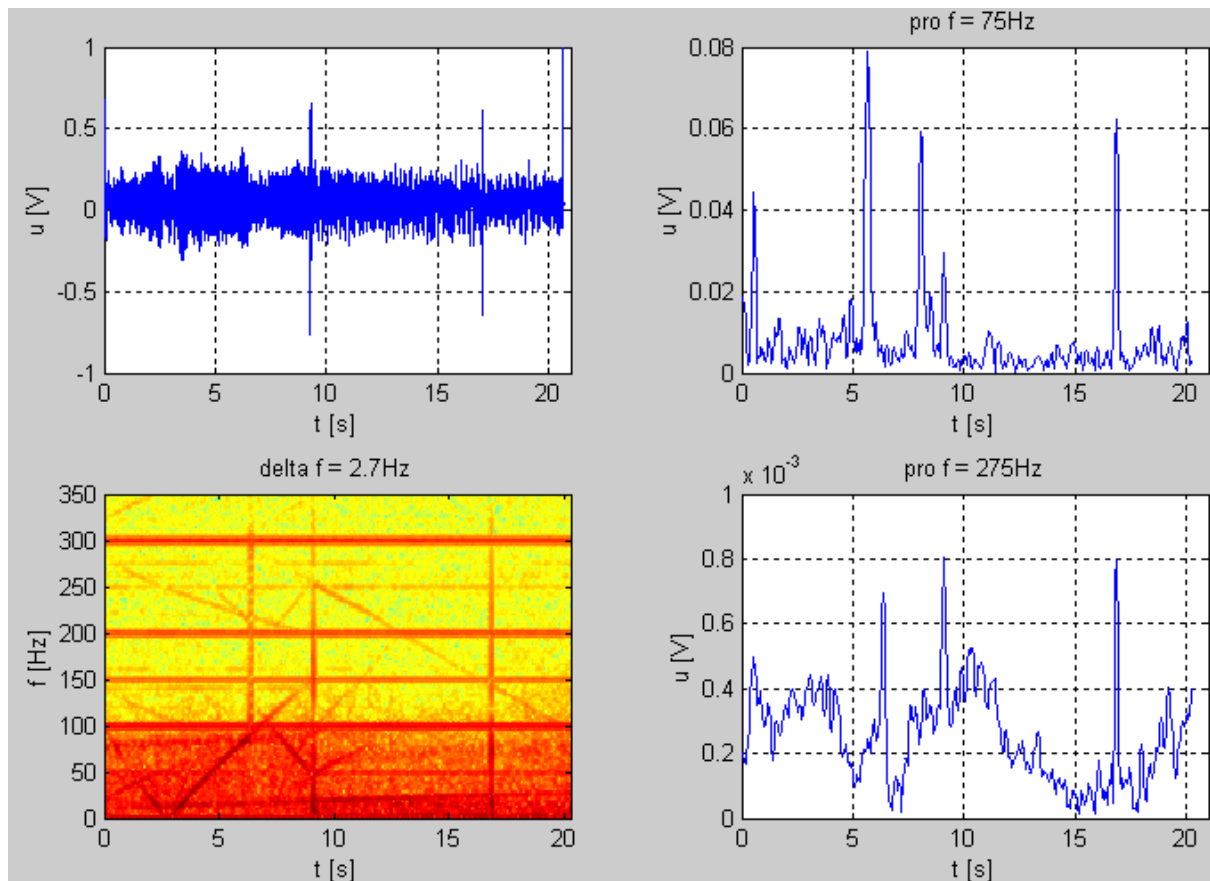
Na obr. 10 jsou výsledky analýzy pomocí CWT. Je zřejmé, že kromě ne zcela přesného určení frekvence (280 Hz vs. skutečných 275 Hz), jsou všechny ostatní parametry signálu určeny zcela správně. Při hledání meze časového rozlišení Wavelet transformace je nutné se zaměřit, v souladu s teorií, na nejnižší frekvence. Bylo zjištěno, že pro druhé hlavní zájmové pásmo 75 Hz je časové rozlišení CWT také lepší než 100 ms, takže je pro tuto aplikaci také dostatečné.

