

Analiza neželjenih efekata u multi-frekvencijskim MIMO predajnicima

T. Bovan, M. Čabarkapa, N. Nešković,
M. Prokin, Đ. Budimir
Elektrotehnički fakultet,
Beograd, Srbija
cabmilan@etf.bg.ac.rs

Đ. Budimir
Wireless Communications Research Group,
University of Westminster,
London, UK
d.budimir@wmin.ac.uk

Sažetak— U ovom radu su analizirani neželjeni efekti koji nastaju usled nelinearnosti pojačavača snage u *dual-band* predajnicima kao jednom od najznačajnijih vrsta multi-frekvencijskih MIMO predajnika. Analiza je urađena korišćenjem 4G signala u oba frekvencijska opsega. Pokazano je da ako se sinhrono šalju dva 4G signala istih širina i istih srednjih snaga na različitim učestanostima, uticaj krosmodulacije je značajno veći nego uticaj intermodulacije. Zato se krosmodulacione komponente moraju obavezno uračunati prilikom modelovanja pojačavača i digitalne predistorzije signala radi potiskivanja neželjenih efekata izazvanih nelinearnošću pojačavača snage u 4G multi-frekvencijskim MIMO sistemima.

Gljučne riječi - 4G; intermodulacija; krosmodulacija; pojačavači snage; multi-frekvencijski MIMO predajnici.

I. UVOD

MIMO (*Multiple-input Multiple-output*) je tehnika koja poboljšava spektralnu efikasnost bežičnih sistema [1]. Drugim rečima, MIMO tehnika povećava brzinu prenosa podataka, pokrivenost, kao i pouzdanost u komunikaciji. Prelaskom sa SISO (*Single-input Single-output*) na MIMO komunikacione sisteme teorijski je moguće multiplicitirati kapacitet sistema, odnosno brzinu prenosa, onoliko puta koliko imamo izlaza iz MIMO sistema. Većina bežičnih sistema ozbiljno razmatra korišćenje MIMO-a. Funkcije MIMO-a prilagođene su aplikacijama koje zahtevaju veliku brzinu i podržavaju i prostorno i vremensko kodovanje, kao i prostorno multipleksiranje [1], [2]. Primenom MIMO transmisione šeme u LTE (*Long Term Evolution*) sistemima obezbeđuje se značajno povećanje kapaciteta kanala, pri tome koristeći isti propusni opseg (*Multi-branch* MIMO) ili zajednički hardver u RF delu (*Multi-frequency* MIMO). Usled povećanja broja predajnih i prijemnih antena u prostoru sistem doživljava poboljšanja koja se ogledaju kroz snagu, diversiti dobitak i mogućnost prostornog multipleksiranja. [3]. Predajni diversiti se zasniva na slanju istog signala sa različitih antena, pri tome ostvarujući pojačanje signala na prijemu, dok multipleksiranje omogućava slanje različitih tokova podataka signala sa dve ili više različitih antena, čime se postiže povećanje kapaciteta kanala. Međutim, MIMO tehnologija uvodi nekoliko izazova prilikom implementacije. To su problemi koji se odnose na generalni dizajn primopredajnika, kao što je linearnost predajnika, dinamički opseg prijemnika, nebalansiranost u mikserima i lokalnim oscilatorima, a takođe i problem

preslušavanja između višestrukih MIMO putanja u RF delu koji je jedan od najvećih problema [4].

Konvencionalna definicija MIMO sistema jeste da je to sistem sa više ulaza i više izlaza. Definicija se odnosi na topologiju bežične komunikacione mreže u kojoj se više moduliranih signala, razdvojenih u frekvencijskom ili prostornom domenu, istovremeno prenose kroz radio frekvencijski (RF) front-end kroz jednu ili više grana [5].

MIMO sistemi kod kojih su modulirani signali razdvojeni u prostornom domenu odgovaraju bežičnim topologijama sa više RF front-end-ova, pri čemu se sve grane istovremeno koriste za prenos signala. Ovakav tip MIMO sistema naziva se *Multi-branch* MIMO sistem [5].

