

Výkonový LDMOS zesilovač 300 W pro 144 MHz

ING. TOMÁŠ KAVALÍR, OK1GTH, kavalir.t@seznam.cz, <http://ok1gth.nagano.cz>

V tomto technicky zaměřeném článku bude popsán zjednodušený postup návrhu a popis praktické realizace modulu lineárního tranzistorového zesilovače pro radioamatérské pásmo 144 MHz. Celý zesilovač včetně podpůrných obvodů a ovládání PTT je umístěn na jedné desce plošného spoje.

Zde popsaný lineární výkonový zesilovač je osazen výkonovým LDMOS tranzistorem BLF368 od firmy NXP [1]. Celková výkonová ztráta pouzdra je 500 W a tranzistor je doporučen pro výstupní výkony cca 300 W. Tento tranzistor je vhodný pro použití v aplikacích lineárních výkonových zesilovačů. Doporučené využití je především pro kmitočtové pásmo cca 220 MHz (III. TV pásmo) v aplikacích analogových i digitálních TV vysílačů. Napájecí napětí zesilovače je 32 V, účinnost je vyšší než 60 % a budicí výkon je do 10 W.

Základní parametry tranzistoru BLF 368 jsou shrnuty zde:

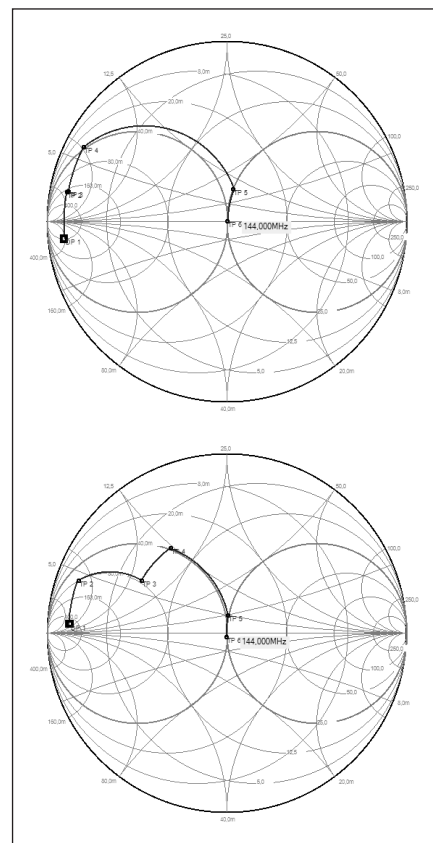
- VHF push-pull tranzistor v pouzdru SOT262
- Celkový ztrátový výkon $P_{\text{tot}} = 500 \text{ W}$
- Maximální napětí drain-source $V_{\text{dsmax}} = 65 \text{ V}$
- Maximální proud $I_{\text{dmax}} = 25 \text{ A}$

Tranzistor je dvojitý a v jednom pouzdře obsahuje dva identické výkonové LDMOS tranzistory stejné vodivosti, kdy je již z výroby zaručena přesná shoda parametrů, a je tak možno s tímto tranzistorem realizovat principiálně dvojitěné zapojení. Pro správnou funkci zesilovače je zapotřebí realizovat vstupní a výstupní dělicí a slučovací členy, které zároveň zajistí posunutí fáze 0 a 180° pro buzení jednotlivých tranzistorů. Tyto členy jsou realizovány

nejjednodušším způsobem pomocí koaxiálních vedení délky $\lambda/8$ s definovanou vlnovou impedancí $Z_0 = 50 \Omega$, které vhodným zapojením zároveň zaručí správné fázové posunutí obou signálů a převod z nesymetrického vstupu na symetrický výstup a obráceně. Pro dosažení přesné symetrie se v praxi používají speciální kompenzované baluny, které nejsou náchylné na okolní prostředí [2].

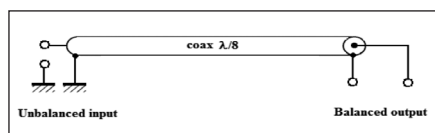
Vstupní a výstupní impedance většiny výkonových LDMOS tranzistorů je z principu funkce velmi malá a je komplexní. Tato impedance je zároveň kmitočtově závislá. Před vlastním návrhem zesilovače s těmito tranzistory tak musíme začít určením těchto impedancí.