Dále je na obr. 11 znázorněno proměnné frekvenční rozlišení CWT (viz. kap. 4.2). Testovací signál byl složen z několika sinusových průběhů o amplitudě 1 V a frekvencích 50 Hz, 200 Hz, 1, 5 a 10 kHz. U tohoto obrázku si je třeba uvědomit, že vodorovná osa je logaritmická a tudíž při podobné šířce laloků, která je vidět na obrázku, je pro vyšší frekvence rozlišení nižší. Je zde také vidět, že spektrum není tzv. čárové ani pro sinusový signál, obsahující jedinou spektrální čáru (dle FT). Jelikož se jedná o výpočet korelace analyzovaného signálu s daným waveletem, který není sinusový, není Wavelet spektrum sinusového signálu čára, ale jakási "vlna" s maximem, které odpovídá frekvenci a amplitudě dané složky.



Obr. 11: Ilustrace frekvenčního rozlišení CWT

Na obr. 12 jsou ještě pro ilustraci ukázány výsledky analýzy skutečného průběhu zpětného trakčního proudu pro hnací vozidlo stejnosměrné trakce metodou STFT. Nespornou výhodou STFT metody menší výpočetní náročnost umožňující analýzu celého signálu najednou oproti CWT. Jako nejvhodnější kompromis mezi časovým a frekvenčním rozlišením se ukázala být $\Delta f = 2.69$ Hz a $\Delta t = 0.372$ s.



Obr. 12: Výsledky pro reálný signál získané pomocí STFT

4.6. Souhrn vlastností testovaných metod analýzy

Analýza reálných signálů potvrdila výsledky pokusů s testovacími signály, přičemž bylo prokázáno, že s oběma metodami lze provádět analýzu obecných nestacionárních signálů, pro kterou jsou určeny, i když obě mají své výhody, nevýhody a omezení. Dále v této kapitole jsou vyzdvíženy především nedostatky obou metod.

4.6.1. STFT

V souladu s teorií je základním vztahem určujícím časové a frekvenční rozlišení STFT vztah: $\Delta f * \Delta t = 1$. Je třeba zdůraznit, že na tento vztah nemá vliv velikost vzorkovací frekvence, tj. není možné pomocí zvýšení vzorkovací frekvence dosáhnout zlepšení časového rozlišení, aniž by se zhoršilo frekvenční. Při zvýšení vzorkovací frekvence, totiž při zachování délky okna automaticky klesne frekvenční rozlišení, protože je dané vztahem $\Delta f = F_{vz} / \text{počet bodů FFT}$, zvětšením délky okna opět klesne časové rozlišení. Takže velikost vzorkovací frekvence má opravdu vliv pouze na rozsah frekvencí v signálu, které lze analyzovat, dle Nyquistova teorému. Pro aplikaci měření zpětného trakčního proudu to znamená, že při požadovaném frekvenčním rozlišení 1 až 2 Hz je časové rozlišení 500 až 1000 ms, což není dostatečné. Dále bylo zjištěno, že ani zvyšování překrytí sousedních váhových oken nevede ke zvýšení vlastního časového rozlišení, ale pouze k interpolaci hodnot a tudíž k vyhlazení průběhu spektra, které může zvýšit věrnost výsledků. Výsledek

analýzy pro daný signál samozřejmě závisí také na zvoleném oknu a jeho parametrech, nicméně pro testovací signály a posléze i pro reálné průběhy zpětného trakčního proudu se ukázalo jako nejvhodnější Hannovo okno.

Nepříjemnou vlastností STFT je časové posunutí vypočteného spektra směrem vlevo, tj. jakési "předbíhání" spektra v čase. Druhým souvisejícím problémem je časové zkrácení spektra oproti originálnímu signálu. Oba problémy souvisí se zvolenou délkou váhového okna a překrýváním při jeho posunu. Problém zkrácení spektra je způsoben tím, že poslední bod spektra lze spočítat, když konec okna dorazí na konec signálu. Částečným řešením tohoto problému je prodloužení trvání signálu doplněním nulovými hodnotami (zero padding). Druhý problém lze zmenšit za cenu zmenšení překrývání váhového okna při posunu.

4.6.2. CWT

U CWT je obecně problém s klesajícím frekvenčním rozlišením směrem k vyšším frekvencím. Pro tuto aplikaci však není tento problém kritický, neboť hlavní zájmová pásma leží na nízkých frekvencích.

