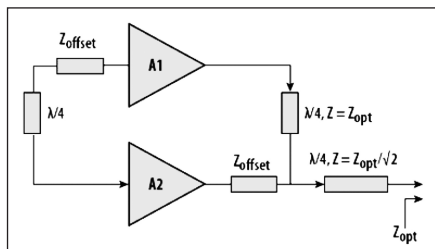


Výkonový vf zesilovač Doherty se zvýšenou účinností pro 144 MHz

ING. TOMÁŠ KAVALÍR, OK1GTH, kavalir.t@seznam.cz

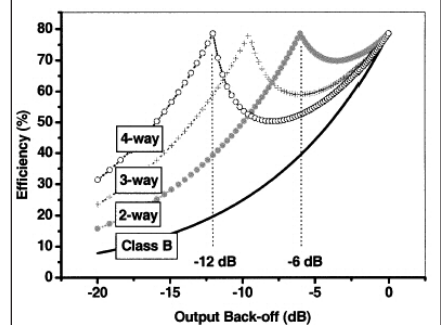
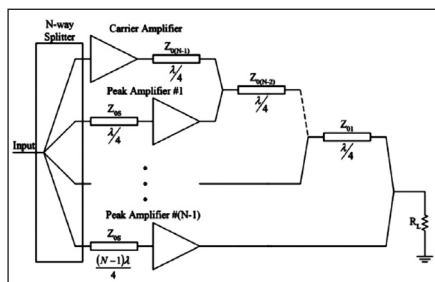
Uvedený článek je svojí koncepcí odlišný od mých předchozích článků, které se zabývaly návrhem a zároveň praktickou realizací výkonových tranzistorových zesilovačů s poměrně detailním popisem. Tento článek je více teoreticky zaměřený a spíše se snaží ukázat na jednu z možných cest, jakým způsobem je možné realizovat zesilovače se zvýšenou účinností v režimu středního vybuzení (ideální pro SSB). Podobným způsobem je možné realizovat i zesilovače výkonnější než uvedené cca 300 W. Nevýhodou je, že toto koncepční řešení je možné aplikovat jen pro zesilovače úzkopásmové (jednopásmové), především v oblasti VKV a UKV.

Nevýhodou klasických lineárních zesilovačů, pracujících zpravidla ve třídách AB-B, je jejich nižší energetická účinnost v režimu středního vybuzení. V oblasti maximálního výkonu je možné se podle úhlu otevření přiblížit zhruba hranici 70 % v oblasti spodních VKV pásem, ale toto platí jen pro maximální výstupní výkon. Čím nižší výstupní výkon z teoreticky dosažitelné hranice jmenovitého výkonu budeme uvažovat, tím nám bude klesat dosažitelná pracovní účinnost.



Obr. 1 – Principiální schéma zesilovače konfigurace Doherty (převzato z [2]).

Toto je nejmarkantnější právě u modulační typu SSB, kdy střední hodnota výkonu obálky modulační je výrazně nižší než maximální výkon obálky ve špičkách. Při použití klasické koncepce výkonového zesilovače se tak v režimu středního vybuzení nebudeme pohybovat na hranici maximální dosažitelné účinnosti, ale někde níže na horších hodnotách úměrných stupni komprese modulační. To pak sebou nese následky v podobě nutnosti používání lépe

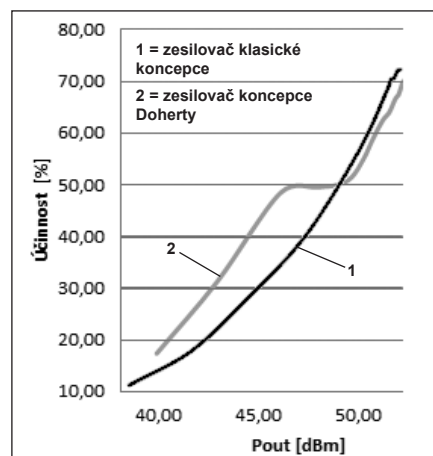


Obr. 2 – Příklad víceúrovňového Doherty zesilovače a ukázka navýšení účinnosti pro různý počet stupňů (převzato z [2]).

dimenzovaných zdrojů a větších chladicích ploch pro chlazení aktivních součástek, což má za následek vyšší finanční náročnost konstrukce. Nezanedbatelným negativem je i vyšší energetická spotřeba takového zesilovače.

Jednou z možných cest, jak tyto negativní vlastnosti klasické koncepce lineárního zesilovače zmírnit, je například aplikace tzv. Doherty principu. Využití tohoto principu pro oblast vyšších kmitočtů je pro jeho výhodné vlastnosti v profesionální sféře poměrně časté, ale pro relativně nízké kmitočty (144 MHz) se jedná o jednu z prvních realizací podložených praktickým výstupem, na kterém byla provedena potřebná měření z důvodu možnosti porovnání s klasickou topologií. První vlašťovky se již začínají objevovat, příkladem budiž například zesilovač řady BlueLine ECO750 od firmy SSB electronics.