LDMOS tranzistory jsou většinou určeny pro určité kmitočtové pásmo, kde mají optimalizované parametry a zároveň zde musí být zajištěn dostatečný komerční úspěch. Problém nastane, pokud chceme takovýto tranzistor použít pro jiné kmitočtové pásmo, než je výrobcem určeno. Z katalogového listu daného tranzistoru zjistíme většinou vstupní – výstupní impedance tranzistoru pro dané kmitočtové pásmo včetně doporučeného zapojení. Pokud tedy chceme zjistit, jaké jsou hodnoty těchto impedancí v jiných kmitočtových pásmech, máme několik možností. Pokud je dána impedance v dostatečně širokém kmitočtovém rozsahu, můžeme vhodnou extrapolací stanovit impedance i pro jiné blízké kmitočtové pásmo. Další v praxi velmi používanou metodou je vytvoření přesného modelu tranzistorového zesilovače ve vhodném simulačním programu

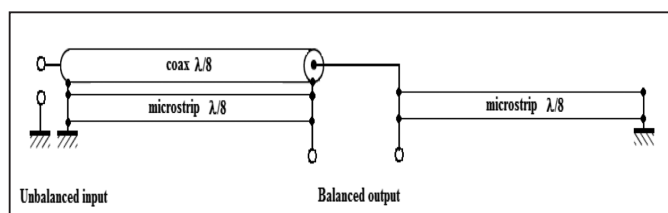


Obr. 5 – Smithův diagram použitý pro přizpůsobení vstupu a výstupu.

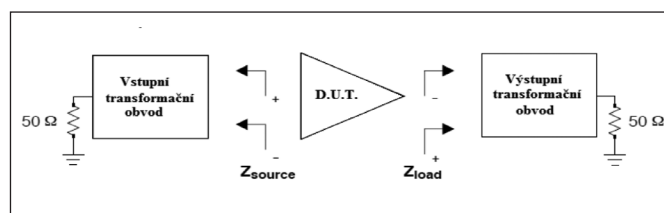
a pokud máme k dispozici elektrický model daného tranzistoru (SPICE parametry atd.), můžeme pomocí nelineární balanční analýzy určit vstupní – výstupní impedance pro konkrétní kmitočtové pásmo a konkrétní pracovní bod, respektive daný úhel otevření. Problematika je to značně složitá a je možné pro toto řešení použít například placené profesionální simulační programy *Ansoft designer*, případně *Microwave office*, kde je tato funkce nelineární analýzy označena jako „Harmonic balance“.



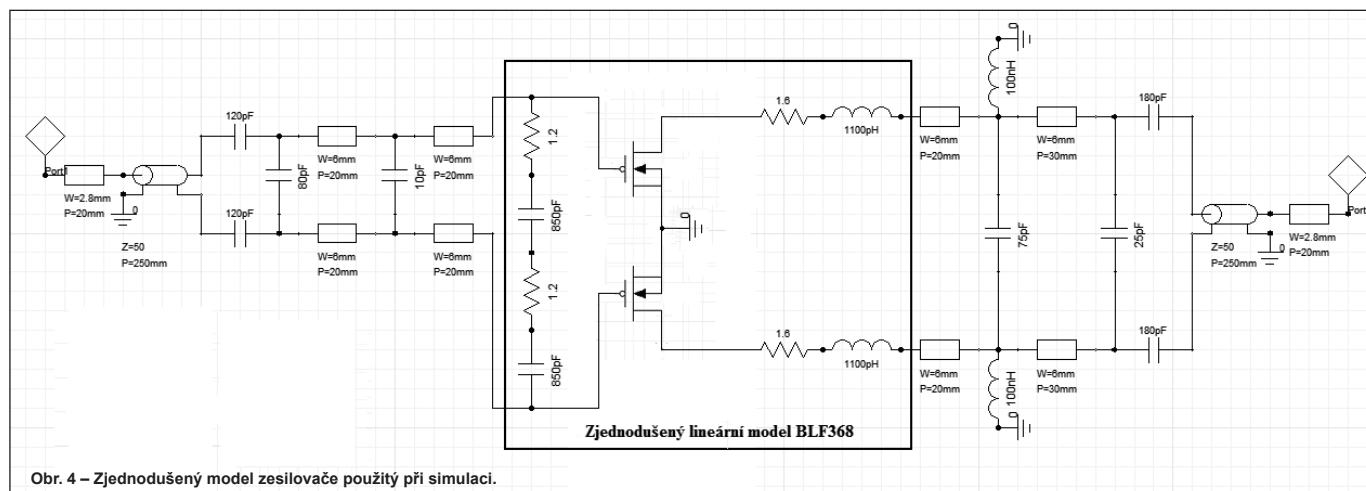
Obr. 1 – Jednoduché provedení balunu.