Další získaný poznatek je nevhodnost provádění širokopásmové analýzy jedním výpočtem (přes 3 dekády a více) pomocí CWT, jinak řečeno pro velký rozsah měřítek a . Důvodem je, že abychom dostali rozumnou detailnost analýzy na vysokých frekvencích (v rámci dostupného frekvenčního rozlišení), je nutné volit malý krok řady počítaných měřítek. To pak znamená, že pro nízké frekvence je analýza až příliš podrobná, což zbytečně prodlužuje výpočet a velmi zvyšuje velikost souborů s výsledky a tím i paměťovou náročnost při zpracování. Proto je mnohem lepší využít tu výhodnou vlastnost WT, kterou je možnost analyzovat signál po částech nejen v časové, ale právě i ve frekvenční oblasti, aniž by došlo ke zkreslení výsledků. Takže je vhodné rozdělit zájmové frekvenční pásmo na taková subpásma, pro něž je možné zvolit vhodný krok, aby analýza byla přiměřeně podrobná. Tento postup na druhou stranu poněkud komplikuje výsledné zpracování a zobrazení výsledků.

Další nevýhodnou vlastností CWT je již výše popsaná vlastnost Wavelet transformace vytváření "vln" ve spektru. To vyvolalo otázku, zda se tím nezhoršuje frekvenční rozlišení, tj. zda velká složka signálu, vytvářející velkou "vlnu" nezakryje případnou blízkou malou složku, která by však bez přítomnosti té velké byla rozlišitelná. Tato otázka je velmi důležitá pro tuto aplikaci analýzy zpětného trakčního proudu, kde jednou z obtíží měření a analýzy je velmi velký poměr mezi hodnotou velikosti pracovní složky proudu a velikostí složek rušivých, viz. kap. 4.1. U střídavé trakce se nachází velká pracovní složka trakčního proudu 50 Hz velmi blízko zájmové složky 75 Hz. Z provedených analýz vyplynulo, že po odstranění dominantní frekvenční složky, jejíž spektrum zakrývá frekvenčně blízkou malou složku, lze velmi dobře určit amplitudu i časový průběh této složky. Tyto příklady ukázaly nutnost filtrace signálu pokud jsou v blízkém okolí zájmových (malých) složek jiné s mnohem větší amplitudou. Tato potřeba filtrace je nepříjemná z hlediska možného ovlivnění parametrů signálu, nicméně protože ji lze realizovat číslicově a nemusí probíhat v reálném čase, lze ji udělat velmi kvalitně.

Další nevýhoda Wavelet transformace je, že pomocí ní nelze spočítat stejnosměrnou složku ve spektru. Důvodem je obecný tvar funkce waveletu, tj. jeho přechodné trvání a vlastně by to znamenalo nekonečné roztažení waveletu neboli výpočet pro měřítko $a = +\infty$, což není možné. Nicméně přestože není možné tuto stejnosměrnou složku určit pomocí WT, neovlivňuje nijak ostatní složky spektra (jejich amplitudy), což bylo prokázáno na několika

testovacích signálech. Navíc pro danou aplikaci je tato nevýhoda nepodstatná, protože nás tato složka nezajímá.

Poslední značnou nevýhodou CWT je její mnohem větší výpočetní náročnost proti STFT, která s dostupnou výpočetní technikou v současnosti znemožňuje její použití pro real-time analýzu signálu a delší signály (desítky sekund) je navíc nutné dělit a analyzovat po částech. Samozřejmě, náročnost je ovlivněna požadovanou detailností analýzy a rozsahem frekvencí pro které analýzu provádíme. Toto lze částečně kompenzovat analýzou pouze části signálu, která nás zajímá (pokud to ovšem víme), a to jak v časové tak i ve frekvenční oblasti, aniž by docházelo ke zkreslení výsledků nebo poklesu rozlišení. To je velká výhoda oproti STFT, kde je to obecně problematické. Výpočetní náročnost však nespočívá pouze ve velkém počtu potřebných matematických operací a tedy potřebě výkonného procesoru pro zkrácení doby výpočtu. Druhým aspektem je značná paměťová náročnost, která částečně také souvisí s použitým programem Matlab. V tomto programu totiž každé reálné číslo zabírá 8 Bytů paměti a komplexní pak 16 Bytů. U obou metod analýzy, ale především CWT, mohou vznikat značně velké matice výsledných koeficientů, řádu desetitisíců i více. Pro provádění těchto analýz lze doporučit co nejvýkonnější procesor a minimálně 1GB operační paměti.

Zde následuje shrnující výčet výhod a nevýhod obou metod.