MIMO sistemi kod kojih su modulirani signali razdvojeni u frekvencijskom domenu odgovaraju sistemima u kojima se više moduliranih signala na različitim učestanostima istovremeno šalju kroz zajedničku RF front-end granu. Ovakav tip MIMO sistema naziva se *Multi-frequency* MIMO sistem [5]. Tipičan primer *Multi-frequency* MIMO sistema su *dual-band* primopredajnici. Ovi primopredajnici poseduju dva nezavisna lanca u osnovnom opsegu i na predajnoj i na prijemnoj strani. Signali koji su kreirani u osnovnom opsegu se podižu na različite RF učestanosti, propuštaju kroz kombajner, zajednički pojačavač snage (*Dual-band* pojačavač) i zajedničku antenu. Drugim rečima, ovakav tip MIMO sistema koristi jednu RF front-end granu za prenos više signala razdvojenih u frekvencijskom domenu. [5].

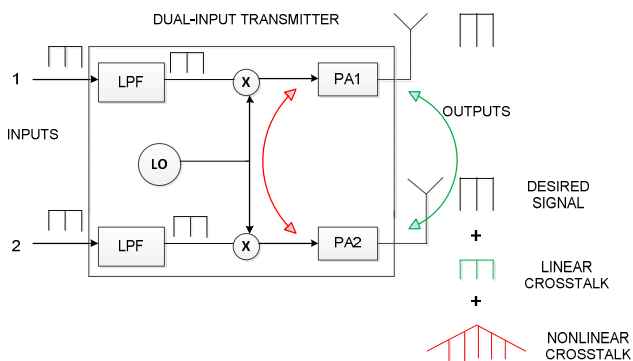
U ovom radu su detaljno opisane obe vrste MIMO predajnika i analizirani problemi koji se javljaju u njima. Posebno je analiziran, u zadnje vreme veoma popularan (i u nauci i u industriji), *dual-band* predajni lanac koji poseduje zajednički *dual-band* pojačavač snage. Standardna analiza distorzije u *dual-band* predajnicima kada se koriste samo tonski signali je proširena na analizu kada se koriste digitalno-modulirani 4G signali koji imaju kontinualan spektar.

II. DISTORZIJA U MIMO PREDAJNICIMA

A. Distorzija u *Multi-branch* MIMO predajnicima

Kako bi došlo do povećanja brzine prenosa podataka bez dodatnog širenja spektra, *Multi-branch* MIMO topologija se suočava sa mnogim izazovima prilikom implementacije koji se mogu podeliti u dve grupe. Prva grupa su problemi vezani za

opšti dizajn primopredajnika, kao što su linearnost predajnika, dinamički opseg prijemnika, neuravnoteženost i curenje u mešačima, i nije vezana konkretno za MIMO sisteme. Na predajnoj strani 2x2 *multi-branch* MIMO sistema prikazanog na Slici 1 imamo dva nezavisna RF lanca uključujući i pojačavače snage - PA (eng. *Power amplifier*). PA generalno ima nelinearne karakteristike, koje nas dovode do dva najveća problema: jedan je širenje spektra, a drugi je distorzija signala u opsegu od interesa. Ovo može dovesti do interkanalne interferencije, odnosno može degradirati kvalitet signala na izlazu iz prijemnika i samim tim *bit error rate* (BER) performanse na prijemnoj strani.