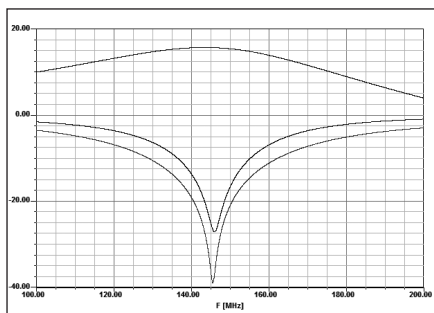
Obr. 2 – Provedení kompenzovaného balunu.



Obr. 3 – Přizpůsobení vstupní – výstupní impedance.



Obr. 4 – Zjednodušený model zesilovače použitý při simulaci.



Obr. 6 – Průběh S11 (střední křivka), S22 (spodní křivka) a S21 (vrchní křivka) v uvažovaném pásmu.

Problém také může být výpočet konkrétní komplexní vstupní a výstupní impedance z běžně používaných rozptylových (Scattering) parametrů. Tyto tzv. S-parametry jsou často součástí katalogového listu a samozřejmě je možné teoreticky ze vstupního (výstupního) komplexního koeficientu odrazu S11 (S22) vypočítat odpovídající vstupní a výstupní impedance. Ale pozor, velmi často se jedná o tzv. „malosignálové“ parametry, které se snadno měří (například pomocí vektorového analyzátoru) a jsou stanoveny zpravidla jen pro klidový proud. Tyto přepočtené komplexní impedance jsou ale většinou naprosto odlišné od skutečných vstupně-výstupních impedancí stanovených pro danou pracovní třídu (respektive úhel otevření) a pro daný výstupní výkon. Ze stejného důvodu je také velmi problematické tyto skutečné impedance pro reálné zapojení a reálný výstupní výkon změřit. Výrobci nám tak občas vycházejí vstříc, že nám přímo

tyto konkrétní komplexní impedance uvedou v katalogovém listu (často jen výsledek simulace) [3].

Pro tranzistor BLF368 nám výrobce uvedl v katalogovém listu přímo skutečné vstupní – výstupní impedance pro daný výstupní výkon 300 W pro daný kmitočtový rozsah, kde se uvažuje využití tranzistoru. Extrapolací z těchto hodnot se podařilo určit, že pro kmitočet 144 MHz, pro výstupní výkon 300 W při napájecím napětí 32 V a pro pracovní třídu AB je vstupní impedance $Z_{in} = 1,2 - 1,3j$ a výstupní $Z_{out} = 1,6 + 0,7j$.

Pro přizpůsobení vstupní i výstupní impedance tranzistoru bylo využito metody založené na přizpůsobování impedancí pomocí tzv. Smithova diagramu. Z důvodu širokopásmovosti není možné provést jednoduché přizpůsobení například pomocí reaktančního L-článku, kde by bylo nutné díky rozsahu transformovaných impedancí volit vysoké provozní Q a vedlo by to navíc na vysoké cirkulační proudy. Bylo proto zvoleno postupné přizpůsobování pomocí dvou kaskádních přizpůsobovacích článků ve vstupní i výstupní části tvořených mikropáskovými úseky vedení definované impedance a příčných kondenzátorů (tzv. Low Q Matching). Při návrhu přizpůsobení byl brán v potaz i vliv oddělovacích kondenzátorů na vstupu a výstupu zesilovače.