Zesilovač koncepce Doherty je pojmenován podle Williama H. Dohertyho z Bellových laboratoří. Zesilovač této koncepce se používá v systémech se zvýšenou účinností v režimu středního vybuzení a v nejjednodušším případě je založený na principu dvou výkonových zesilovačů, kdy jeden pracuje v lineární třídě AB („Carrier“) a druhý pracuje ve špičkové tří-

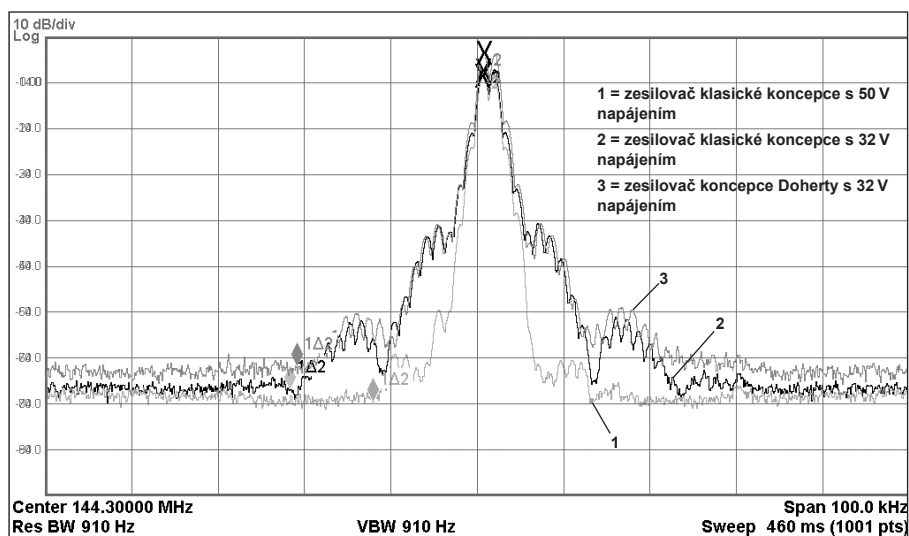


Obr. 3 – Graf porovnání dosažitelné účinnosti Doherty zesilovače a zesilovače klasické koncepce.

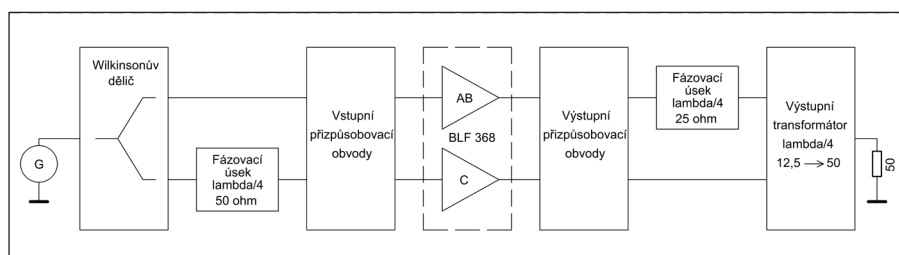
dě C („Peak“). Vstupní signál pro špičkový zesilovač je fázově posunut o λ/4 a na výstupní straně je naopak signál z lineárního zesilovače posunut o λ/4. Složením obou signálů je patrný nárůst dosažitelné účinnosti v porovnání s klasickou lineární pracovní třídou v režimu středního vybuzení.

Tento princip byl znám již v roce 1936, avšak svého rozšíření se dočkal až v poslední době s nástupem digitálních technologií (WIMAX, WLAN, CDMA, DVB-T atd.). Jeho výhodou je především zvýšení dosažitelné účinnosti, nízké nelineární zkreslení, relativně snadná realizovatelnost především v GHz pásmech. Nevýhodou tohoto řešení je snížení zisk (s tím související potřeba vyšších budících výkonů) a malá šířka pásma.

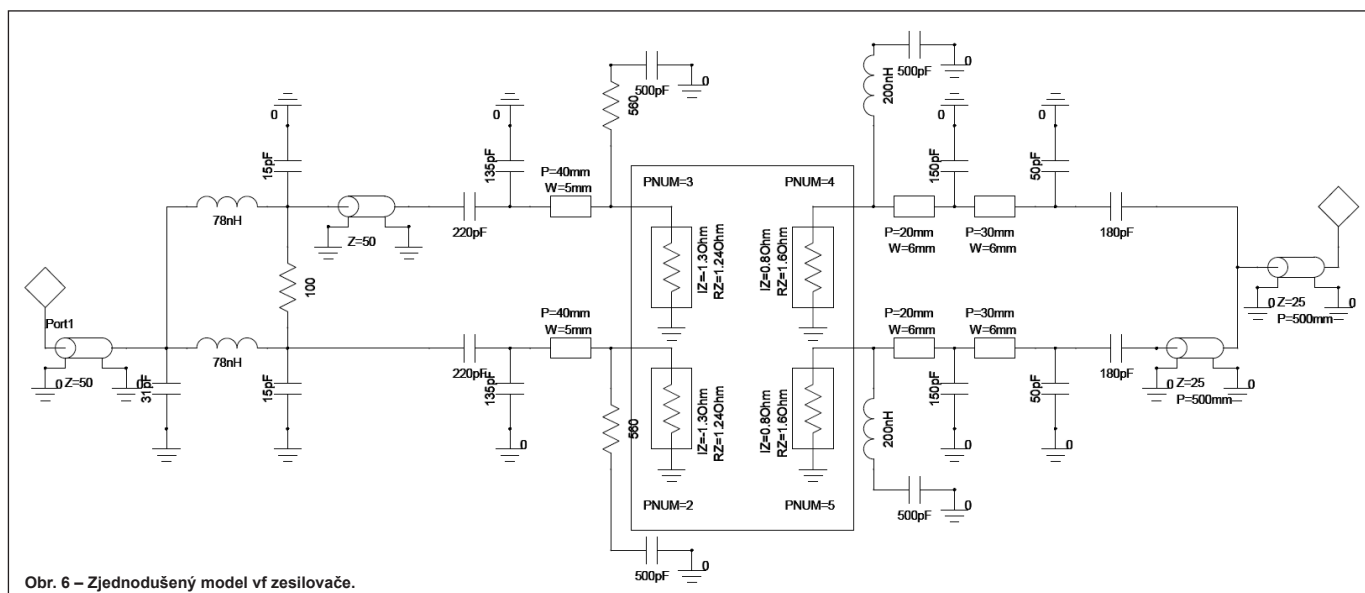
Modifikací základního zapojení je možné realizovat tzv. „vícestupňové Doherty zesilovače“, kdy je možné získat vyšší účinnost pro více úrovní výstupního výkonu. Tyto moderní systémy jsou teprve na svém počátku a masově využití především u výkonových aplikací



Obr. 4 – Průběh poklesu směrnice trendu IMD produktů pro různé koncepce LDMOS zesilovače.



