

České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická

Czech Technical University in Prague, Faculty of Electrical Engineering

doc. Ing. Václav Papež, CSc.

Nelinearita nominálně lineárních elektronických součástek

Nonlinearity of nominally linear electronic components

Summary

Nonlinearity of nominally linear electronic components is one of the values that allow predicting time instability of the parameters of manufactured components and their expected lifetime. By evaluating nonlinearity, it is possible to obtain the same information about the tested components as from the long-term lifetime tests, which could damage them and might last for thousands of hours.

The measurement of a very small nonlinearity of nominally linear electronic components is commonly consists in evaluating a nonlinear distortion caused by an observed nonlinearity in the harmonic signal. Nonlinearity is evaluated according to the ratio of the voltages of the third harmonic and first harmonic at the terminals of the measured component.

The measurement of nonlinearity by evaluating the intermodulation distortion is a new method suitable for evaluating very small nonlinearity of passive components. The method lies in the evaluation of the level of the resulting intermodulation product at the combination frequency, when two harmonic signals are supplied onto the component.

The lecture presents a description of the unique implemented measurement system, which enables loading the components by power ten times higher and currents than those offered by commercial measuring devices. It also allows indicating ten times lower levels of intermodulation products of the 3rd order.

Finally, the examples of nonlinearity measurements of the resistors, capacitors, inductors, contact connections and cables are given. The research projects in monitoring the quality of the film capacitor production are specified, as well.

The results of previous research relating to presented problems were published in 12 papers [12-14] and [20-28], which are cited in the text.

Souhrn

Nelinearita nominálně lineárních elektronických součástek je jedna z veličin umožňujících predikovat časovou nestabilitu parametrů vyrobených součástek a jejich předpokládanou životnost. Vyhodnocením nelinearity lze o testovaných součástkách získat obdobné informace jako z dlouhodobých životnostních zkoušek, aniž by zkouškou byly součástky nějakým způsobem poškozeny a zkoušky trvaly tisíce hodin.

Měření velmi malé nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek je běžně prováděno vyhodnocováním nelineárního zkreslení, které způsobuje sledovaná nelinearita v harmonickém signálu. Nelinearita je vyhodnocována podle poměru napětí třetí harmonické a napětí základní harmonické na svorkách měřené součástky.

Měření nelinearity vyhodnocením intermodulačního zkreslení je nová metoda vhodná pro vyhodnocení velmi malé nelinearity pasivních součástek, při které jsou na součástku přivedeny dva harmonické signály, a je vyhodnocována úroveň vznikajícího intermodulačního produktu na kombinálním kmitočtu.

Přednáška uvádí popis realizovaného unikátního měřicího systému, který umožňuje při měření zatěžovat součástky desetkrát vyššími výkony a proudy než komerční měřiče nelinearity a indikovat úroveň intermodulačních produktů 3. řádu desetkrát nižší než komerční měřiče nelinearity.

Závěrem jsou uvedeny příklady měření nelinearity rezistorů, kapacitorů, induktorů, kontaktních spojů a kabelů a jsou uvedeny záměry výzkumu v oblasti sledování kvality výroby svitkových kapacitorů.

Výsledky dosavadního výzkumu vztahující se k prezentované problematice byly publikovány ve 12 pracích: [12-14] a [20-28], které jsou citovány v textu.

Klíčová slova: pasivní elektronické součástky, nelinearita elektronických součástek, měření velmi malé nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek, vysoce lineární elektronické obvody.

Keywords: passive electronic components, nonlinearity of electronic components, measurement of a very small nonlinearity of nominally linear electronic components, high linear electronic circuits.

Obsah

1. Linearita elektronických součástek.....	6
2. Metody měření nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek.....	7
2.1. Metoda napěťového koeficientu.....	7
2.2. Metoda měření nelineárního zkreslení.....	7
2.3. Metoda měření intermodulačního zkreslení.....	10
3. Systém pro vyhodnocování nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek intermodulační metodou.....	12
3.1. Koncepce měřicího systému.....	12
3.2. Realizace měřicího systému.....	14
3.2.1. Generátory budicích signálů.....	15
3.2.2. Útlumové členy.....	17
3.2.3. Filtry F1 a F2.....	18
3.2.4. Filtry F3 a F4.....	19
3.2.5. Nízkošumový zesilovač.....	20
3.2.6. Spektrální analyzátor.....	21
4. Příklady měření nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek.....	21
5. Závěry a perspektivy budoucího výzkumu.....	25
6. Literatura.....	26
7. Doc. Ing. Václav Papež, CSc.	29

1. Linearita elektronických součástek

Linearita elektronických součástek je definována vzájemnou úměrností hodnot elektrických veličin na jejich svorkách.

Pro základní elektronické součástky, jako jsou rezistory, kapacitory, induk-tory, které jsou jednoduchými jednobrany, je linearita určena konstantním poměrem mezi jejich svorkovým napětím a proudem jimi procházejícím.

Výše uvedená definice linearit má ale pouze teoretickou platnost.

I u součástek, které z teoretického hlediska definici linearit vyhovují, budou při velmi přesném měření nalézány velmi malé odchylky od úměrnosti mezi napětím a proudem. Tyto součástky, které přesto z hlediska praktického použití považujeme za lineární, proto definujeme přesněji jako **nominálně lineární elektronické součástky**.

Existující velmi malá nelinearita nominálně lineárních elektronických součástek je považována za důsledek vad při výrobě součástek.

Nejběžnější vady u všech součástek jsou: nedokonalá propojení ve vodi-vých sítích, diskontinuity ve vodivých a odporových vrstvách, zhoršení kvality izolace v nevodivých bariérách, znečištění struktur součástek nežádoucími příměsemi, ionizace v dielektriku, respektive nehomogenitách v dielektriku vlivem vysoké intenzity elektrického pole a mechanická nestabilita struktury součástky aktivovaná v součástce elektromagnetickým polem, které je způsobeno přiváděným signálem [1]-[4].

Projevem přechodů elektronů přes potenciálové bariéry, které vznikají na existujících nehomogenitách ve struktuře součástky, je nelinearita a proudový šum.

Protože nehomogenity ve struktuře jsou z mikroskopického hlediska vždy časově nestabilní, jsou časově nestabilní i potenciálové bariéry, což v dů-sledku vede k časové nestabilitě parametrů součástky.

Součástky v souboru, které v porovnání s ostatními vykazují vyšší neli-nearitu a proudový šum, vykazují též větší nestabilitu parametrů a vyšší pravděpodobnost poruchy během provozu [5]-[7]. Vyhodnocením nelinearity nebo proudového šumu lze o testovaných součástkách získat obdobné informace jako z dlouhodobých životnostních zkoušek. Sledování neli-nearity lze, ve srovnání s metodikou vyhodnocování proudového šumu, uplatnit u většiny součástek. Podmínkou měření není, jako u měření proudového šumu možnost průchodu stejnosměrného proudu součástkou. Nelinearitu lze sledovat u součástek, jejichž impedance se pohybuje ve velmi širokých mezích, měření není ovlivňováno výkonovým přizpůsobením mezi měřenou součástkou a vstupem měřiče šumového výkonu [8]. Nelinearitu lze sledovat u všech produkovaných součástek, aniž by zkou-škou byly součástky nějakým způsobem poškozeny. Naproti tomu život-

nostní zkouškou jsou testované součástky znehodnoceny, doba trvání dlouhodobé zkoušky je několik tisíc hodin a rychlejší zkrácené a zrychlené zkoušky dávají dobré výsledky jen, byly-li správně stanoveny modely degradačních procesů.

Velikost nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek lze jednoduše popsat metodou koeficientu nelinearity, který je definován jako poměrná změna parametru, který je v idealizovaném případě konstantní, vyvolaná jednotkovou změnou veličiny, která nelinearitu způsobuje. Jako příklad tohoto popisu může být uveden napěťový koeficient odporu definovaný vztahem (1), užívaný někdy pro kvantifikaci napěťové závislosti odporu rezistorů,

$$\beta = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \frac{1}{U_1 - U_2} \quad (1)$$

kde β je napěťový součinitel odporu rezistoru,

R_1 hodnota odporu rezistoru při napětí U_1 ,

R_2 hodnota odporu rezistoru při napětí U_2 .

2. Metody měření nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek

2.1. Metoda napěťového koeficientu

Metoda napěťového koeficientu vychází z jeho definičního vztahu (1), kde místo odporu u rezistoru, můžeme uvažovat i další parametry jiných součástek.

Měření touto metodou ovlivňují jiné závislosti, např. teplotní závislost. Metodu lze použít pouze u součástek s velkou napěťovou a malou teplotní závislostí, nebo u součástek, ve kterých je při měření rozptylován velmi malý ztrátový výkon.