Simulace zapojení PA v Ansoft designer SV

Po předběžném teoretickém návrhu vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů

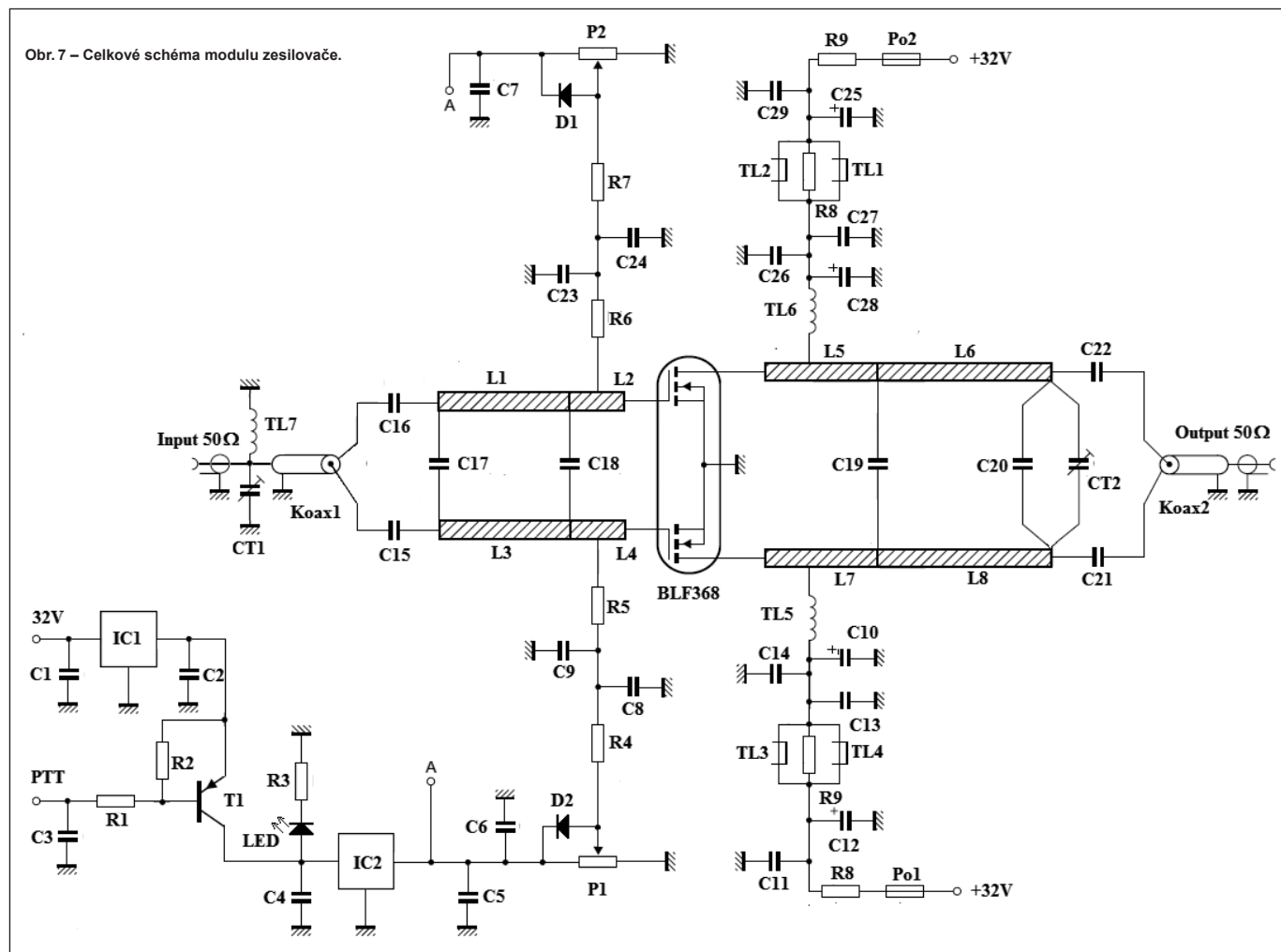
pomocí Smithova diagramu bylo přistoupeno k ověření zapojení pomocí RF simulátoru. Byl vytvořen velmi zjednodušený elektrický model hlavních částí zesilovače a byla provedena analýza. Z důvodu omezení studentské verze (SV) nebylo možné provést plnohodnotnou nelineární analýzu (Harmonic balance) pro ověření vstupní, výstupní impedance, IMD a harmonického zkreslení atd.