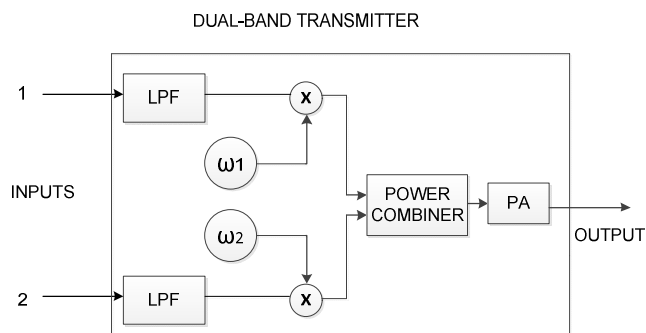
Slika 1. Bežični predajnik sa dve grane za 2x2 MIMO sistem

Međutim, kako bismo redukovali veličinu primopredajnika, danas se pribegava implementaciji kompletnog *multi-branch* MIMO primopredajnika na istom čipsetu. U tom slučaju nema nezavisnih putanja signala u *multi-branch* MIMO primopredajniku i preslušavanje (*crosstalk*) između njih je neizbežno, što je upravo jedan od glavnih problema. Ovaj problem spada u drugu grupu problema koji su specifični za MIMO primopredajnike. Preslušavanje je posledica interferencije signala sa dva ili više izvora. Uzimajući u obzir činjenicu da signali na različitim putanjama koriste istu frekvenciju i imaju jednake snage prenosa, više je verovatno da se preslušavanje javi između putanja [1], [6]. Uticaj preslušavanja mnogo više dolazi do izražaja prilikom dizajna integrisanih kola, posebno kada je jako vazno da budu malih dimenzija. Kao što je prikazano na Slici 1, preslušavanje u MIMO primopredajnicima se može podeliti na linearno i nelinearno. Ono se smatra linearnim kada se efekat na izlazu iz predajnika (na anteni) može modelovati kao linearna funkcija interferencije i željenog signala. Drugim rečima, signal zahvaćen linearnim preslušavanjem ne prolazi kroz nelinearne komponente. Suprotno, nelinearno preslušavanje utiče na signal pre nego što biva propušten kroz nelinearne komponente. Obzirom da je pojačavač snage glavni izvor nelinearnosti, preslušavanje koji se desi u predajnom delu pre pojačavača je glavni izvor nelinearnog preslušavanja, dok se preslušavanje koji je posledica antene smatra linearnim. Ove dve vrste preslušavanja ozbiljno pogoršavaju kvalitet signala na izlazu iz predajnika [1], [6], [7]. Linearno preslušavanje može lako biti ublaženo na prijemnoj strani korišćenjem algoritma inverzije matrica [1], [7]. Nelinearno preslušavanje je mnogo veći

problem i o njemu se mora ozbiljno voditi računa prilikom dizajniranja digitalne predistorzije signala [1], [7], jer će u suprotnom performanse na izlazu biti ozbiljno degradirane.

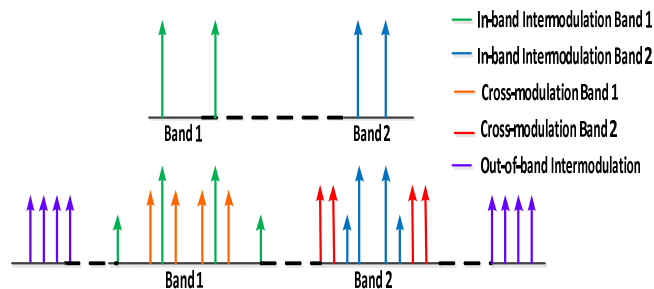
B. Distorzija u Multi-frequency MIMO predajnicima

Nelinearno ponašanje je mnogo lakše uočljivo u multi-frekvencijskim MIMO sistemima. Posmatrajući *dual-band* predajnik koji je prikazan na Slici 2, vidimo da se dva signala modulirana na različitoj frekvenciji prenose istovremeno.



Slika 2. Blok dijagram *dual-band* predajnika

Ovde se produkti distorzije na izlazu iz predajnika mogu podeliti u tri najveće grupe [8]. Slika 3 ilustruje ova tri tipa neželjenih modulacionih produkata u *dual-band* predajniku koji je pobuđen dvotonskim signalom u svakom od opsega.