2.2. Metoda měření nelineárního zkreslení,

Pro měření malých nelinearit nominálně lineárních elektronických součástek je výhodnější metoda měření nelineárního zkreslení, které způsobuje sledovaná nelinearita v harmonickém signálu. Protože všechny VA charakteristiky pasivních součástek, včetně charakteristik nelineárních, přesně splňují definici liché funkce (2), lze nelineární VA charakteristiku součástky aproximovat mocninnou řadou (3), která vyjadřuje proud součástkou jako součet lichých mocnin přiloženého napětí váhovanými koeficienty $g_1 \dots g_n$.

$$I(-U) = -I(U) \quad (2)$$

$$I = g_1 U + g_3 U^3 + g_5 U^5 + g_7 U^7 + \dots \quad (3)$$

Při přiložení harmonického střídavého napětí (4) na součástku bude proudjí procházející odpovídat vztahu (5).

$$u(t) = A \sin(\omega t) \quad (4)$$

$$I(t) = g_1 A \sin(\omega t) + g_3 A^3 \sin^3(\omega t) + g_5 A^5 \sin^5(\omega t) + g_7 A^7 \sin^7(\omega t) + \dots \quad (5)$$

Rozepsáním mocnin funkce $\sin(\omega t)$ funkcemi násobků jejího argumentu získáme výraz (6).

$$\begin{aligned} I(t) = & g_1 A \sin(\omega t) + g_3 A^3 \left(\frac{3}{4} \sin(\omega t) - \frac{1}{4} \sin(3\omega t) \right) + \\ & + g_5 A^5 \left(\frac{5}{8} \sin(\omega t) - \frac{5}{16} \sin(3\omega t) + \frac{1}{16} \sin(5\omega t) \right) + \\ & + g_7 A^7 \left(\frac{35}{64} \sin(\omega t) - \frac{21}{64} \sin(3\omega t) + \frac{7}{64} \sin(5\omega t) - \frac{1}{64} \sin^7(7\omega t) \right) + \dots \end{aligned} \quad (6)$$

Výraz (6) prakticky znamená, že důsledkem existence nenulového koeficientu u mocniny řádu n ve funkci (3) aproximující nelinearitu je vznik složky s frekvencí odpovídající n násobku budící frekvence v procházejícím proudu. Protože posloupnost $|g_n A^n|$ velmi rychle klesá a každý následující součin $|g_{n+2} A^{n+2}|$ je vždy mnohem menší než $|g_n A^n|$, je úroveň n -té harmonické I_n ve spektru proudu $I(t)$, pro úroveň budícího signálu kde platí aproximace (3), úměrná n -té mocnině úrovně budícího signálu a n -tému koeficientu v řadě (3) aproximující nelinearitu (7).

$$I_n \approx g_n U^n \quad (7)$$

Protože pro 1. harmonickou platí (8), lze poměr nelineární a lineární vodivosti součástky g_n/g_1 vyjádřit podle poměru efektivních hodnot napětí základní harmonické a napětí n -té harmonické svorkách součástky (9).

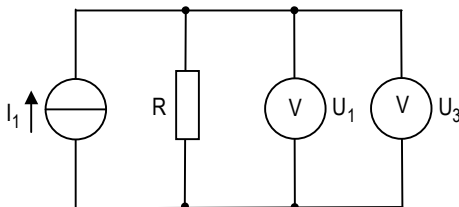
$$I_{1ef} \approx g_1 U_{ef} \quad (8)$$

$$\frac{g_n}{g_1} \approx \frac{U_{nef}}{U_{1ef}^n} \quad (9)$$

Poměr (9) vyjadřuje míru nelinearity součástky a je v širokých mezích téměř nezávislý na velikosti napětí U_{1ef} . Proto byl pro popis nelinearity nominálně lineárních součástek zaveden index třetí harmonické (THI) (10), který je logaritmičticky vyjádřeným poměrem (9) [1].

$$THI = 20 \log \frac{10^6 |U_{3ef}|}{|U_{1ef}|^3} \quad (10)$$

Nelinearitu součástky ve tvaru jednobranu lze potom principiálně určit podle poměru napětí třetí harmonické a napětí základní harmonické na svorkách součástky, jak je znázorněno v obvodu na obr. 1.



Obr. 1. Principiální schéma měření THI

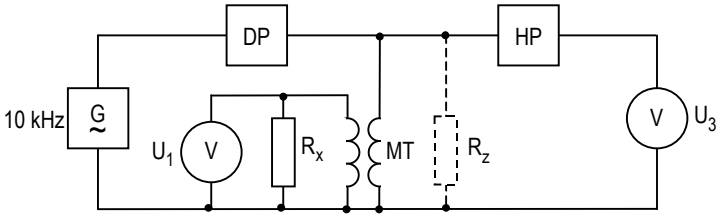
Měřenou součástkou prochází proud ze zdroje I_1 , napětí první a třetí harmonické jsou indikována selektivními voltmetry U_1 a U_3 . Podle hodnot napětí U_{1ef} a U_{3ef} lze určit hledaný THI pomocí vztahu (10). Obvod podle obr. 1 však nelze, vzhledem k extrémním požadavkům na linearitu a dynamický rozsah zdroje proudu a selektivního voltmetru U_3 pro měření běžných nominálně lineárních součástek, použít. Špičkové selektivní voltmetry mají dynamický rozsah přibližně 100 dB, což postačuje na měření THI vyššího než přibližně -80 až -60 dB, kvalitní součástky mají THI v rozsahu -160 až -120 dB.

Citlivost měřicího zařízení o 20 až 40 dB lze zvýšit kompenzací signálu základní harmonické na vstupu selektivního voltmetru můstkem [9]. Zařízení prakticky použitelná k diagnostice nominálně lineárních součástek metodou vyhodnocení nelineárního zkreslení představují přístroje řady CLT [10], [11]. Princip přístrojů CLT je znázorněn v blokovém schématu na obr. 2. Přístroje pracují s měřicím signálem 10 kHz a nelinearita je vyhodnocována na frekvenci 3. harmonické 30 kHz.

Generátor měřicího signálu 10 kHz se skládá ze stabilního spektrálně čistého oscilátoru 10 kHz, atenuátoru a výkonového zesilovače s výstupním výkonem 1 až 4 W. Výstupní signál ze zesilovače je dále k měřicímu obvodu veden přes selektivní dolní propust DP, která dále potlačuje úroveň 3. harmonické v měřicím signálu až na úroveň přibližně -160dBc.

Signál 3. harmonické je vyhodnocován na frekvenci 30 kHz selektivním voltmetrem U_3 s šířkou pásma 75 až 400 Hz. Selektivitu voltmetru

zvyšujehorní propust HP, která potlačuje úroveň signálu základní harmonické na vstupu selektivního voltmetru téměř o 100 dB.



Obr. 2. Měřič nelinearity CLT

Alespoň přibližné impedanční přizpůsobení měřené součástky R_x k vstupnímu odporu selektivního voltmetru R_z je zabezpečováno měřicím transformátorem MT, jehož převodní poměr lze podle potřeby volit. Velikost napětí základní harmonické na svorkách měřené součástky je vyhodnocována voltmetrem U_1 .

Přístroj má v optimálním případě citlivost přibližně -160dBc, která se snižuje zejména pro hodnoty impedance měřených součástek menší než přibližně 300 Ω , kde se projevuje i zkreslení měřicího transformátoru.

2.3. Metoda měření intermodulačního zkreslení.

Vznik intermodulačních signálů způsobuje opět sledovaná nelinearita součástky, tentokrát ale jsou-li na součástku přivedeny 2 harmonické signály [12],[13]. Frekvence intermodulačních signálů se neshoduje s frekvencemi budících signálů a jejich násobků, odpovídá součtovým a rozdílovým frekvencím mezi těmito frekvencemi. Frekvenci intermodulačního signálu f_n , která vznikne z harmonických signálů s frekvencemi f_1 a f_2 lze vyjádřit vztahem (11). Koeficienty n_1 a n_2 reprezentují přirozená čísla a jejich součet n je nazýván řádem intermodulačního produktu.

$$f_n = n_1 f_1 \pm n_2 f_2 \quad (11)$$

Vznik intermodulačních produktů součástkou s nelineární VA charakteristikou (3), po přiložení napětí odpovídajícího dvěma harmonickým signálům s různými frekvencemi (12), lze vyjádřit rovnicí (13).

$$u(t) = A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t) \quad (12)$$

$$I(t) = g_1(A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t)) + g_3(A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t))^3 + g_5(A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t))^5 + g_7(A_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \sin(\omega_2 t))^7 \dots \quad (13)$$

Rozepsáním mocnin funkce $\sin(\omega t)$ funkcemi násobků jejího argumentu získáme pro produkty do třetího řádu výraz (14).

$$I(t) = g_3 A_1^3 \sin^3(\omega_1 t) + \frac{3}{2} g_3 A_1^2 A_2 \sin(\omega_2 t) - \frac{3}{4} g_3 A_1^2 A_2 (\sin((2\omega_1 + \omega_2)t)) + \\ + \frac{3}{4} g_3 A_1^2 A_2 (\sin((2\omega_1 - \omega_2)t)) + \frac{3}{2} g_3 A_1 A_2^2 \sin(\omega_1 t) - \frac{3}{4} g_3 A_1 A_2^2 (\sin((2\omega_2 + \omega_1)t)) + \\ + \frac{3}{4} g_3 A_1 A_2^2 (\sin((2\omega_2 - \omega_1)t)) + g_3 A_2^3 \sin^3(\omega_2 t) + \dots (14)$$

Rozborem výrazu (14) lze zjistit, že ve spektru proudu jsou opět přítomny složky s frekvencí $3\omega_1$ a $3\omega_2$ a další složky s frekvencemi $2\omega_1 \pm \omega_2$ a $2\omega_2 \pm \omega_1$. Úroveň složek je úměrná mocninám úrovně vstupního signálu s řádem rovným řádu intermodulačních produktů (11) nebo pořadí harmonických produktů (7).