STFT:

- + rychlost výpočtu, paměťová náročnost
- + čárové spektrum (v ideálním případě)
- + lze do určité míry nastavit poměr časového a frekvenčního rozlišení
- + relativně bezproblémová širokopásmová analýza
- + výpočet stejnosměrné složky
- časové rozlišení
- nepřesná lokalizace složek v čase, časové zkracování spektra
- "zkracování" spektra v čase
- vždy analýza celého rozsahu spektra

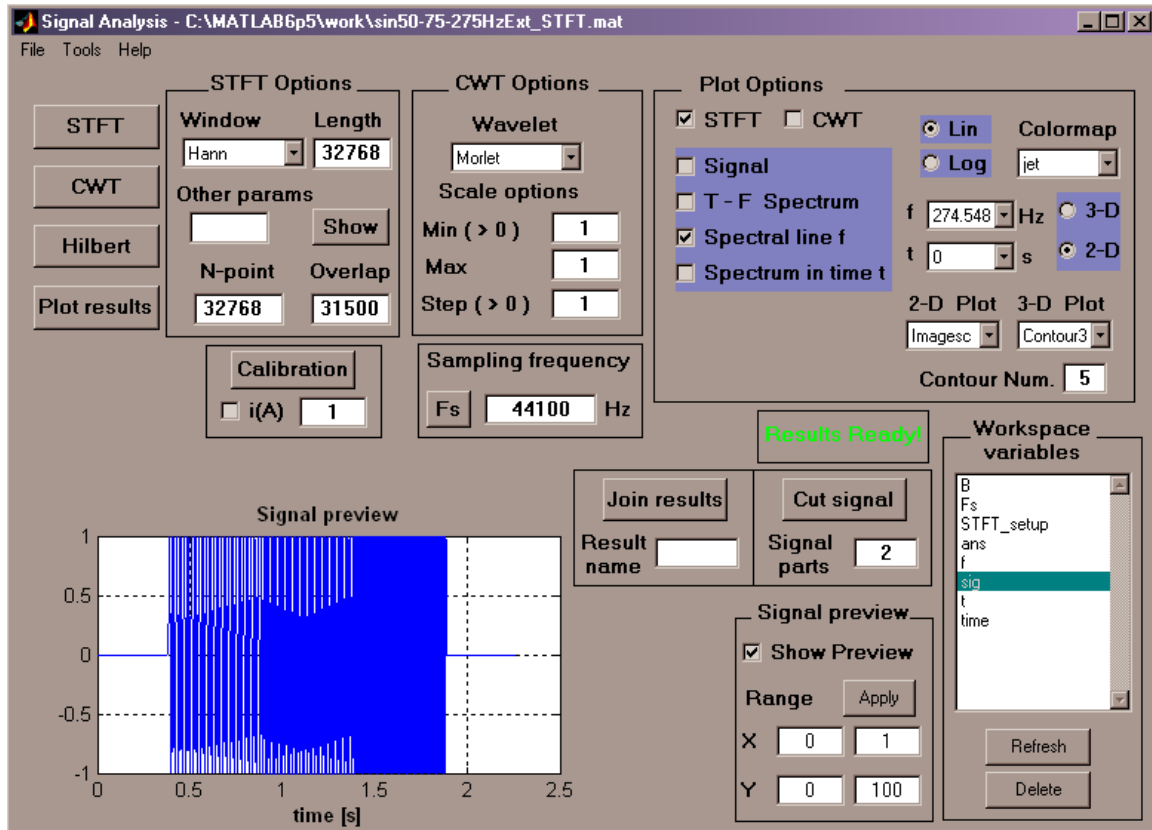
CWT:

- + časové rozlišení, přesnost určení amplitudy
- + přesnost určení změn v signálu
- + možnost analýzy pouze zájmového rozsahu frekvencí
- rychlost výpočtu, paměťová náročnost
- překrývání sousedních složek, nutnost filtrace signálu
- nevhodnost pro širokopásmovou analýzu
- nemožnost výpočtu stejnosměrné složky
- dělení signálu na části
- komplikovanější postup analýzy

Z uvedeného výčtu výhod a nevýhod obou metod lze nabýt dojmu, že STFT je vhodnější metoda s lepšími vlastnostmi. Pro aplikaci měření zpětného trakčního proudu je však lepší časové rozlišení a vyšší přesnost určení amplitudy krátkodobých složek signálu rozhodující výhodou CWT, kterou nelze dost dobře vyvážit jinými výhodami STFT. Největšími nevýhodami CWT je překrývání sousedních složek a výpočetní náročnost. Ostatní nevýhody CWT pouze komplikují postup analýzy signálu pomocí této metody. STFT lze především využít pro získání rychlého přehledového obrazu spektra a detekci dlouhodobějších složek. Jako nejvýhodnější se tedy jeví kombinace používání obou metod s využitím jejich silných stránek, se vzájemnou komparací a ověřováním výsledků v maximální míře, v které jsou porovnatelné.