Slika 3. Spektar snage signala na a) ulazu i b) izlazu iz *dual-band* predajnika

Prva grupa, su takozvani *in-band* intermodulacioni produkti oko svakog pojedinačnog frekvencijskog nosioca. Oni nastaju usled kombinovanja između tonova unutar svakog opsega. Ovaj efekat je sličan onome što se dešava u slučaju klasičnog *single-band* predajnika. Druga grupa, koja uključuje krosmodulacione produkte pojavljuje se unutar istog frekvencijskog opsega od interesa kao *in-band* intermodulacija. Ova distorzija je posledica interakcije između signala u oba frekvencijska opsega. Konačno, poslednja grupa su takozvani *out-of-band* intermodulacioni produkti između dva signala u oba frekvencijska opsega. Oni su locirani daleko od nižeg i višeg frekvencijskog opsega od interesa. Ova distorzija može biti lako isfiltrirana. *In-band* intermodulacija i krosmodulacija moraju

biti kompenzovane, tj. eliminisane. Prilikom korišćenja konvencionalnih digitalnih predistorzionih tehnika za kompenzaciju *in-band* intermodulacione i krosmodulacije javljaju se određeni problemi. Korišćenje jednog digitalnog predistordera za kompenzaciju kompletne distorzije zahteva da se obuhvati ceo *dual-band* spektar signala na izlazu nelinearnog *dual-band* ili širokopojasnog PA. Usko grlo ovog prisupa je limitiran broj odbiraka analogno-digitalnog konvertora (ADC) i digitalno-analognog konvertora (DAC), posebno kada je frekvencijski razmak između opsega veliki. Dodatno, korišćenje dva nezavisna konvencionalna bloka za digitalnu predistorziju na svakom frekvencijskom nosiocu takođe nije adekvatna obzirom da u tom slučaju nije uzet u obzir efekat krosmodulacije [8].

III. MODELOVANJE DUAL-BAND PREDAJNIKA

U ovom radu, nelinearno ponašanje PA je modelovano polinomskim izrazom u oba frekvencijska opsega *dual-band* predajnika:

$$V_{OUT}^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^N g_k^{(1)} V_{IN}^k(t) \quad (1)$$

$$V_{OUT}^{(2)}(t) = \sum_{k=1}^N g_k^{(2)} V_{IN}^k(t) \quad (2)$$

gde je $V_{IN}(t)$ ulazni signal u pojačavač, a $g_k^{(1)}$ i $g_k^{(2)}$ su koeficijenti polinomske funkcije N -tog reda u svakom opsegu. Ulazni signal pojačavača može se predstaviti kao suma digitalno moduliranih signal u svakom opsegu:

$$V_{IN}(t) = V_{IN}^{(1)}(t) + V_{IN}^{(2)}(t) = V_{S1}(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_1(t)) + V_{S2}(t) \cos(\omega_2 t + \varphi_2(t)) \quad (3)$$

Za ove digitalno modulirane signale sa promenljivim amplitudama $V_{S1}(t)$ i $V_{S2}(t)$ i promenljivim fazama $\varphi_1(t)$ i $\varphi_2(t)$, ulazni signal može biti predstavljen koristeći fazne komponente $I_1(t)$ i $I_2(t)$ i kvadrature komponente $Q_1(t)$ i $Q_2(t)$ na sledeći način:

$$V_{IN}(t) = \underbrace{V_1(I_1(t) \cos \omega_1 t - Q_1(t) \sin \omega_1 t)}_x + \underbrace{V_2(I_2(t) \cos \omega_2 t - Q_2(t) \sin \omega_2 t)}_y \quad (4)$$

gde su srednje vrednosti amplituda $V_1 = \sqrt{\overline{V_{S1}^2(t)}}$, $V_2 = \sqrt{\overline{V_{S2}^2(t)}}$, i $\overline{I_1(t)^2 + Q_1(t)^2} = 1$, $\overline{I_2(t)^2 + Q_2(t)^2} = 1$.