Obr. 5 – Blokové schéma LDMOS zesilovače Doherty.



Obr. 6 – Zjednodušený model vf zesilovače.

(zesilovače pro DVB-T, DAB atd.) se dá očekávat v blízké budoucnosti.

Zjednodušený popis zapojení

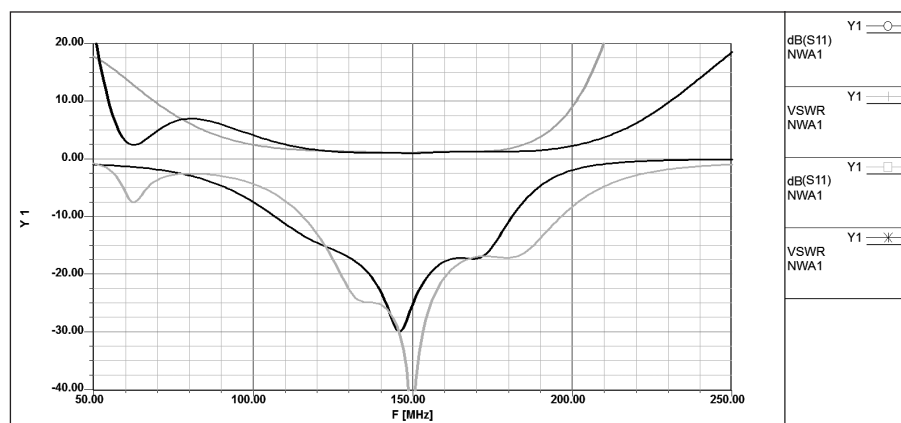
U popisovaného řešení Doherty zesilovače

bylo nutné vzhledem k relativně nízké vlnové délce ($\lambda = 2 \text{ m}$) použít kompromisní řešení. Přizpůsobovací vstupně-výstupní obvody jsou tvořeny mikropáskovými vedeními, které byly navrženy metodou „Low Q matching“ za pomoci Smithova diagramu, a fázovací úseky byly řešeny pomocí koaxiálních $\lambda/4$ vedení tvořených

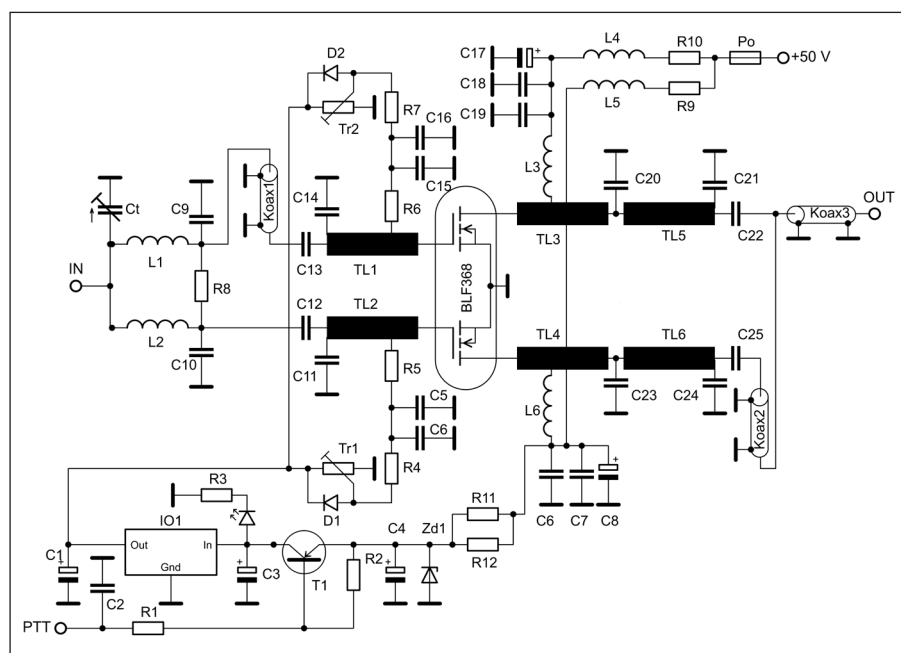
mi úseky vedení o vlnové impedanci 50 a 25 Ω .

Na vstupu je pro rozdělení signálu použit Wilkinsonův dělič s izolovanými porty, který rozdělí budicí signál na dva identické vzorky s malou fázovou chybou. Na výstupu je zapojen čtvrtvlnný transformátor impedance, tvořený úsekem koaxiálního vedení 25 Ω , který transformuje impedanci z 12,5 na 50 Ω .

V konstrukci bylo s výhodou použito tranzistoru BLF368 v pouzdrě pro dvojčinné zapojení, kdy je zaručena přesná shoda parametrů obou LDMOS tranzistorů.