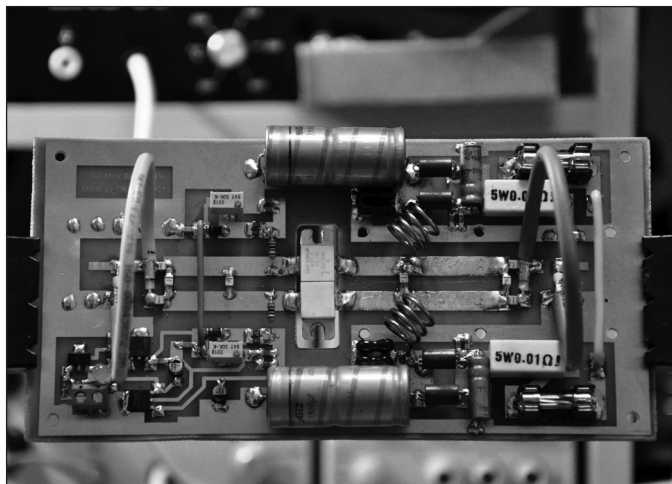
Praktická realizace výkonového zesilovače

Po teoretickém návrhu bylo přistoupeno k praktické realizaci. Byl vytvořen motiv plošného spoje ve vhodném programu s odpovídajícími mikropáskovými vedeními a vzhledem k předpokládanému použitému kmitočtu 144 MHz a výstupního výkonu zesilovače cca 300 W byl zvolen materiál plošného spoje (oboustranný FR4 tloušťky 1,5 mm), který pro uvedené zadání z hlediska dielektrických ztrát vyhovuje.

Z důvodu dobrého chlazení LDMOS tranzistoru je celý plošný spoj umístěn na měděné desce tloušťky 4–5 mm, která je následně přišroubovaná k dostatečně dimenzovanému chladiči. Ztrátový výkon na tranzistoru je cca 200 W a tento výkon je nutné bezpečně odvézt, aby trvalá provozní teplota čipu nepřekročila cca 80°C. Zapojení je vhodné doplnit tepelnou stabilizací, protože se zvyšující teplotou tranzistoru stoupá nadále i jeho klidový proud (kladný teplotní koeficient). Já jsem toto částečně obešel kvalitním chladičím systémem, který neumožňuje, aby teplota vystoupila nad určitou hodnotu i při plném zatížení.

Obr. 7 – Celkové schéma modulu zesilovače.





Obr. 8 – Celkové provedení osazené DPS.



Obr. 9 – Měřicí pracoviště při měření PA.

V konstrukci je použita kombinace klasických vývodových součástek a součástek určených pro povrchovou montáž (SMT). Součástky v obvodu VF je nutné použít velmi kvalitní a nedoporučuji v tomto ohledu experimentovat a snažit se je nahradit odlišnými typy. Na pozici vazebních a paralelních kondenzátorů u mikropáskových vedení je nutné použít jakostní vícevrstvé ATC kondenzátory 100B na 500 V, případně jejich ekvivalenty. Na vstupu je vhodné umístit jakostní výkonový RF kapacitní trimr s teflonovým dielektrikem pro nastavení optimální hodnoty vstupního PSV.

U dobře provedeného modulu zesilovače je možné nastavit hodnoty PSV pro celý rozsah buzení pod 1,2. Nezapomeneme umístit na vyznačených místech plošného spoje „prokovky“ tvořené tenkým drátkem CuAg, který na obou stranách zapájíme a dále propojku mezi body A-A ve výšce asi 10 mm nad plošným spojem.

Výstupní mikropáskové vedení je vhodné pocínovat tenkou vrstvou cínu s obsahem Ag. Pod celou desku plošného spoje je nutné použít měděnou desku 180 x 90 mm tloušťky 4–5 mm, ke které celý plošný spoj na více místech přišroubovujeme. Tato měděná deska zároveň tvoří pomocný chladič, který je následně přišroubován k dostatečně dimenzovanému hlavnímu chladiči. Nezapomeneme pod výkonový LDMOS tranzistor nanést tenkou vrstvu kvalitní tepelné pasty pro zlepšení odvodu tepla. Při manipulaci a při letování především LDMOS tranzistoru dbáme na to, že se jedná o součástku citlivou na statiku a k tomuto účelu použijeme mikropájku a „uzemňovací náramku“.