Kompletan signal na izlazu se dobija ubacivanjem jednačine (4) u (1) i (2) i primenom binomne formule i trigonometrijskih transformacija. Može se zapisati kao suma $\cos(i\omega_1 \pm j\omega_2)t$ gde su $i, j = 0, 1, 2, \dots$. Članovi koji sadrže $\cos(\omega_1 t)$ i $\cos(\omega_2 t)$ su neželjene komponente u opsezima od interesa. Za ostale komponente se smatra da su daleko od opsega od interesa, i stoga se mogu lako isfiltrirati. Analitička forma opasnih distorzionih komponenti koje sadrže $\cos(\omega_1 t)$ i $\cos(\omega_2 t)$, a koje izaziva nelinearnost pojačavača snage je prikazana u Tabeli I. Kao što možemo videti, analiza neželjenih produkata distorzije u slučaju dva digitalno modulirana signala je mnogo

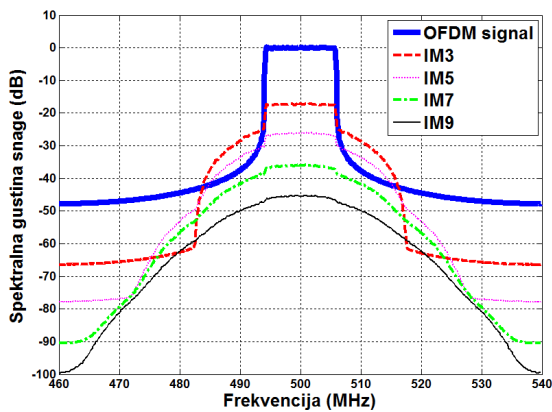
kompleksnija od dvotonske analize koju smo predstavili u drugom poglavlju. Uticaj svake distorzionne komponente u opsegu od interesa i u susjednim kanalima može se odrediti korišćenjem analize u frekvencijskom domenu čiji će rezultati biti predstavljeni u poglavlju koje sledi.

TABELA I. Analitička forma IM i CM komponenti

Neželjena komponenta	Analitička forma
$IM_3^{(1)}$	$\frac{3}{4} g_3^{(1)} V_1^2 (I_1^2 + Q_1^2) V_{IN}^{(1)}(t)$
$IM_3^{(2)}$	$\frac{3}{4} g_3^{(2)} V_2^2 (I_2^2 + Q_2^2) V_{IN}^{(2)}(t)$
$CM_{31}^{(1)}$	$\frac{3}{2} g_3^{(1)} V_2^2 (I_2^2 + Q_2^2) V_{IN}^{(1)}(t)$
$CM_{31}^{(2)}$	$\frac{3}{2} g_3^{(2)} V_1^2 (I_1^2 + Q_1^2) V_{IN}^{(2)}(t)$
$IM_5^{(1)}$	$\frac{5}{8} g_5^{(1)} V_1^4 (I_1^2 + Q_1^2)^2 V_{IN}^{(1)}(t)$
$IM_5^{(2)}$	$\frac{5}{8} g_5^{(2)} V_2^4 (I_2^2 + Q_2^2)^2 V_{IN}^{(2)}(t)$
$CM_{51}^{(1)}$	$\frac{15}{4} g_5^{(1)} V_1^2 V_2^2 (I_1^2 + Q_1^2) (I_2^2 + Q_2^2) V_{IN}^{(1)}(t)$
$CM_{52}^{(1)}$	$\frac{15}{8} g_5^{(1)} V_2^4 (I_2^2 + Q_2^2)^2 V_{IN}^{(1)}(t)$
$CM_{51}^{(2)}$	$\frac{15}{4} g_5^{(2)} V_1^2 V_2^2 (I_1^2 + Q_1^2) (I_2^2 + Q_2^2) V_{IN}^{(2)}(t)$
$CM_{52}^{(2)}$	$\frac{15}{8} g_5^{(2)} V_1^4 (I_1^2 + Q_1^2)^2 V_{IN}^{(2)}(t)$
$IM_7^{(1)}$	$\frac{35}{64} g_7^{(1)} V_1^6 (I_1^2 + Q_1^2)^3 V_{IN}^{(1)}(t)$
$IM_7^{(2)}$	$\frac{35}{64} g_7^{(2)} V_2^6 (I_2^2 + Q_2^2)^3 V_{IN}^{(2)}(t)$
$IM_9^{(1)}$	$\frac{63}{128} g_9^{(1)} V_1^8 (I_1^2 + Q_1^2)^4 V_{IN}^{(1)}(t)$
$IM_9^{(2)}$	$\frac{63}{128} g_9^{(2)} V_2^8 (I_2^2 + Q_2^2)^4 V_{IN}^{(2)}(t)$