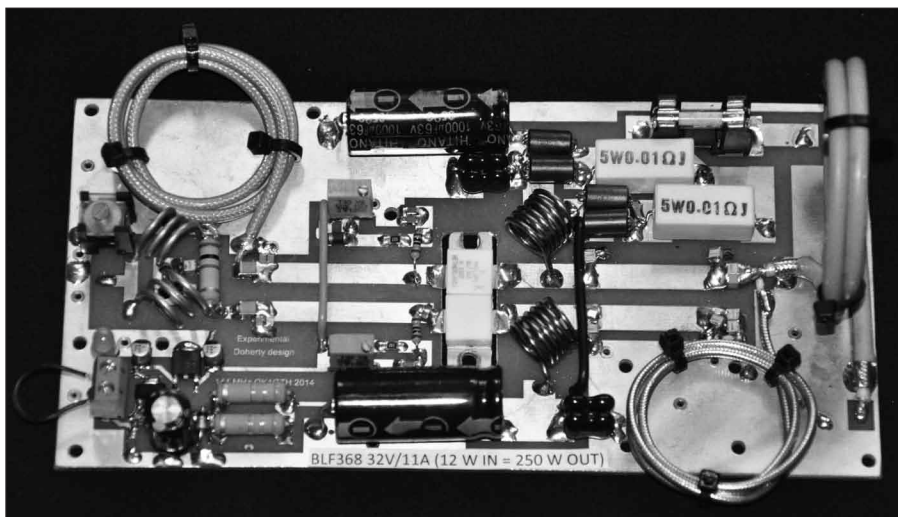
Obr. 7 – Výsledky simulace vstupního, výstupního činitele přizpůsobení, dále parametru S11 a S22.



Obr. 8 – Elektrické schéma zapojení vf části experimentálního zesilovače s ovládáním PTT.

Seznam součástek

R1, R2	5k6 SMD 1209
R3, R4, R7	1k SMD 1209
R5, R6	560/0,5 W
R8	100/1 W
R6, R7, R14	1k SMD 1209
R11, R12	4k7/2 W
R10, R9	0,01/5 W
C1, C3	1 uF/50 V SMD
C2, C6, C16	10n/50 V SMD 1209
C4	470 uF/35 V
C8, C17	1000 uF/63 V
C6, C7, C18, C19	MICA 390/500 V
C5, C15	100n/50 V SMD 1209
C10, C9	15 pF ATC 100B
C12, C13	220 pF/1 kV MLCC
C11, C14	135 pF – složeno ze MLCC/1 kV
C20, C23	150 pF – složeno ze ATC100B
C21, C24	50 pF ATC100B
C22, C25	180 pF – složeno ze ATC100B
Ct	10–50 pF/250 V
Po	Pojistka 16 A/T
Zd1	Zenerova dioda 12 V/1,3 W
Led	nízkopříkonová LED
IO1	78M05 DPACK
T1	BCP52-16 SMD
Tr1, Tr2	50k – víceotáčkový trimr
D1, D2	1N4007 SMD
Tranzistor	BLF368
Koax1	50 Ω RG316 délky 350 mm
Koax2	25 Ω coax PTFE délky 350 mm
Koax3	25 Ω coax 4,2 mm PTFE délky 350 mm
TL1, TL2	40 x 5 mm mikropásek
TL3, TL4	20 x 6 mm mikropásek
TL5, TL6	30 x 6 mm mikropásek
L4, L5	TLumivka 06H-75
L1, L2	3 závitů na průměru 9 mm
L3, L6	6 závitů na průměru 10 mm
DPS	GTH Doherty 2014 90 x 180 mm



Obr. 9 – Osazená deska experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.

Měření na zesilovači koncepce Doherty

Při měření bylo použito stejné metodiky jako při měření předcházejících zesilovačů a je tak možné přímé porovnání dosažitelných parametrů různých topologií.

Z hlediska směrnice trendu poklesu IMD produktů o 70 dB vůči nosné je patrné, že zesilovač vykazuje prakticky identické výsledky jako zesilovač klasické topologie s 32 V napájením.

Z hlediska harmonického zkreslení, opět

50 V a Doherty 32 V) z hlediska směrnice trendu poklesu IMD produktů a výsledky jsou zobrazeny v grafu na obr. 4.

Klídkové proudy u klasické koncepce byly zvoleny 2x 300 mA pro obě hladiny napájení a pro koncepci Doherty bylo zvoleno pro lineární zesilovač 300 mA a pro špičkový zesilovač bylo nastaveno 5 mA. Průběh 1 značí zesilovač s 50 V hladinou napájení, průběh 2 zobrazuje zesilovač klasické koncepce s 32 V napájením a průběh 3 zobrazuje zesilovač koncepce Doherty s 32 V napájením.

Přesný výrobní a konstrukční popis zapoje-

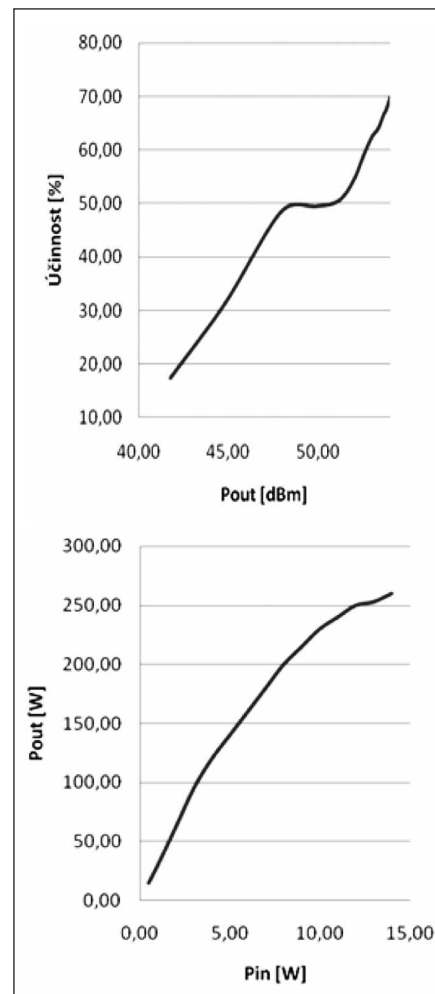
ní zesilovače se zvýšenou účinností v režimu středního vybuzení není v tomto článku uveden a jedná se tak spíše o ukázkou možného provedení, které může být námětem pro hledání inspirace pro konstruktéry v oblasti vř výkonové radiotechniky.