Za podmínky $A_1=A_2=A$, lze vyjádřit poměr lineární a nelineární vodivosti součástky podle úrovně signálů na svorkách součástky [14]. V závislosti na efektivní hodnotě signálu intermodulačního produktu n -tého řádu U_{nief} a efektivních hodnotách $U_{1ef} = U_{2ef}$ budících signálů, pro úroveň budících signálů, kde platí aproximace (3), lze poměr lineární a nelineární vodivosti součástky vyjádřit vztahem (15).

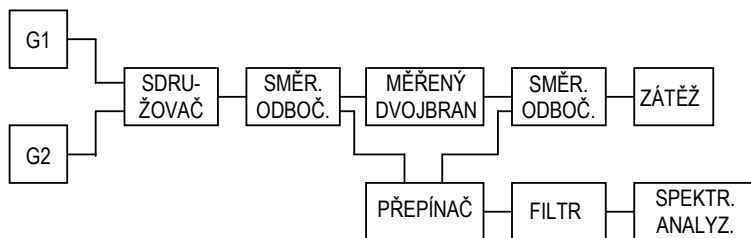
$$\frac{g_n}{g_1} \approx \frac{U_{nief}}{U_{1ef}^n} = \frac{U_{nief}}{U_{2ef}^n} \quad (15)$$

Využití intermodulačního zkreslení pro vyhodnocení kontaktů bylo popsáno v osmdesátých letech [15]. V devadesátých letech začalo být intermodulační zkreslení sledováno u součástek používaných v základnových stanicích systémů pro mobilní komunikaci. Zde i velmi malá úroveň produkovaných intermodulačních produktů, prakticky odpovídající minimálním dosud měřitelným hodnotám, ovlivňuje možnosti aplikace součástek a stává se měřítkem jejich kvality.

Principiální schéma typické sestavy měřicího systému pro měření úrovně intermodulačního zkreslení pasivních dvojbranů v oblasti ultravysokých frekvencí je zobrazeno na obr. 3. [16]-[19].

Měřicí systém je realizován v síti přizpůsobených vedení a směrových vazebních prvků. Na měřený dvojbran jsou přiváděny 2 signály různých kmitočtů ze dvou výkonových generátorů přes sdružovač vykazující minimální přenos signálu mezi generátory. Vzorky ze signálu přicházejícího na vstupní bránu měřeného dvojbranu, nebo na ní odraženého a signálu odcházejícího z výstupní brány, jsou vyhodnocovány spektrálním analyzátozem. Měřicí systém pracuje v rozsahu frekvencí 900 až 1000 MHz, maximální výkon budících signálů je 20 W, minimální indikovatelná úroveň intermodulač-

ního signálu produkovaného měřenou součástí je přibližně 10^{-15} W, což odpovídá úrovni -120 dBm nebo pro výše uvedený budicí výkon -163 dBc.



Obr. 3. Měřicí systém pro měření intermodulačního zkreslení pasivních dvojbranů v oblasti ultravysokých frekvencí

Impedanční přizpůsobení měřených obvodů, vzhledem k charakteristické impedanci vedení v systému a možnost aplikace směrových vazebních členů s malým vazebním útlumem a vysokým činitelem směrovosti, jsou základními podmínkami činnosti systému a vylučují možnost jeho použití pro měření součástek se soustředěnými parametry na frekvencích nižších než 50 až 100 MHz.

3. Systém pro vyhodnocování nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek intermodulační metodou

3.1. Koncepce měřicího systému

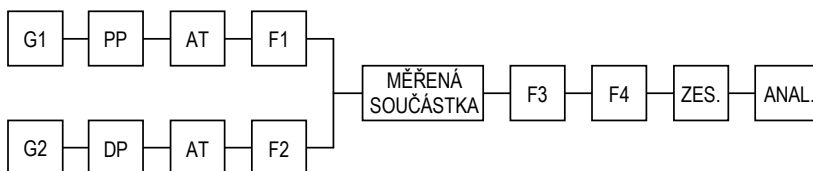
Intermodulační metoda vyhodnocování nelinearity je nová metoda [12] umožňující dosáhnout při vyhodnocování nelinearity pasivních elektronických součástek větší citlivost než běžná metoda vyhodnocování nelinearity prostřednictvím harmonického zkreslení. Protože kmitočet vyhodnocovaného intermodulačního signálu není násobkem kmitočtu signálu budicího, není ani minimální měřitelná úroveň signálu produkovaného nelinearitou součástky jednoznačně určena úrovní harmonických složek v budicím signálu. I nebezpečí parazitní produkce sledovaného signálu měřicím systémem je menší při použití intermodulační metody, protože oba budicí signály s vysokou úrovní se společně vyskytují jen ve velmi malé části systému. Intermodulační systém proto může snáze pracovat i s vyšším výkonem budicích signálů.

Systém pro měření nominálně lineárních elektronických součástek byl v první fázi svého vývoje realizován s ohledem jeho použití při analýze nepájených vodivých spojů, jejichž výzkum byl prováděn v minulých letech

na katedře elektrotechnologie (projekt MSM6840770021 Diagnostika materiálů). Systém byl proto řešen tak, aby byl optimalizován pro měření součástek typu jednobran, které mají malou impedanci, která není vždy během měření konstantní. [20].

Velmi nízká impedance měřených objektů prakticky vylučuje možnost jejich přizpůsobení k charakteristické impedanci realizovatelných vysoko-frekvenčních vedení a použití principu dříve popsaného pro měření úrovně intermodulačního zkreslení pasivních součástek v oblasti ultravysokých frekvencí. Při měření v oblasti ultravysokých frekvencí vzniká navíc ve všech vodičích měřených objektů jiné rozložení proudové hustoty, než jaké vznikne pro nízkofrekvenční signál, čímž jsou ovlivňovány i naměřené parametry [21].

Principiální schéma měřicího systému je zobrazeno na obr. 4. Budící signály s výkony přibližně 60W a frekvencemi f_1 a f_2 jsou generovány generátory G1 a G2. Výstupní signály obou generátorů jsou dále filtrovány-vyšší kmitočet f_1 pásmovou propustí a nižší kmitočet f_2 dolní propustí. Signály jsou vedeny z výstupů filtrů do měřicího obvodu přes útlumové členy AT. Zařazením atenuátorů do cesty signálu je zajištěno, za cenu ztráty části výkonu signálu, že velikost poměru stojatých vln výstupních vedeních generátorů, při libovolné impedanci měřené součástky, nepřesahuje přibližně hodnotu 3. Tím jsou výstupní výkonové zesilovače generátorů G1 a G2 chráněny před poškozením způsobeným nepřizpůsobením a u filtrů nedochází ke změnám přenosové charakteristiky vlivem vysokého nepřízpůsobení.



Obr. 4. Principiální schéma měřicího systému

Na měřenou součástku jsou budící signály generátorů přiváděny přes sdrůžovač tvořený filtry F1 a F2. Filtry mají minimální útlum pro signál generátoru, v jehož větví jsou zařazeny, velký útlum pro signál druhého generátoru a minimální absolutní hodnotu výstupní impedance na měřicím kmitočtu $f_3=f_1+2f_2$. Tím je zabezpečován minimální vzájemný přenos signálu mezi generátory, a slučovač nezpůsobuje snížení přenosu měřeného signálu ze svorek měřené součástky na vstup filtru F3 a k analyzátoru. Filtry F3 a F4 jsou selektivní pásmové propusti pro měřicí kmitočet f_3 zabezpečují snížení úrovně budících signálů pronikajících na vstup spektrálního

analyzátoru nebo jeho předzesilovače na úroveň, která již nevede ke vzniku identifikovatelných intermodulačních produktů v těchto obvodech. Filtr F3 potlačuje budící signály na frekvencích f_1 a f_2 na takovou hodnotu, se kterou již nemohou poškodit další obvody. Filtr F4 dále potlačuje pronikající budící signál frekvencí f_1 na úroveň, se kterou nemá pozorovatelný vliv na vyhodnocování měřeného signálu na frekvenci f_3 .