4.7. Aplikace pro STFT a CWT analýzu v programu Matlab

Stávající možnosti ovládání programu Matlab se ukázaly býti ne zcela vyhovující pro provádění spektrální analýzy zpětného trakčního proudu.



Obr. 13: Vzhled navrženého GUI

Klasická práce s Matlabem totiž spočívá v zadávání řádkových příkazů, jejichž prováděním program vykonává operace a funkce nad definovanými proměnnými a jinými strukturami. Popsané nevýhody se především projeví při mnohonásobném opakování delších sekvencí komplikovaných příkazů, což je typicky případ analýzy signálu. Proto vznikla potřeba vytvoření grafického uživatelského rozhraní (GUI) vytvářejícího nadstavbu programu Matlab. Smysl vytvoření GUI spočívá v usnadnění práce s tímto výkonným programovým prostředkem tím, že odstraňuje nutnost znalosti jeho příkazů (včetně syntaxe) a umožňuje soustředit se pouze na řešení vlastního problému. V rámci spolupráce VÚŽ s Výzkumným centrem (NTC) byl vytvořen plnohodnotný program, který lze interaktivně ovládat klasickými prvky (menu, tlačítka, nabídkové lišty ap.). Na obr. 13 je navržené GUI, které umožňuje kromě provádění vlastní analýzy také zobrazování výsledků v různých formách dle potřeby a provádění některých dalších operací se signálem potřebných při vlastních analýzách.

5. Závěr

Sledování možných rušivých vlivů na kolejové obvody, přičemž zpětný trakční proud je jedním z nejzávažnějších, má zásadní význam pro bezpečnost železniční dopravy. Dosavadní práce provedené v rámci inovace metodiky měření zpětného trakčního proudu jsou jen jedním krokem, neboť se jedná o dlouhodobý proces, už jen díky tomu, že se podstatně dotýká bezpečnosti železniční dopravy. Před nahrazením stávající metodiky je nutné získat ještě více zkušeností s vyhodnocováním reálných signálů. Bude-li na základě kladných výsledků rozhodnuto o využití nové metodiky, budou muset být nejspíše provedeny také úpravy příslušných norem, zabývajících se touto problematikou.

Tato práce vznikla za finančního přispění MŠMT v rámci projektu výzkumu a vývoje LN00B084.

Použitá literatura:

- [1] Chudáček, V., Kyjovský, V., Lochman, L.: Detekce kolejových vozidel v železniční zabezpečovací technice. ČD-VÚŽ, Praha 1997
- [2] Stoll, K., Bečka, J., Nádvorník, B.: Vlivy tyristorové regulace hnacích vozidel na železniční zabezpečovací zařízení. NADAS, Praha 1984
- [3] Peška, K.: Inovace metodiky pro měření rušivých vlivů hnacích vozidel na zabezpečovací zařízení. Závěrečná výzkumná zpráva VÚŽ, Praha 1997
- [4] Hloušek, P.: Inovace metodiky měření rušivých vlivů zpětného trakčního proudu na drážní zabezpečovací zařízení. Západočeská univerzita, Plzeň 2002.
- [5] ČSN 34 2613 Železniční zabezpečovací zařízení – kolejové obvody a vnější podmínky pro jejich činnost. ČNI, 1998
- [7] Jan, J.: Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů. VUTIUM, Brno 2002
- [8] Chudáček, V., Konečný, I., Kyjovský, V.: Problémy kompatibility vozidlového parku a kolejových obvodů. Sborník ČD, 2002
- [9] Gade, S., Klaus, G-H.: The Analysis of Nonstationary Signals, Sound and Vibration 1/97, p. 40-46, 1997
- [10] ČSN EN 50121-4 Drážní zařízení-elektromagnetická kompatibilita, část 4: Emise a odolnost zabezpečovacích a telekomunikačních zařízení
- [11] Program Matlab documentation

V Plzni, duben 2004

Lektoroval: Ing. Václav Chudáček, CSc.

Výzkumný ústav železniční Praha