Měření na experimentální Doherty zesilovači pro 144 MHz s BLF 368

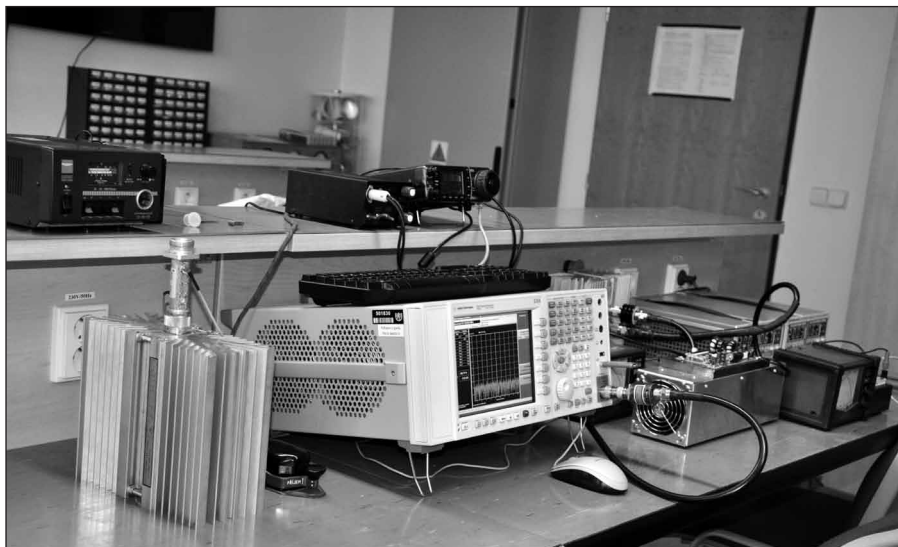
Bylo provedeno následující měření:

1. Maximální dosažitelný výkon

280 W při trvalé nosné (key-down režim) při 16 W buzení. Viz tabulka 1.



Obr. 11 – Závislost účinnosti na výstupním výkonu a výstupního versus vstupního výkonu.



Obr. 10 – Ukázka měřicího pracoviště.

díky dobrým filtračním schopnostem navrženého výstupního přizpůsobení za použití mikropáskových vedení, vykazuje tento zesilovač nízké hodnoty THD zkreslení a na výstup stačí umístit maximálně jen jednoduchou dolní propust pro dodatečné potlačení vzniklých harmonických produktů (pokud je potřeba).

Při měření dosažitelné účinnosti (obr. 3) je patrný znatelný nárůst v oblasti středního vybuzení, kdy je možné zaznamenat až 10-15 % navýšení oproti klasickému řešení. Průběh 1 značí závislost dosažitelné účinnosti na výstupním výkonu u zesilovače klasické koncepce s BLF368 a průběh 2 zobrazuje závislost účinnosti na výstupním výkonu u experimentálního zesilovače konceptu Doherty.

Následně byly porovnány vlastnosti všech tří úzkopásmových zesilovačů (32 V,

Tabulka 1 – Měření maximálního dosažitelného výkonu

Pin [W]	Pin [dBm]	Pout [W]	Pout [dBm]	Id [A]	Ucc [V]	Příkon [W]	Účinnost [%]	Zisk [dB]
0,50	26,99	15,00	41,76	2,70	32,00	86,40	17,36	14,77
1,00	30,00	30,00	44,77	3,00	32,00	96,00	31,25	14,77
2,00	33,01	62,00	47,92	4,00	32,00	128,00	48,44	14,91
3,00	34,77	95,00	49,78	6,00	32,00	192,00	49,48	15,01
4,00	36,02	120,00	50,79	7,50	32,00	240,00	50,00	14,77
5,00	36,99	140,00	51,46	8,50	32,00	272,00	51,47	14,47
6,00	37,78	160,00	52,04	9,10	32,00	291,20	54,95	14,26
7,00	38,45	180,00	52,55	9,50	32,00	304,00	59,21	14,10
8,00	39,03	200,00	53,01	10,00	32,00	320,00	62,50	13,98
9,00	39,54	215,00	53,32	10,50	32,00	336,00	63,99	13,78
10,00	40,00	230,00	53,62	10,80	32,00	345,60	66,55	13,62
11,00	40,41	240,00	53,80	11,10	32,00	355,20	67,57	13,39
12,00	40,79	250,00	53,98	11,20	32,00	358,40	69,75	13,19
13,00	41,14	253,00	54,03	11,30	32,00	361,60	69,97	12,89
14,00	41,46	260,00	54,15	11,50	32,00	368,00	70,65	12,69

2. Bod 1 dB komprese zisku

Komprese zisku nastává přibližně při výkonu 230 W.

3. Měření harmonického zkreslení THD:

Celkové harmonické zkreslení při výstupním výkonu 250 W = 0,28 % (bez výstupního filtru). Viz obrázek 12.

Nosná 250 W [dB]	2. harm. [dB]	3. harm. [dB]	4. harm. [dB]
0	-54	-62	-76

4. Měření intermodulačního (IMD) zkreslení dvojtónovou zkouškou (odstup dvou kmitočtů 2,4 kHz):

Jako budič byla použita radiostanice IC-7000 buzená na cca 12 W, výstupní výkon PA nastaven na 250 W. Bylo naměřeno:

- IMD3 = 28 dBc a IMD5 = 38 dBc
- šířka pásma pro potlačení intermodulačních produktů o 70 dB je ± 25 kHz

Viz obrázek 13.