Oživení zesilovače

Pokud jsme postupovali správně podle zadání, nemělo by oživení zesilovače činit větší problémy. V prvním kroku připojíme desku zesilovače s přišroubovaným chladičím systémem k laboratornímu zdroji 32 V s nastavenou proudovou ochranou 1 A. Vyzkoušíme „zaklíčování“ zesilovače a nastavíme klidové proudy obou tranzistorů. Pokud je vše v pořádku, připojíme zesilovač k dostatečně dimenzovanému výkonovému zdroji 32 V/20 A. Na vstup a výstup připojíme PSV-metry a na výstup umělou zátěž.

Jako generátor použijeme například radioamaterské přepnutou na CW a nastavíme výkon 0,5–1 W. Zkontrolujeme vstupní PSV a výstup-

ní výkon při 1 W buzení by se měl pohybovat na úrovni 50–60 W. Postupně přidáváme buzení a kontrolujeme výstupní výkon, proudový odběr, účinnost a vstupní PSV. Při 5 W buzení bychom měli naměřit cca 200 W a při cca 7 W již okolo 300 W. Maximální hodnota buzení je do 10 W. V případě, že nedosahujeme odpovídajících hodnot, je vhodné na poslední paralelní kondenzátor na mikropáskovém vedení umístit výkonový jakostní trimr s teflonovým dielektrikem do 500 V a nastavit tak maximální úroveň výstupního výkonu a co nejlepší hodnotu vstupního PSV.

Závěr

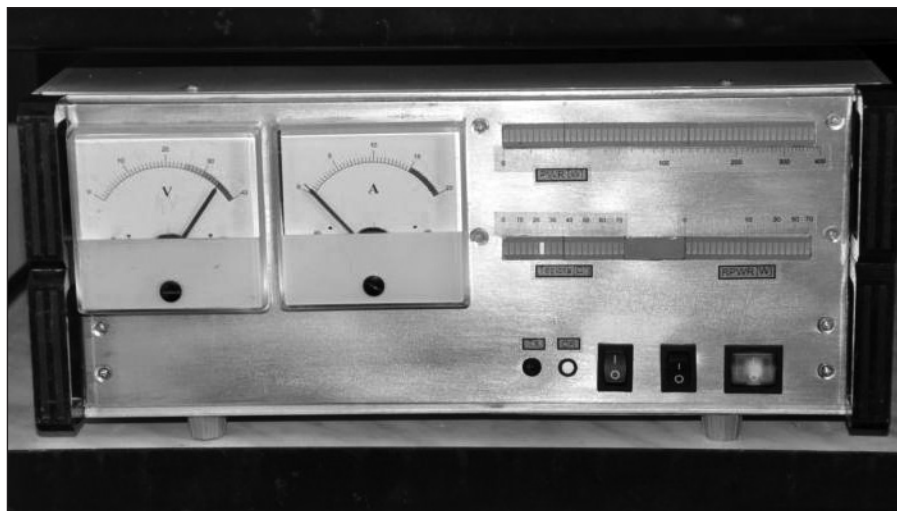
Uvedený lineární zesilovač pro radioamaterské pásmo 144 MHz byl podroben základnímu měření a vykazuje velmi dobré výsledky. Trvalý výstupní výkon bez omezení doby provozu je pro trvalou nosnou 300 W (do limitace až okolo 400 W). Celková účinnost byla změněna a je vyšší než cca 60 % pro danou třídu AB (úhel otevření 100°).

V případě, že uvedený zesilovač chceme použít na pozici kvalitního budiče, je nutné ho provozovat maximálně do výstupního výkonu okolo 250 W, který je zároveň přibližně bodem 1 dB komprese zisku. Z hlediska nastavení klidového proudu, tak doporučená hodnota pro nízké hodnoty IMD zkreslení je přibližně 2x500 mA.

Přesto je z naměřených hodnot patrné, že i přes rozumné provedení zesilovače z hlediska linearity nedosahuje kvalitativně hodnot



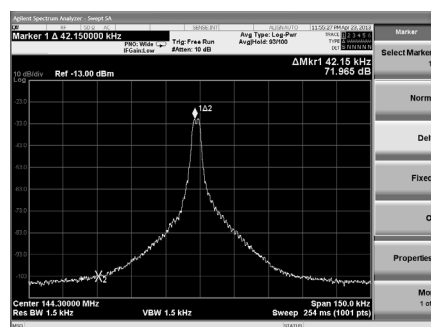
Obr. 10 – Finální mechanické provedení zesilovače.