Vlastní vyhodnocení úrovně produkovaných intermodulačních produktů je prováděno spektrálním analyzátozem. Na vstup spektrálního analyzátoru je zařazen nízkošumový zesilovač ZES, který snižuje negativní vliv vysokého šumového čísla analyzátoru na citlivost systému.

Klíčovou částí systému je obvod měřené součástky s připojenými filtry F1, F2 a F3. Zde nutně působí současně oba budící signály, a pokud ve filtrech F1, F2 a F3 vzniká nějaký intermodulační signál, bude vyhodnocován jako intermodulační signál vznikající v měřené součástce. Dosažitelná citlivost měřícího systému je tak rozhodujícím způsobem určována selektivitou a intermodulační odolností těchto filtrů.

S ohledem na výše uvedené skutečnosti byla měřicí frekvence f_3 realizovaného systému volena v pásmu vysokých frekvencí, konkrétní hodnota měřicí frekvence byla dána frekvencí úzkopásmového krystalového filtru, který byl v systému použit jako filtr F4. Frekvence f_1 a f_2 byly voleny podle (11), pro měření intermodulací 3. řádu, $f_1 = 4,106\text{MHz}$ a $f_2 = 0,15\text{MHz}$.

3.2. Realizace měřícího systému

Základním cílem realizace nového intermodulačního měřícího systému bylo vytvořit unikátní funkční měřicí systém pro měření velmi malých nelinearit nominálně lineárních elektronických součástek s výrazně vyšším použitelným budícím výkonem a vyšší citlivostí než mají existující komerční systémy.

Tyto požadavky realizaci systému velmi zkomplikovaly: přípustné úrovně nelinearity součástek použitých v klíčových obvodech měřícího systému jsou výrazně nižší než minimální, současnými aparaturami měřitelné, hodnoty. Některé obvody jsem řešil specifickými, v oblasti konstrukce měřících zařízení nepoužívanými způsoby, pro některé obvody jsem vyvinul speciální součástky. Intermodulační odolnost obvodu bylo obvykle možné řešit pouze experimentálně, porovnáváním vlastností systému, jehož obvody byly osazeny různými součástkami.

3.2.1. Generátory budících signálů

Generátory měřících signálů musí dodávat do měřeného obvodu signál s výkonem řádu jednotek až desítek W (systém podle [16] používá 20W). Signál musí vykazovat vysokou spektrální čistotu. V kmitočtové

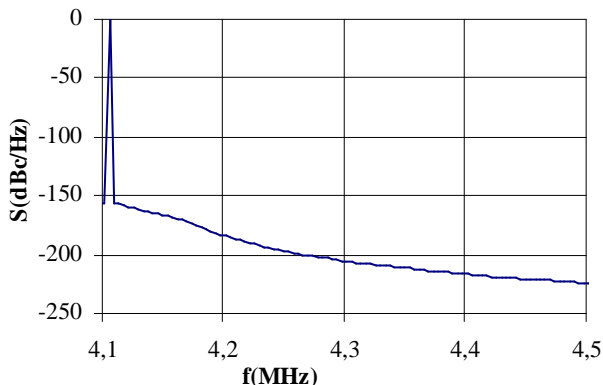
oblasti, kde jsou vyhodnocovány intermodulační produkty, musí být odstup šumu a rušivých signálů lepší než 200 dBc/Hz, aby jimi měření nebylo ovlivňováno. Komerční přeladitelné signální generátory pracující na principu fázového závěsu vykazují mnohem horší spektrální čistotu generovaného signálu [22].

Generátor G1, pracující na frekvenci 4,106 MHz, je pro tento účel vyvinutý speciální přístroj. Konstrukce vychází z požadavků spektrální čistoty výstupního signálu, frekvenční stability, odolnosti proti nepřizpůsobení na výstupu a výstupního výkonu. Generátor je řízen krystalovým oscilátorem, který vykazuje velmi nízké šumové pozadí generovaného signálu [23], [24]. Signál z oscilátoru je dále zesilován dvoustupňovým laděným zesilovačem se ziskem přibližně 2x20 dB na výstupní výkon 60 W. Výkonový stupeň zesilovače je řešen s použitím vysílací elektronky (dvojitá tetroda typu 829), protože elektronkový zesilovač je mnohem odolnější vůči přetížení než polovodičový zesilovač a vykazuje větší odolnost vůči nepřizpůsobení zátěže. Úzkopásmová amplitudová charakteristika zesilovače způsobuje i další mírné potlačení šumu krystalového oscilátoru v oblasti měřicích frekvencí na výslednou hodnotu přibližně 180 dBc/Hz.

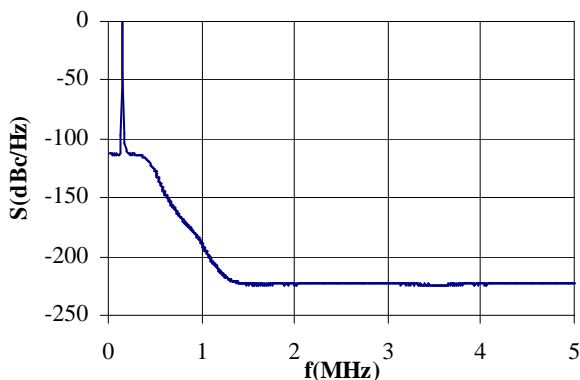
Pro zvýšení spektrální čistoty generovaného signálu na potřebnou hodnotu je na výstup generátoru G1 zařazena pásmová propust PP, nastavená na minimální útlum pro kmitočet 4,106 MHz a vykazující útlum 30 až 40 dB pro šumový signál. Konstrukce filtru z tohoto pohledu není problematická, ale filtr, vzhledem k přiváděnému výkonu a vysoké požadované linearitě filtru, vyžadoval specifické řešení, popsané v[25]. Spektrum generátoru G1 s pásmovou propustí PP na výstupu je zobrazeno na obr. 5. Úroveň šumových signálů v okolí měřicí frekvence 4,406 MHz je -217 dBc/Hz a tato úroveň teoreticky dostahuje pro možnou citlivost měřicího systému do -200 dBc.

Generátor G2 pracuje na frekvenci 150 kHz. Protože u generátoru G2 je mezi jeho pracovní frekvencí a měřicí frekvencí mnohem větší odstup než u generátoru G1, lze nežádoucí rušivé signály, které jsou jím produkovány v oblasti měřicí frekvence, potlačit filtrem. Generátor G2 je sestaven z komerčních přístrojů. Signálním generátorem je generován řídicí signál na nízké úrovni, který je dále zesilován výkonovým širokopásmovým zesilovačem na výkon 75W.

Na výstup zesilovače je zařazena dolní propust DP, která má na pracovní frekvenci generátoru 0,15 MHz útlum 0,4 dB a na měřicí frekvenci 4,406 MHz vykazuje útlum přibližně 110 dB. Spektrum generátoru G2 s dolní propustí DP na výstupu je zobrazeno na obr. 6. Úroveň šumových signálů v okolí měřicí frekvence 4,406 MHz je -223 dBc/Hz, která teoreticky dostahuje pro možnou citlivost měřicího systému do -205 dBc.



Obr. 5. Frekvenční spektrum generátoru G1 s pásmovou propustí PP



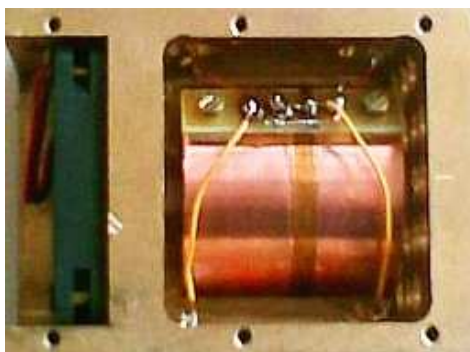
Obr. 6. Frekvenční spektrum generátoru G2 s dolní propustí DP

3.2.2. Útlumové členy AT

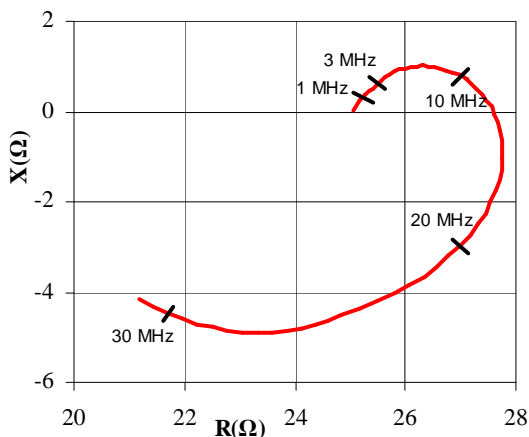
Útlumové členy AT umožňují, v případě extrémních hodnot impedance měřené součástky, snížit odraz na výstupních vedeních generátorů G1 a G2 na přípustné hodnoty. Vzhledem k tomu, že na atenuátor se s útlumem 50 až 60 dB dostává i výkon druhého generátoru, než na který je připojen, nesmí, nemá-li být ohrožena předpokládaná citlivost měřicího systému -180 dBc, úroveň intermodulačních produktů produkovaných v atenuátorech přesáhnout -120 dBc. Tento požadavek není, při použití komerčních VF výkonových vrstevných rezistorů splnitelný ani při použití rezistorů s nominálním ztrátovým výkonem 1 kW [26] a vedl ke konstrukci speciálních drátových vysokofrekvenčních rezistorů [27], [28].