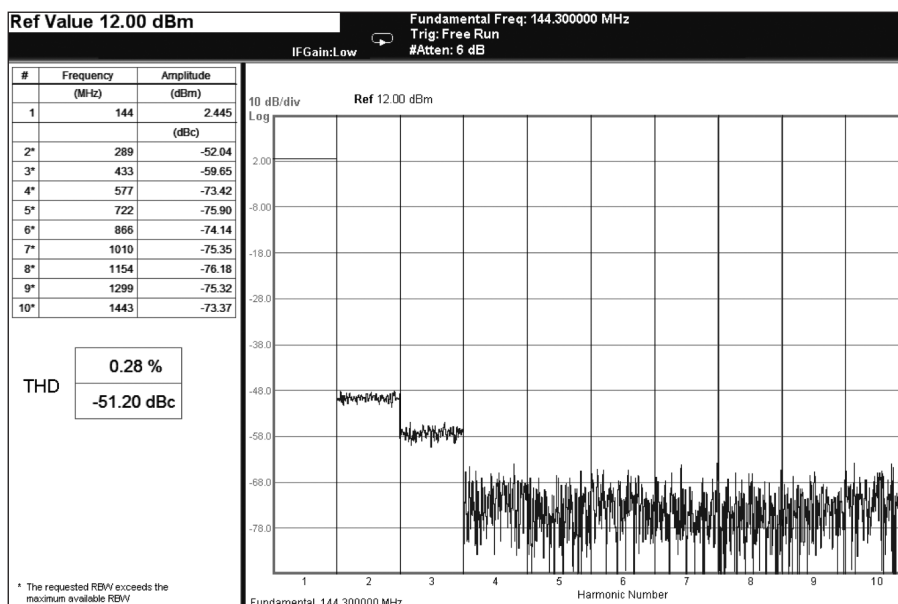
5. Měření celkové účinnosti

Celková dosažitelná účinnost včetně započítání klidového proudu je přibližně 71 % při maximálním výkonu (280 W).

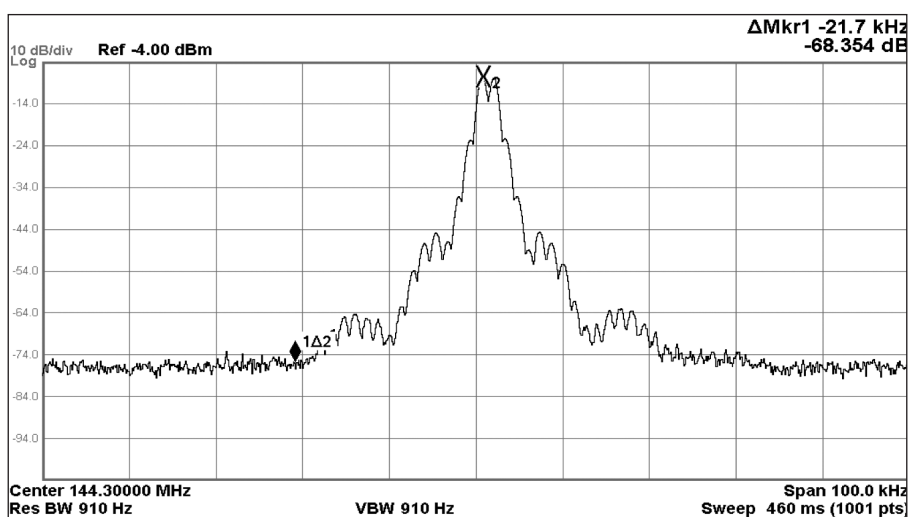
Literatura:

- [1] LDMOS FETs Power Efficient Doherty Amps. [online]. 26.10.2006, [citace 20.3.2015]. Dostupné z [www: http://mwrf.com/components/ldmos-fets-power-efficient-doherty-amps](http://mwrf.com/components/ldmos-fets-power-efficient-doherty-amps)
- [2] Grebenikov, A.: A High Efficiency 100-W Four Stage Doherty GAN HEMT Power Amplifier Module for WCDMA Systems; Bell Labs, Ireland 2011.
- [3] Kavalír, T.: Výkonové VF zesilovače pro nestandardní kmitočtová pásma; Plzeň: ZČU, 2015, 139 s. Disertační práce 2015