Obr. 11 – Přední panel zesilovače včetně měření výkonu, odrazu a teploty.

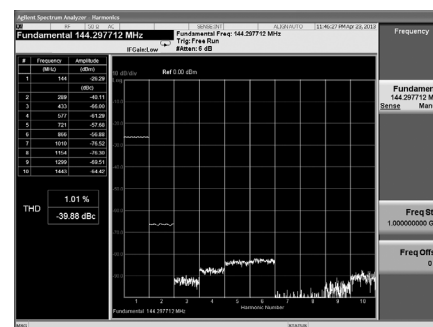
dobře provedeného elektronického zesilovače. Toto je dobře patrné například porovnáním naměřených hodnot měření IMD zkreslení dvoutónovou zkouškou (měřeno při 300 W), kdy zesilovač osazený například populární elektronikou GS35b vykazuje o 10–20 dB lepší hodnoty potlačení vzdálených IMD produktů, a to dokonce i pro výstupní výkon 750 W. Je nutné si uvědomit, že potlačení blízkých IMD produktů nízkých řádů není až tak podstatné, ale podstatná je směrnice trendu poklesu těchto produktů. Dále je důležité si také uvědomit, jakým způsobem a na jaké pozici často regulují současně TRX výkon a jaký to má následně dopad na hodnotu odstupu fázového šumu od užitečného signálu. Detailnější rozbor by zcela jistě vedl na samostatný článek a možná se k tomuto tématu někdy později vrátím.

Důležitý je závěr, kdy ve většině případů je vhodnější TRX provozovat na vyšších hodnotách



Obr. 12 – Naměřený graf poklesu směrnice trendu IMD produktů pro 300 W.

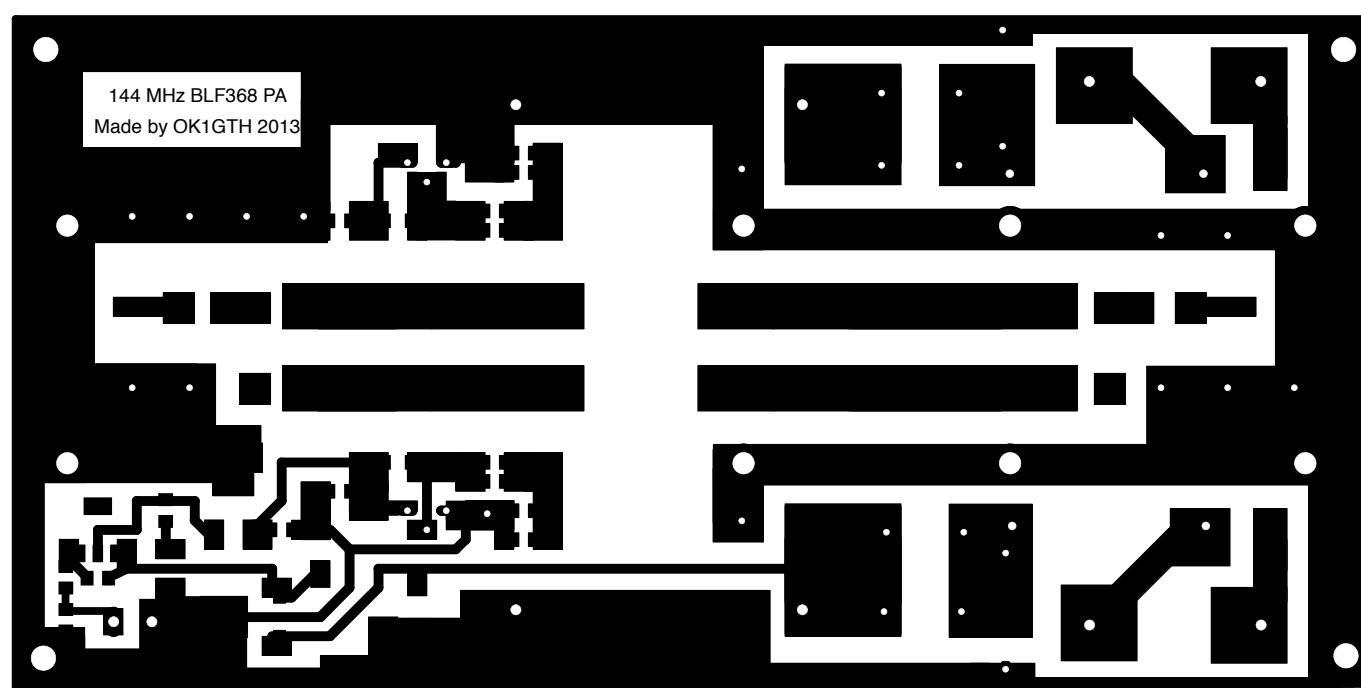
tách výstupního výkonu a následně výkon raději tlumit pomocí kvalitního útlumového členu s definovanou vstupní – výstupní impedancí. Například u populární IC-7400 je takto možno zlepšit odstupy od fázového šumu poměrně