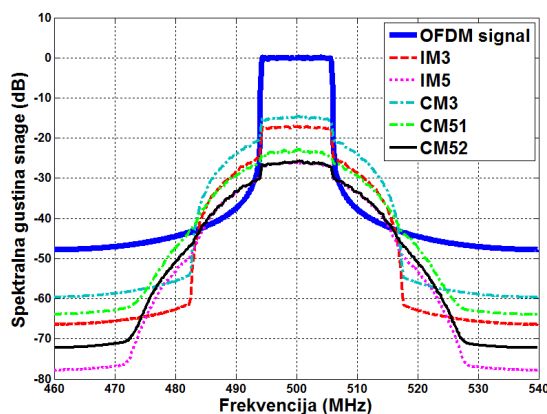
IV. REZULTATI

U ovom radu korišćen je ZFL-500 pojačavač snage i izvršeno je modelovanje koeficijenata njegovog polinomijalnog modela na 400 MHz i 500 MHz u skladu sa aparaturom opisanom u radu [9]. Kao što smo prethodno pomenuli, analiza neželjenih produkata distorzije u slučaju dva digitalno modulirana signala je mnogo kompleksnija u odnosu na analizu sa tonskim signalima. Prvo, izračunaćemo uticaj svake od neželjenih komponenti kada imamo običan SISO predajnik. Na Slici 4 prikazan je spektar signala zajedno sa spektrima neželjenih intermodulacionih komponente kada se 4G signal koji je 20 MHz širok (1200 podnosilaca i 2048 FFT) propusti kroz ZFL-500 PA na 500 MHz. U ovom slučaju imamo samo intermodulacione komponente. Možemo primetiti da snaga intermodulacionih komponenti opada, dok njihova spektralna širina raste sa redom komponente. Da razjasnimo, izlaz pojačavača u frekvencijskom domenu se može estimirati kao zbir linearno pojačanog korisnog signala i svih neželjenih intermodulacionih komponenti.



Slika 4. Spektar 4G signala zajedno sa estimiranim intermodulacionim komponentama na izlazu iz pojačavača

U drugom slučaju sinhrono šaljem kroz ZFL-500 pojačavač 20 MHz široke 4G signale na nosećim frekvencijama od 400 MHz i 500 MHz. Poređenja radi, izračunavamo spektralnu gustinu snage intermodulacionih i krosmodulacionih komponenta distorzije trećeg i petog reda iz Tabele I na izlazu iz pojačavača na učestanosti 500 MHz. Poređenje spektralne gustine snage željenog signala i spektralnih gustina neželjenih intermodulacionih i krosmodulacionih prikazano je na Slici 5.



Slika 5. Poređenje spektralnih gustina intermodulacionih i krosmodulacionih komponenti

Možemo da primetimo da krosmodulacione komponente trećeg i petog reda imaju veći uticaj na ukupan frekvencijski odziv na izlazu iz pojačavača od intermodulacionih komponenti istog reda. Ovo nam sugerira da ako hoćemo da potisnemo distorziju signala u opsegu od interesa, ali i u susjednim kanalima, obavezno moramo uračunati uticaj krosmodulacije koji je rezultat interakcije između dva signala koji se sinhrono šalju kroz isti pojačavač *dual-band* predajnika.