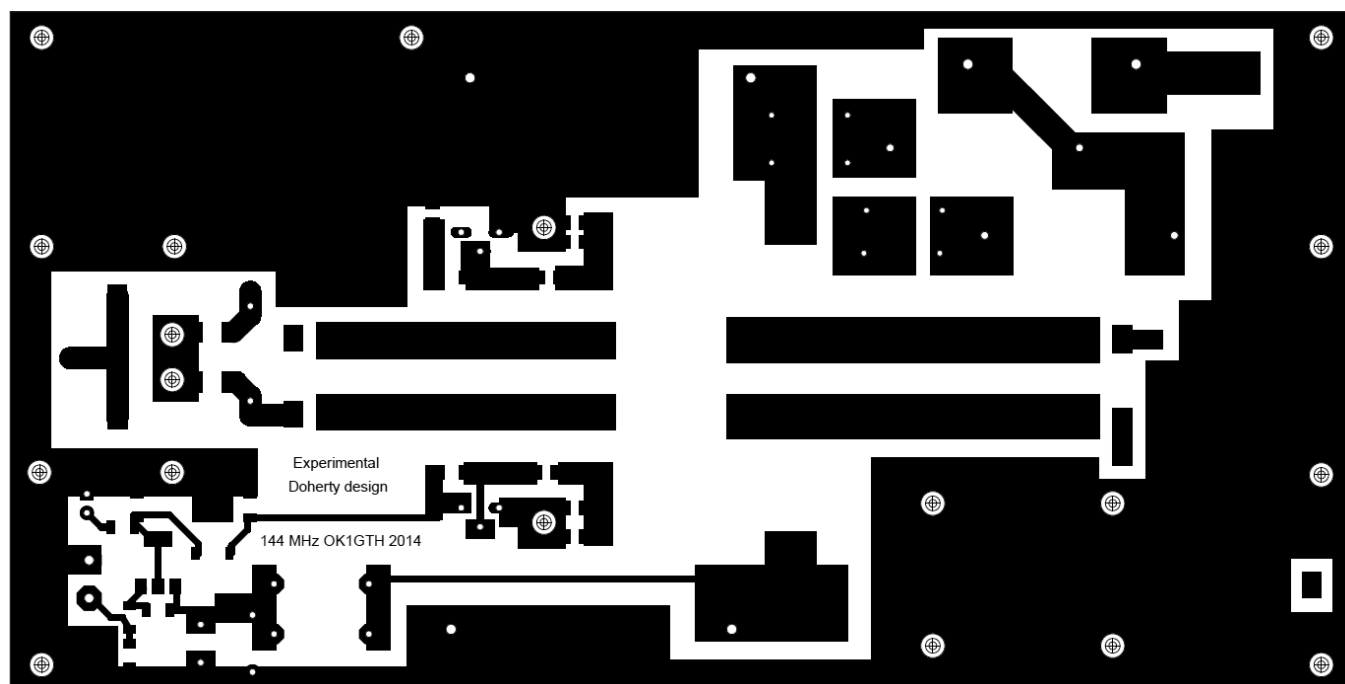
Pokračování na str. 17



Obr. 12 – Měření harmonického zkreslení při výstupním výkonu 250 W.



Obr. 13 – Měření IMD zkreslení při výstupním výkonu 250 W pro 100 kHz šířku pásma.



Obr. 14 – Deska plošných spojů experimentálního Doherty zesilovače s BLF368.

me hodnotu jedné veličiny, tím méně přesně můžeme určit druhou (konjugovanou) veličinu. Frekvence a čas jsou konjugované veličiny. Jsou spojené Fourierovou transformací, která nám říká, jak je možné časový průběh převést do frekvence (spektra).

A tady to je: omezením signálu se rozšíří spektrum, omezení spektra vzroste amplituda složek periodického signálu. Prostě ani čítačem nejde stejně přesně v jednom rozsahu časové základny změřit frekvenci i čas. Princip neurčitosti je stav naší přírody a propojených veličin, kterými ji popisujeme. Mladý německý fyzik W. K. Heisenberger dostal za něj, tuším v roce 1932, Nobelovu cenu za fyziku. Právě tento princip v aplikaci vztahu frekvence a času přináší důsledky i v generování SSB.

Zopakují: pokud frekvenčně omezíme spektrum, změní se časový průběh a amplitudy jednotlivých složek spektra, pokud amplitudově omezíme časový průběh, rozšíříme spektrum. Pokusme se kvantifikovat, co zásahy do signálu v modulační cestě dělají. Graficky je to velmi pěkně dokumentováno v pramenech [1] až [3].

Naším cílem je, aby modulační obálka SSB signálu co nejlépe využila maximální výkon (PEP) zesilovače. Potom dosáhneme nejlepší energie signálu na straně příjemce i nejvyšší účinnosti zesilovače. Modulátor v klasickém SSB modulátoru nelze nastavit na plný výkon harmonickým sinusovým signálem, už víme, že ten modulační špičky nedělá. Nastavuje se zkusmo s aplikovaným ALC a případně kompresorem signálu. Je to velmi subjektivní nastavení, a bez monitorovacího odposlechu nevíme, jak vysíláme.

Úroveň modulačních špiček mírně záleží na metodě SSB, ale hlavně na stupni nelinearity fáze dolních propustí modulátoru. Je přitom lhostejné, kde je omezovač a filtr umístěn, zda v nf cestě, či v f cestě.

Mezní případ je modulace obdélníkovým nf signálem. Modulační špičky dosahují až 280 % amplitudy obdélníkového signálu. Dobře pracující ALC pak sníží střední výkon PA na 13 % PEP.

Obvyklý signál z mikrofonu produkuje na obálce SSB signálu překmity 59 % (obr. 1). Pokud zde dále aplikujeme v f amplitudové omezení, budou překmity 21 %. I tak bude střední výkon zesilovače velmi omezen (na cca 68 nebo 39 % PEP).

Řešením je CESSB

Jak tedy z problému ven? V tom je právě řešení CESSB. Teoreticky pomůže nekonečný řetězec omezovačů a filtrů. To ale není ekonomická cesta. Řešení je sice složitější, pokud ale probíhá na programátorském papíru je schůdné. Prvním krokem je použití dostatečně strmých filtrů s lineární fází. Již toto řešení není v hardwarovém pojetí možné. Následně se vypočítá předpoklad odezvy filtru a jeho amplitudové zkreslení se odečte od původního signálu před vstupem do filtru. To vše probíhá s komplexní dvojicí signálu (posunutá o 90°), které pro modulaci potřebujeme. Na závěr je ještě vloženo řízení amplitudy a opět filtr s lineární fází. Celé řešení obsahuje 18 funkčních bloků.