Drátový rezistor, v případě, že žádný materiál použitý pro jeho výrobu není feromagnetický, teoreticky může být naprosto lineární [29]. Velké problémy

ale způsobují jeho parazitní indukčnost a kapacita vinutí. Moje konstrukce drátového rezistoru vychází z řešení odporové dráhy rezistoru z několika vhodně pospojovaných úseků ztrátového vedení s rozprostřenými parametry, které je tvořeno navinutím izolovaného odporového drátu na vodivou kostru. Sestava rezistoru, která je použita ke konstrukci atenuátoru, je zobrazena na obr. 7.



Obr. 7. Vysokofrekvenční výkonový drátový rezistor



Obr. 8. Kmitočtová závislost komplexní impedance rezistoru 25 Ω

Vodivá kostra rezistoru je izolovaně, na trnech v ose, uložena v kovové skříni, která slouží ke stínění rezistoru, upevnění konektorů, chladičho ventilátoru a ochraně vinutí rezistoru. Rezistor má jmenovitou hodnotou

odporu 25Ω , lze jej trvale zatěžovat ztrátovým výkonem minimálně 50 W. Při proudu 1 A vykazuje úroveň generovaných intermodulačních produktů 3. řádu menší než -120 dBc. Kmitočtová závislost komplexní impedance rezistoru je zobrazena na obr. 8.

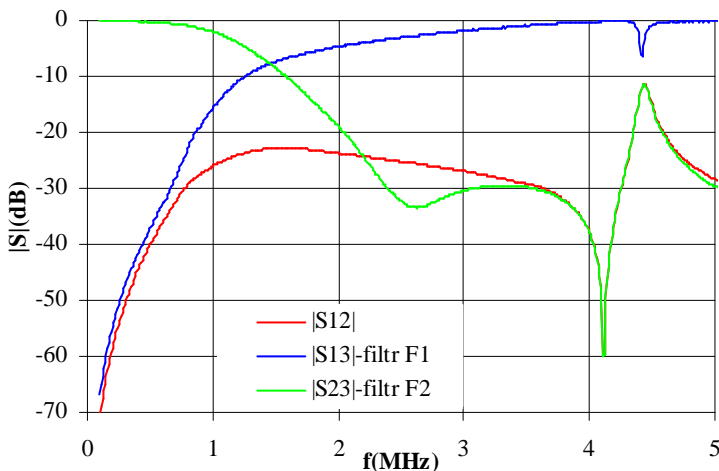
3.2.3. Filtry F1 a F2

Filtry F1 a F2 tvoří trojbran fungující jako frekvenční sdužovač umožňující současný průchod signálů ze vstupních bran, na které jsou připojeny generátory G1 a G2 na výstupní bránu, na kterou je připojena zkoušená součástka a zároveň maximálně omezující průchod signálu mezi vstupními branami. Tak je minimalizován rozsah systému, ve kterém působí současně a s vysokou úrovní signály obou generátorů a je minimalizováno i riziko produkce intermodulačních signálů v obvodech měřicího systému. Intermodulační odolnost celého měřicího systému je tak prakticky určena intermodulační odolností konstrukce filtrů F1, F2 a filtru F3. Koncepce filtrů je volena zejména s ohledem na možnou realizaci filtrů s extrémní intermodulační odolností. Nelze použít induktoři s větší indukčností než několik μH , protože je lze, bez použití feromagnetického jádra a při dosažení činitele jakosti několik set, velmi obtížně realizovat. Nevýhodné je i použití kapacitorů s větší kapacitou než několik nF, protože běžné kapacitory s dielektrikem z plastové folie nevykazují potřebnou intermodulační odolnost. Vodivé spoje vodičů lze bezpečně provést pouze pájením, kontaktní spoje mohou generovat vysokou úroveň intermodulačních produktů. Pokud je v těchto obvodech bezpodmínečně nutné použít konektory, mohou být používány pouze speciální konektory konstruované s ohledem na jejich maximální intermodulační odolnost a nesmí s nimi být často manipulováno [30].

Za těchto podmínek lze bez obtíží realizovat jako obvody filtrů pouze propust nebo zádrž na frekvencích 4,106 MHz a 4,406 MHz, realizace obdobných filtrů na frekvenci 0,15 MHz je velmi obtížná.

Filtry F1 a F2 byly proto realizovány jako pásmová propust a pásmová zádrž Butterworthova typu pro pracovní frekvenci 4,106 MHz odpovídající generátoru G1. Vzhledem k předpokládanému nepřizpůsobení na výstupu sdužovače byla základní zapojení filtrů modifikována vynecháním paralelních rezonančních obvodů na výstupu pásmové propusti, který při zatížení sdužovače malou impedancí má velmi malou účinnost a doplněním výstupu pásmové zádrže sériovým rezonančním obvodem, který snižuje výstupní impedanci sdužovače pro měřený kmitočet. Pásmová propust F1 zabezpečuje průchod signálu z generátoru G1 na výstup sdužovače a potlačuje průchod signálu s frekvencí 0,15 MHz odpovídající generátoru G2 na generátor G1. Pásmová zádrž F2 zabezpečuje průchod signálu z gene-

rátoru G2 na výstup sdužovače a potlačuje průchod signálu s frekvencí 4,106 MHz odpovídající generátoru G2 na generátor G1. Frekvenční závislosti modulů rozptylových parametrů realizovaného sdužovače jsou zobrazeny v grafu na obr. 9. Útlum filtrů pro přenášené signály je menší než 0,3 dB, mezi vstupy filtrů F1 a F2 má sdužovač, pro přiváděné signály, útlum přibližně 60 dB.



Obr. 9. Frekvenční závislost rozptylových parametrů sdužovače

3.2.4. Filtry F3 a F4

Filtry F3 a F4 tvoří úzkopásmový filtr, který zabraňuje pronikání výkonných budicích signálů do vyhodnocujícího spektrálního analyzátoru. Vzhledem k dynamickému rozsahu spektrálního analyzátoru je, pro dosažení předpokládané citlivosti systému 180 dBc, nutno zajistit snížení úrovně budicích signálů na jeho vstupu, vůči úrovni na měřené součástce, o 120 dB. Filtr dále musí, i při přivedení budicích signálů s maximálním výkonem, vykazovat intermodulační odolnost lepší než vykazuje měřená součástka. Úzkopásmový filtr je proto tvořen kaskádou dvou odlišných filtrů, z nichž každý pracuje na jiném principu a každý zajišťuje splnění jiných požadavků.

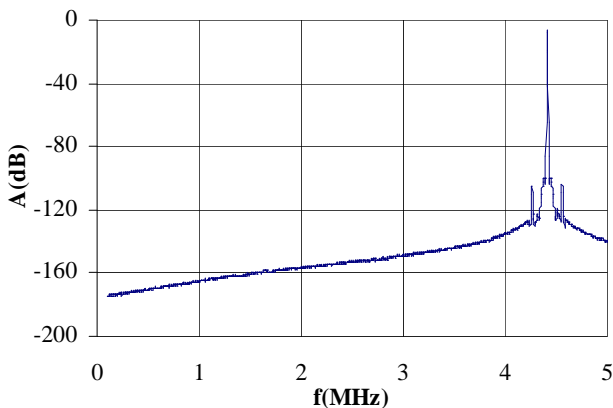
Filtr F3 je filtr s extrémní intermodulační odolností s jednoduchým rezonančním obvodem zvláštní konstrukce. Filtr naladěný na měřicí kmitočet 4,406 MHz, kde vykazuje útlum 6 dB, pro kmitočet 4,106 MHz má útlum 38 dB a pro kmitočet 0,15 MHz má útlum 76 dB.

Filtr F4 je piezoelektrický filtr se čtyřmi krystalovými rezonátory. Proputné pásmo filtru je široké pouze 10 kHz, útlum v potlačeném pásmu,

minimálně 25 kHz od středního kmitočtu, je vyšší než 80 dB. Výkon přivedený na filtr nesmí překročit 10 mW.

Selektivita filtru, při spojení s filtrem F3, stačí k potlačení úrovní budících signálů na vstupu spektrálního analyzátoru na úroveň, které již nezpůsobují vznik nežádoucích intermodulačních produktů, útlum filtru F3 brání přetížení filtru F4 výkonem budících signálů.

Výsledná amplitudová charakteristika kaskády filtrů F3 a F4 je zobrazena na obr. 10. Celkový útlum pro kmitočet 4,106 MHz je 132 dB, pro frekvenci 0,15 MHz je útlum 174 dB.