V. ZAKLJUČAK

U ovom radu prezentovana je analiza uticaja nelinearnog pojačavača snage u 4G multi-frekvencijskom MIMO predajniku. Ova analiza je urađena na primeru *dual-band*

predajnika za slučaj kada se sinhrono šalju dva potpuno ista signala na različitim učestanostima. Pokazalo se da je na ukupan odziv na izlazu iz pojačavača uticaj krosmodulacije čak i veći od uticaja intermodulacije. Zato se krosmodulacija obavezno mora uračunati prilikom modelovanja pojačavača i digitalne predistorzije signala kojom se žele potisnuti neželjeni efekti na izlazu iz pojačavača. Ova analiza može biti od velike koristi za pojednostavljenje dizajna digitalnog predistortera za svaki opsega *dual-band* predajnika.

LITERATURA

- [1] S.A Bassam, M. Helaoui, and F.M. Ghannouchi, "Crossover Digital Predistorter for the Compensation of Crosstalk and Nonlinearity in MIMO Transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.57, no.5, pp.1119-1128, May 2009.
- [2] A. Mohammadi and F. M. Ghannouchi, "RF Transceiver Design for MIMO Wireless Communications." Springer, 2012..
- [3] S.A Bassam, M. Helaoui, S. Boumaiza, F.M. Ghannouchi, "Experimental study of the effects of RF front-end imperfection on MIMO transmitter performance," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp.1187-1190, 15-20 June 2008.
- [4] Bassam, S.A.; Helaoui, M.; Ghannouchi, F.M.; , "Crossover Digital Predistorter for the Compensation of Crosstalk and Nonlinearity in MIMO Transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.57, no.5, pp.1119-1128, May 2009
- [5] S. A. Bassam, F. M. Ghannouchi and M. Helaoui, "Multi-Cell Processing Architectures for Modeling and Impairment Compensation in Multi-Input Multi-output Systems," US Patent Application 12/780/455, filed 14 May 2010.
- [6] S. A. Bassam, M. Helaoui, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Experimental study of the effects of RF front-end imperfection on the MIMO transmitter performance," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 1187-1190.
- [7] M. Cabarkapa, M. Bozic, N. Neskovic, A. Neskovic and D. Budimir, "Compensation of Undesired Effects in MIMO Wireless Transceivers", *IEEE Inter. Symp. on Antennas&Propagation (APS2012)*, pp. 1-2, July 8 14, 2012, Chicago, Illinois, USA.
- [8] S. A. Bassam, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "2-D digital predistortion (2-D-DPD) architecture for concurrent dual-band transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 10, pp. 2547-2553, Oct. 2011.
- [9] M. Cabarkapa, N. Neskovic, A. Neskovic, and D. Budimir, "Adaptive nonlinearity compensation technique for 4G wireless transmitters," *Electron. Lett.*, vol.48, no.20, pp.1308-1309, Sept. 2012.

ABSTRACT

Unwanted effects caused by power amplifier nonlinearity are analysed in dual-band transmitter which is one of main types of multi-frequency MIMO transmitters. The analysis was obtained by using 4G signals in both frequency band of dual-band transmitter. It has been demonstrated that if we send two 4G signals with the same power and similar occupied bandwidth at different carrier frequencies, an impact of cross-modulations are even higher than an impact of intermodulations. Therefore, the cross-modulations influence is critically important and must be incorporated in power amplifier behaviour and digital predistortion modelling having an objective to suppress distortion in 4G multi-frequency MIMO transmitters.

Unwanted effects analysis in multi-frequency MIMO transmitters

T. Bovan, M. Cabarkapa, N. Neskovic, M. Prokin, D. Budimir