Není snadné tímto řešením adaptovat starší zařízení, i když řešení je popsáno v [3]. Je to však nutná podmínka, aby to výrobce vysílače obvodovým řešením umožnil. Modulační cesta a koncový stupeň musí mít v propustném pásmu co nejlineárnější fázovou charakteristiku.

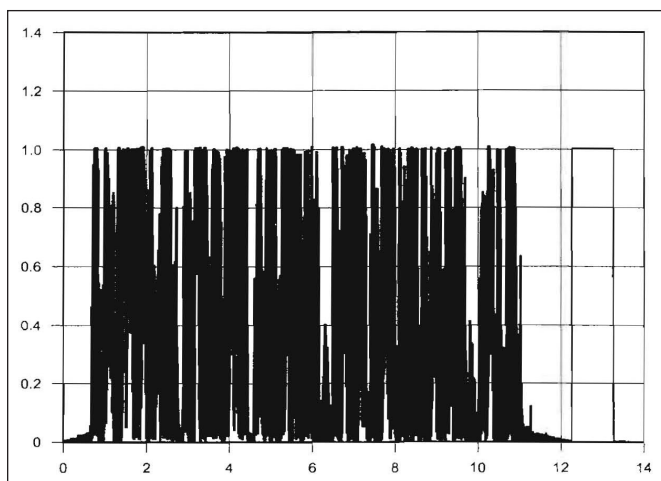
Shrnutí

Co říci na závěr. Snad to, co použití CESSB ve vysílači znamená:

1) Není třeba používat ALC, při nastavení správného maxima modulace nehrozí přebuzení a přetížení koncového stupně. Vyřazené ALC se nepodílí na tvorbě spletrů. Zesilovač je vždy řízen do maxima výkonu PEP anebo do výkonu, který stanoví budič.

2) S použitím CESSB má vysílač téměř dvakrát vyšší střední výkon (matematicky přesně +2,56 dB) bez rizika omezení signálu

Obr. 2 – Modulační obálka CESSB signálu. Buzení odpovídá plné amplitudě PEP. Překmity nad hodnotu 1.0 jsou zcela minimální. Je zřejmé, že potřeba ALC je vyloučena.



ve špičkách a generování spletrů.

3) Není třeba používat klasický kompresor (procesor) signálu. S CESSB je signál s plným výkonem a přitom bez změny dikce nebo srozumitelnosti. Příjemci strany vnímají signál hlasitější, bez nepříznivých změn srozumitelnosti.

4) Vzhledem k vyššímu výkonovému využití koncového stupně je třeba vzít na vědomí vlastnosti zdroje a chlazení zesilovače.

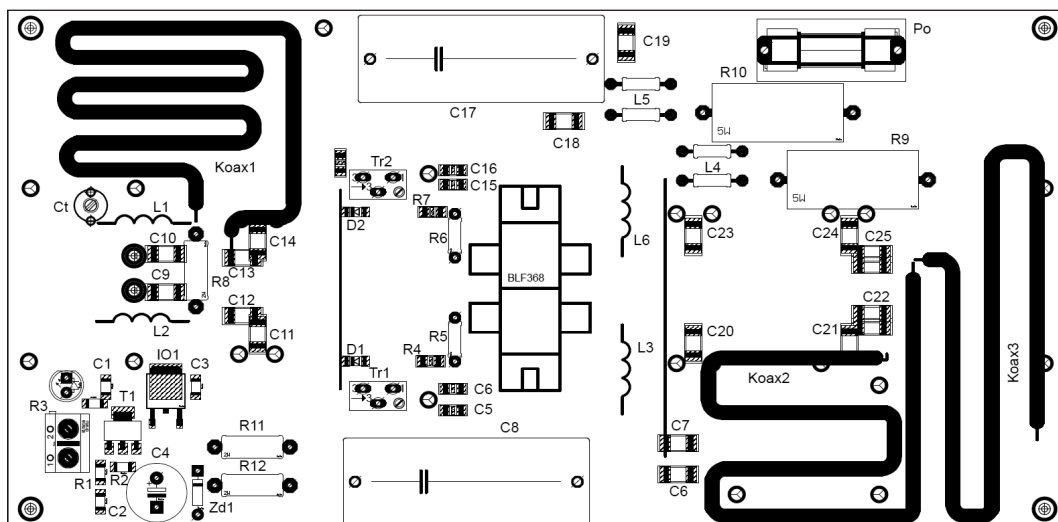
5) Je pravda, že CESSB je nutno řešit v koncepci zařízení. Proto jej dnes obsahují některé SDR transceivery. Externí doplnění, jak bylo řečeno, je obtížné, nikoliv nemožné. Domnívám se, že přídatky CESSB do modulační cesty vzniknou a budou dostupné do mikrofonní cesty a klasičtí výrobci budou udávat, že jejich zařízení je pro CESSB připraveno. K tomu budou muset zajistit co nejlepší lineární fáze v celém zesilovacím řetězci.

Odkazy:

- [1] http://www.arrl.org/files/file/QEX_Next_Issue/2014/Nov-Dec_2014/Hershberger_QEX_11_14.pdf
- [2] Dave Hershberger: Understanding Controlled Envelope Single Sideband; QST February 2016, str. 30–36
- [3] http://www.arrl.org/files/file/QEX_Next_Issue/2016/January_February_2016/Hershberger_QEX_1_16.pdf
- [4] Alois Kriskche: 100 Jahre SSB; Funkamateure März 2016, str. 232–234

Výkonový vf zesilovač Doherty se zvýšenou účinností pro 144 MHz

Dokončení ze str. 15.



Obr. 15 – Osazovací plán experimentálního Doherty zesilovače s BLF368 pro 144 MHz a 32 V napájení.