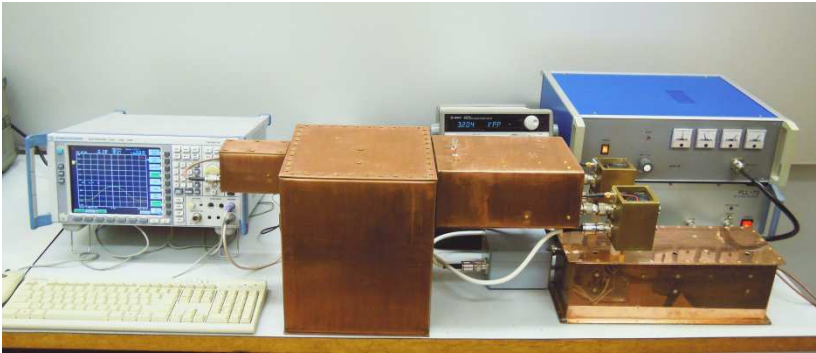
Obr. 10. Amplitudová charakteristika kaskády filtrů F3 a F4

3.2.5. Nízkošumový zesilovač

Nízkošumový zesilovač snižuje vliv vysokého vlastního šumu použitého spektrálního analyzátoru na měření. Vzhledem k požadované citlivosti měřicího systému a útlumu filtrů, je minimální úroveň signálu, který má být indikován, v okolí -150dBm, což je při předpokládané šířce pásma při měření 10 Hz, úroveň o 15 dB nižší než spektrálním analyzátozem indikovaná úroveň vlastního šumu. Použitím zesilovače se ziskem přibližně 30 dB a šumovým číslem 4 dB, lze signál indikovat spektrálním analyzátozem na úrovni -120 dBm a s odstupem 8 dB od úrovně šumu.

3.2.6. Spektrální analyzátor

Spektrální analyzátor indikuje úroveň měřeného intermodulačního signálu, zároveň umožňuje kontrolu jeho kmitočtu a sledování šumového pozadí v okolí měřeného signálu. Vzhledem k tomu, že systém je konstruován s ohledem na obvyklé parametry spektrálního analyzátoru, není volba používaného spektrálního analyzátoru kritická.



Obr. 11. Systém pro vyhodnocování nelinearity nominálně lineárních elektronických součástí intermodulační metodou

4. Příklady měření nelinearity nominálně lineárních elektronických součástí

Typické závislosti úrovně intermodulačních produktů na úrovni budícího signálu pro některé součástky jsou znázorněny na následujících grafech.

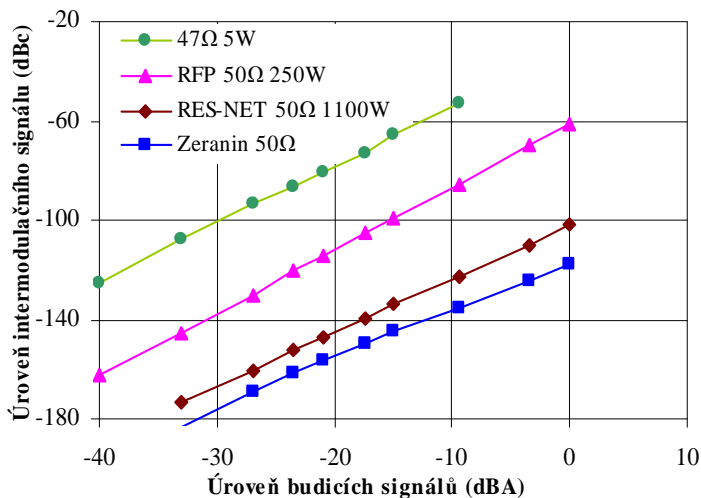
Obr. 12 zobrazuje závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky rezistorů. Všechny vzorky jsou výkonové rezistory různé konstrukce s odporem $47\ \Omega$ nebo $50\ \Omega$. Nejvyšší nelinearitu z měřených vzorků vykazuje výkonový rezistor s vrstvou SnO_2 $47\ \Omega$ 5W. U tlustovrstvých rezistorů RFP a RES-NET byla zaznamenána menší úroveň intermodulačních produktů, protože rezistory byly zatěžovány pouze zlomkem jmenovitého ztrátového výkonu.

Nejnižší úroveň nelinearity vykazoval drátový rezistor z materiálu Zeranin 30 realizovaný podle atenuátoru měřicího systému podle obr. 7.

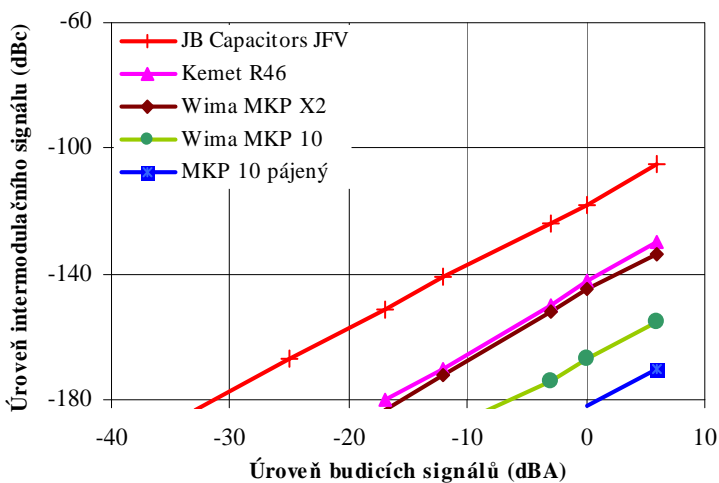
Obr. 13 zobrazuje závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky kapacitorů. Všechny vzorky jsou svitkové kapacitory z metalizované polypropylenové folie a vnitřním připojením šopováním. Kapacita všech vzorků je $0,1\ \mu\text{F}$, napěťová třída X2, pouze MKP10 je na 1600V.

Zdrojem intermodulačních produktů jsou vývody od pokovených vrstev na čele svitku, respektive jejich spoj s šopovaným pokovením. Nejvyšší úroveň IM produktů vykazuje kapacitor JFV, u který má přívody z poměděného ocelového drátu. Nižší úroveň IM produktů vykazují kapacitory větších rozměrů, u kterých je ve spojích menší proudová hustota, nejmenší úroveň

IM produktů vykazuje vzorek MKP10 u kterého byly připájeny vývody přímo na pokovená čela svitku.

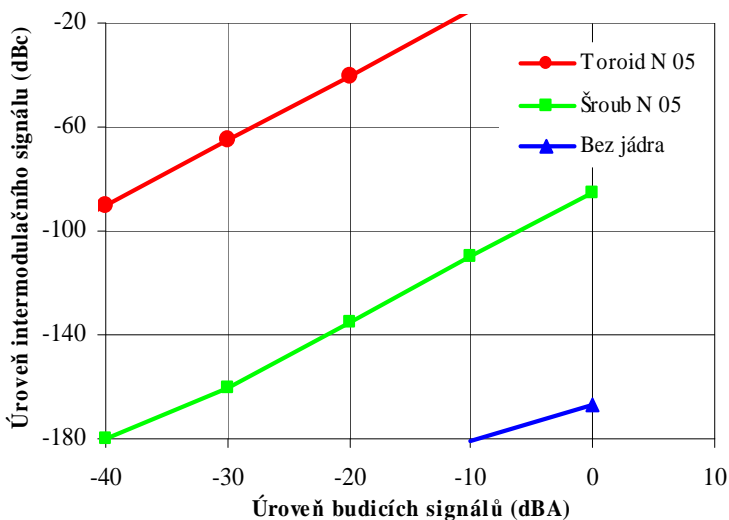


Obr. 12. Závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky rezistorů.



Obr. 13. Závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky kapacitorů.

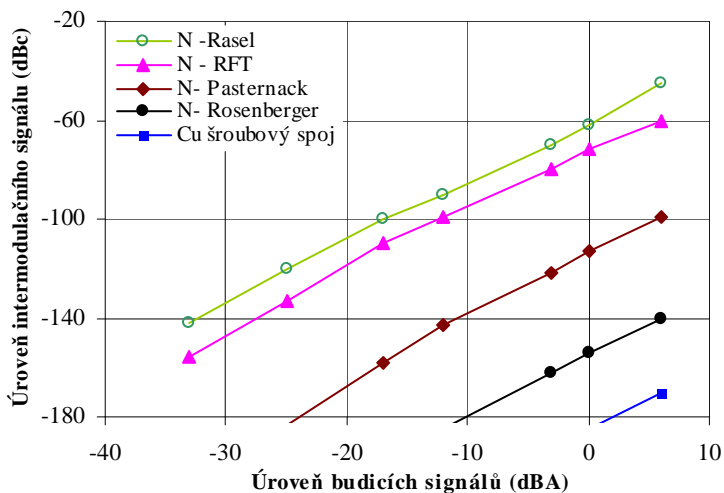
Obr. 14 zobrazuje závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky cívek. Všechny vzorky jsou induktory s indukčností $2\mu\text{H}$, navinuté homogenním válcovým vodičem, induktor s toroidním jádrem na toroidu z materiálu N05 fy. Pramet Šumperk, s vnějším průměrem 10 mm, induktor s šroubovým jádrem navinutý jako válcová cívka na průměru 6 mm s dolaďovacím jádrem průměru 3,5 mm, délky 8 mm z materiálu N05 a induktor bez jádra navinutý jako vzduchová válcová cívka o průměru 20 mm a délce 15mm. Lineární je pouze induktor, u kterého není použito feromagnetické jádro. Feromagnetické jádro může způsobit vznik intermodulačních produktů s úrovní téměř srovnatelnou s úrovněmi budících signálů.



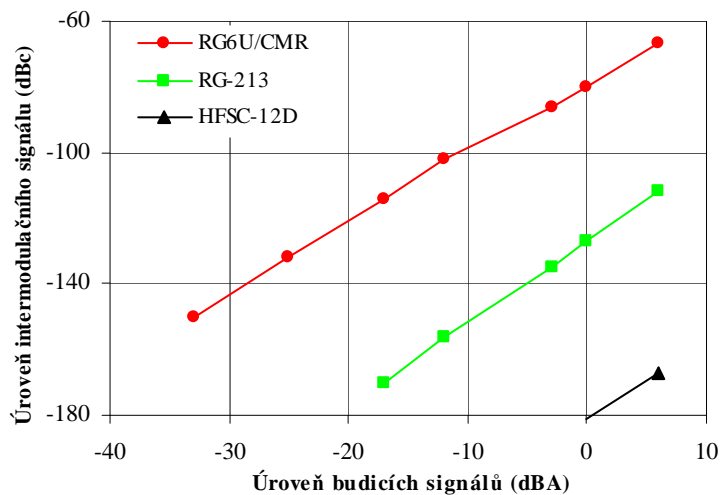
Obr. 14. Závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky induktorů

Obr. 15 zobrazuje závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro kontaktní spoje. Porovnávají se vzorky jsou kontakty středního vodiče konektorů N a šroubový spoj 2 měděných vodičů s mosazným šroubem a maticí. U konektorů Rasel a RFT jsou kontakty pouze poniklovány, konektor Pasternack používá pozlacený kontakt a niklovou mezi vrstvou, konektor Rosenberger používá kontakt se speciálním pokovením zlatem. Je zřejmé, že použití Ni v materiálu kontaktů vede ke zvýšení úrovně IM produktů ve srovnání s čistým Cu kontaktem o 100 až 120 dB.

Obr. 16 zobrazuje závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro koaxiální kabely.



Obr. 15. Závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky kontaktních spojů.



Obr. 16. Závislost úrovně IM produktu 3. řádu na procházejícím proudu pro vzorky koaxiálních kabelů.

Vzoroky byly zhotoveny z 1 m koaxiálního kabelu, který byl na jednom konci zkratován a druhým koncem připojen jako jednobran k měřícím svorkám. Kabel RG6U/CMR je kabel se středním vodičem z poměděného ocelového drátu, polyetylenovým pěnovým dielektrikem a vnějším vodičem z hliníkové folie a řídkým opletením z měděných vodičů. Kabel RG213 je klasický koaxiální kabel se středním vodičem z měděného slaného vodiče, polyetylenovým dielektrikem a hustým měděným opletením. Kabel HPSC-12D je speciální kabel s mědí pláštěvaným hliníkovým středním vodičem, polyetylenovým pěnovým dielektrikem a vnějším vodičem ze spirálně zvlněné měděné trubky.

Měřitelné úrovně IM produktů vznikají průchodem proudu kontakty mezi vodiči v opletení, vysoká úroveň IM produktů u kabelu RG6U/CMR je způsobena feromagnetikem.

5. Závěry a perspektivy budoucího výzkumu

Popsaný systém představuje unikátní měřící systém umožňující vyhodnocení nelinearity nominálně lineárních elektronických součástek. Systém umožňuje při měření zatěžovat součástky proudem až 2A při maximálním přiváděném výkonu do 100 VA, což jsou hodnoty minimálně desetkrát vyšší než u komerčních měřičů nelinearity řady CLT [10], [11]. Minimální systémem indikovatelná úroveň intermodulačních produktů 3. řady je -180 dB pod úrovní přiváděného signálu, což je úroveň o 20 dB nižší než u komerčních měřičů nelinearity.

Přesnost měření úrovně intermodulačních produktů je určena přesností měření úrovně intermodulačního signálu a budících signálů amplitudovým indikátorem systému. Dosažitelná přesnost měření je srovnatelná s komerčními přístroji. Je-li jako indikátor použit spektrální analyzátor Rohde-Schwarz FSV, je dosažitelná přesnost měření $\pm 1,5$ dB.

Systém je vhodný zejména pro vyhodnocování nelinearity součástek s malou impedancí reaktančního typu, které vykazují velmi malou nelinearitu.

Již během svého vývoje byl systém využíván k sledování nelinearity součástek a výsledky byly publikovány: nelinearita rezistorů a kontaktních spojů [12], [28], nelinearita kapacitorů, induktorů, koaxiálních kabelů a konektorů, [25], [22], [14], nelinearita spojů vodivými lepidly [13], [21]. V současné době je pomocí systému sledována nelinearita svitkových kapacitorů a vysokofrekvenčních kabelů. Cílem vyhodnocení nelinearity souboru svitkových kapacitorů je stanovit zejména závady v provedení vodivé sítě uvnitř kapacitorů a možné výrobní odchylky jednotlivých

vzorků a vliv těchto odchylek na nelinearitu kapacitoru. V oblasti vysokofrekvenčních kabelů je sledován vliv stárnutí na změny jejich nelinearity. Následující výzkumná činnost bude zaměřena na stanovení vlivu konkrétních výrobních závad na výslednou nelinearitu kapacitorů s plastovým dielektrikem.

Dále budou sledovány změny nelinearity kapacitorů v průběhu procesu jejich umělého zrychleného stárnutí s cílem vyhodnotit změny nelinearity vzhledem ke zbytkové životnosti kapacitorů a vliv výrobních odchylek na životnost kapacitorů.

V oblasti diagnostiky vysokofrekvenčních kabelů budou další práce zaměřeny na využití vyhodnocování nelinearity a její závislosti na konstrukci kabelů a použitých dielektrických materiálech k nedestruktivní diagnostice vysokofrekvenčních kabelů. Sledován bude zejména vliv tepelného a radiačního stárnutí kabelu na jeho nelinearitu a možnosti predikce konce životnosti podle změn jejich nelinearity.

6. Literatura

- [1] Kirby, P.L., The Non-linearity of Fixed Resistors, *Electronic Engineering*, Vol. 37, No. 453, November 1965, pp. 722-726.
- [2] Anderson, J. C. and Ryšánek, V. , Prediction of the stability of thin film resistors, *The Radio and Electronic Eng.*, Vol. 39, June 1970, pp.321-327
- [3] Sedlakova, V., Tofel, P., Chvatal, M., Sikula, J., Resistors testing by noise, non-linearity and Electro-Ultrasonic Spectroscopy, 2nd Electronics System-Integration Technology Conference, Dresden, 2008, pp. 387 - 392, DOI: 10.1109/ESTC.2008.4684380
- [4] Fagerholt P.O., Ewell G.E., Third harmonic testing, *Proc 15th Capacitor and Resistor Technology Symposium*, Copenhagen, 2001. pp. 221–31.
- [5] Dziedzic, A., Electrical and structural investigations in reliability characterisation of modern passives and passive integrated components, *Microelectronics Reliability*, Vol. 42, April–May 2002, pp.709–719
- [6] Kasukabe, S., Tanaka, M., Reliability Evaluation of Thick Film Resistors Through Measurement of Third Harmonic Index, *Electrocomponent Science and Technology*, Vol. 8, March-April 1981, pp. 167-174

- [7] Lund P., Zuverlässigkeitsuntersuchungen in Bauelementen durch Nichtlinearitätsmessungen, Radio Mentor Electronic, Vol. 33, März 1967, pp. 179-181, April 1967 pp. 263-265, ISSN 0033-7935
- [8] Sikula, J., Sedlakova, V., Dobis, P., Noise and Non- Linearity as Reliability Indicators of Electronic Devices, MIDEM Conference Proceedings 2003, pp. 213-221. ISSN: 0352- 9045.
- [9] Rysanek, V., Corsi, C., Damco, A., Nonlinearity Measurements Using Alternating Current, Electrocomponent Science and Technology, Vol. 5, February 1978, pp. 91-98
- [10] Component Linearity Test Equipment Type CLT1, Instruction manual, Radiometer a.g., Copenhagen, 1965
- [11] Third Harmonic Index Testers CLT10 and CLT20, www.danbridge.com
- [12] Papež, V., Non-linearity measurement of passive components by using of intermodulation distortion, XII.Didmattech'99, Nitra 2000, pp. 130-133
- [13] Mach, P., Papež, V., Bušek, D., Duraj, A., Equipment for Measurement of Nonlinearity of Nominally Linear Components , ISSE 2006, IEEE 2006, pp.384-387, WoS 000246825800075
- [14] Papež, V. - Papežová, S., Non-linearity Diagnostics of Nominally Linear Components, 12th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services 2015, Niš 2015, pp. 323-326, ISBN 978-1-4673-7515-3
- [15] Akiyama, J., Minowa, I., Kanno, M., Application of Two-Frequency Non-linearity Measuring to Contacts, Denshi Tsushin Gakkai Ronbunshi, Vol. 68-C, November 1985, pp. 917-924
- [16] Deats, B., Hartman, R., Measuring the Passive IM Performance of RF Cable Assemblies, Microwave & RF Journal, Vol. 36, March 1997, pp. 108–114.
- [17] D. Weinstein, D.: Passive Intermodulation Distortion in Connectors, Cable and Cable Assemblies.Amphentol Corporation Communication and Network Products: https://www.ieee.li/pdf/essay/passive_imd.pdf
- [18] Lui, P.L., Passive Intermodulation Interference in Communication Systems, Electron. Comm. Eng. J., Vol. 2, June 1990, pp. 109-118.
- [19] Henrie, J., Christianson, A., Chappell, W. J., Prediction of passive intermodulation distortion from coaxial connectors in microwave networks, IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech, Vol. 56, January 2008,pp. 209-216
- [20] Papež, V. - Bušek, D., Non-linearity measurement of low resistances, Applied Electronic 2010, pp. 249-252, ISBN 978-80-7043-865-7.

- [21] Papez, V., Papezova, S., Non-linearity Diagnostics for Conductive Adhesives, 17 Symposium Imeko TC4 and TC19, Kosice 2010, pp.314-319
- [22] Papez, V., Papezova, S., Analysis of the Signal Network Non-Linearity in a Metrological Laboratory, XIX IMEKO World Congress Lisbon 2009, pp.1463-1468, ISBN 978-963-88410-0-1
- [23] Papež, V. - Papežová, S.: Highly Pure Sine-Wave Signal Sources for ADC Testing, 15th IMEKO TC 4 International Symposium on Novelties in Electrical Measurements and Instrumentations, Iasi 2007, Vol. 1, p. 35-40. ISBN 978-973-667-261-3.
- [24] Papež, V. - Papežová, S.: Highly Pure Signal Generators, 9th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, Nis 2009, p. 526-529. ISBN 978-1-4244-4381-9
- [25] Papez V., Papezova S., Frequency filters with High Linearity Design and Used Devices, XIX. Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Maribor 2006, pp. 121-122, ISBN 83921340-1-X,
- [26] Papež, V. - Papežová, S.: Frequency Compensated High Power Matrix Resistor Network, 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, Beograd 2013, Vol. 2., pp. 497-500. ISBN 978-1-4799-0899-8.
- [27] Papež, V.: Vysokofrekvenční výkonový drátový rezistor, Patent ÚPV, 303041. 2012-03-07
- [28] Papež, V., Papežová, S., Power Wire-wound RF Resistor with High Linearity, 10th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting, Niš 2011, p. 601-604. ISBN 978-1-4577-2016-1.
- [29] Isabellenhutte Heusler GmbH : Zeranin 30, www.isabellenhuetten.de
- [30] Rosenberger AuroDur Oberflächenbeschichtung von Hochfrequenz-Koaxial-Steckverbindern:
http://www.rosenberger.de/0_documents/de/catalogs/ba_communication/AuroDur_DE_2007.pdf

Doc. Ing. Václav Papež, CSc

*24.10.1954 Praha

Vzdělání, pedagogické a vědecké hodnosti

- 1974-1979 ČVUT FEL, obor sdělovací technika, s vyznamenáním obhájena DP „Modulátor adaptivní delta modulace“
- 1980-1984 Interní aspirantura ČVUT FEL, obor radioelektronika, disertační práce „Číslicový přenos obrazového signálu“
- 1998 Habilitace ČVUT FEL, obor elektrotechnologie, habilitační práce „Komplexní permitivita v oblasti nízkých teplot a vysokých frekvencí“

Odborná a pedagogická praxe

- 1983-1984 vědecký pracovník ČSAV-UTIA
- 1984- 1999 ČVUT FEL, odborný asistent,
- 1999- dosud ČVUT FEL, docent na katedře elektrotechnologie
- 1990 3 měsíce Institut für Hochfrequenztechnik der Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen

Výuka

přednášející předmětů bakalářského (Výkonové součástky a technologie, Konstrukce elektronických obvodů), magisterského (Výroba elektrotechnických součástek, Průmyslová elektronika, Výkonové součástky v elektrotechnice) doktorského studia (Speciální metody stanovení jakosti součástek)

Základní zaměření vědecké a odborné činnosti

Základní zaměření:

Diagnostika elektronických součástek a materiálů na vysokých frekvencích, v rámci kterdy vytvořil výzkumnou skupinu “Součástky pro elektrotechniku“ zabývající se speciálními metodami měření parametrů a diagnostiky součástek.

Vědeckovýzkumná činnost:

- 2001-2003 vedoucí týmu grantu GAČR 102/01/1353 „Elektromagnetická kompatibilita spínaných zdrojů“
- 2005 - 2011 člen týmu grantu „Výzkum metod a systémů pro měření fyzikálních veličin a zpracování naměřených dat“ MSM-6840770015
- 2005 - 2011 člen týmu grantu „Diagnostika materiálů“ MSM6840770021
- 2014 člen týmu „Materiálový výzkum InovaSEED“, reg. č. CZ.1.05/3.1.00/14.0301
- 2012-2015 člen týmu výzkumného záměru „Program rozvoje metrologie“ č. VIII/1/12, VIII/1/13, III/17/14, III/17/15

Vybrané publikace

- Papež, V. - Hájek, J. - Kojcký, B.: Influence of surface states on the reverse and noise properties of silicon power diodes. *IET Circuits, Devices & Systems*. 2014, vol. 8, no. 3, art. no. 5, p. 213-220.
- Hájek, J. - Papež, V. - Kojcký, B.: Investigation of Flicker Noise in Silicon Diodes under Reverse Bias. *Microelectronics Reliability*. 2012, vol. 52, no. 3, p. 469-474.
- Podzemský, J. - Papež, V. - Urbánek, J. - Dušek, K.: Influence of Intermetallic Compounds on RF Resistance of Joints Soldered with Lead Free Alloys. *Radioengineering*. 2012, vol. 21, no. 2, p. 573-579.
- Papežová, S. - Papež, V.: An evaluation of the influence of a magnetic field on a human subject with the use of bio-impedance. *Journal of Physics: Conference Series*. 2010, vol. 2010, no. 200, p. 122007/1-122007/4.
- Papež, V. - Kojcký, B. - Šámal, D.: Reliability of Reverse Properties of Power Semiconductor Devices: Influence of Surface Dielectric Layer and its Experimental Verification. *Microelectronics Journal*. 2008, vol. 39, no. 6, p. 851-856.
- Kojcký, B. - Papež, V. - Šámal, D.: Conditions of Temperature and Time Instability Occurrence of Reverse-Biased Semiconductor Power Devices. *Microelectronics Journal*. 2006, vol. 2006, no. 37, p. 269-274.
- Papež, V.: Můstkový krystalový symetrický oscilátor. Patent ÚPV, patentový spis 301881. 2010-06-09.
- Papež, V.: Můstkový krystalový symetrický oscilátor. Patent ÚPV, patentový spis 303133. 2012-03-14.
- Papež, V.: Vysokofrekvenční výkonový drátový rezistor. Patent ÚPV, patentový spis 303041. 2012-01-26.
- Papež, V. - Hrzina, P.: Zařízení pro samočinné řízení a nastavování výkonových aktivních prvků, Patent ÚPV, patent. spis 303920. 2013-05-15.
- Papež, V.: Bezkontaktní indikátor elektrického výkonu procházejícího přívodní šňůrou. Patent ÚPV, patentový spis 303999. 2013-06-26.
- Papež, V.: Půdní mrazoměr. Patent ÚPV, patentový spis 304000. 2013-06-26.
- Papež, V.: Zařízení pro automatické testování výkonových kondenzátorů. Patent ÚPV, patentový spis 304363. 2014-02-12.
- Papež, V.: Kompenzovaná vysokofrekvenční zátěž. Patent ÚPV, patentový spis 304364. 2014-02-12.
- Papež, V.: Zařízení pro měření kapacity výkonových vysokonapětových polovodičových součástek. Patent ÚPV, patentový spis 305210. 2015-04-29
- Papež, V.: Zařízení pro testování řídicích transformátorů. Patent ÚPV, patentový spis 305577. 2015-11-04.