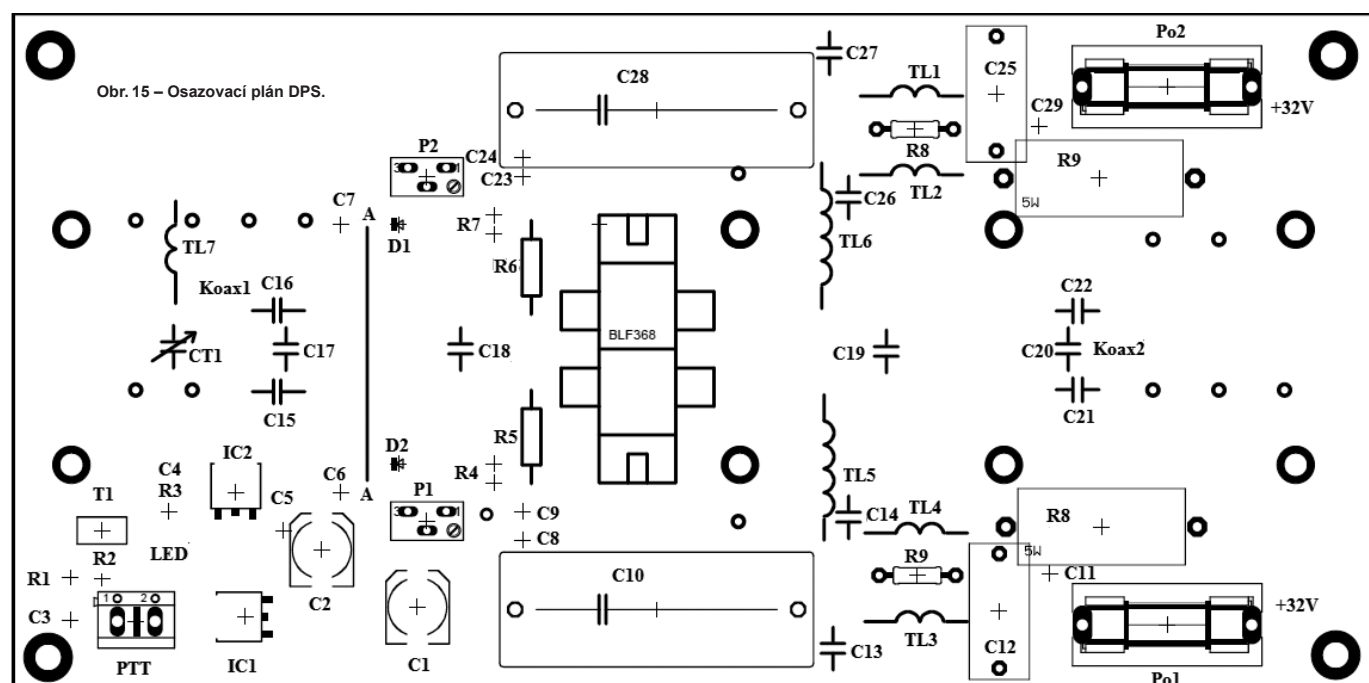
Obr. 13 – Naměřený graf harmonického zkreslení.

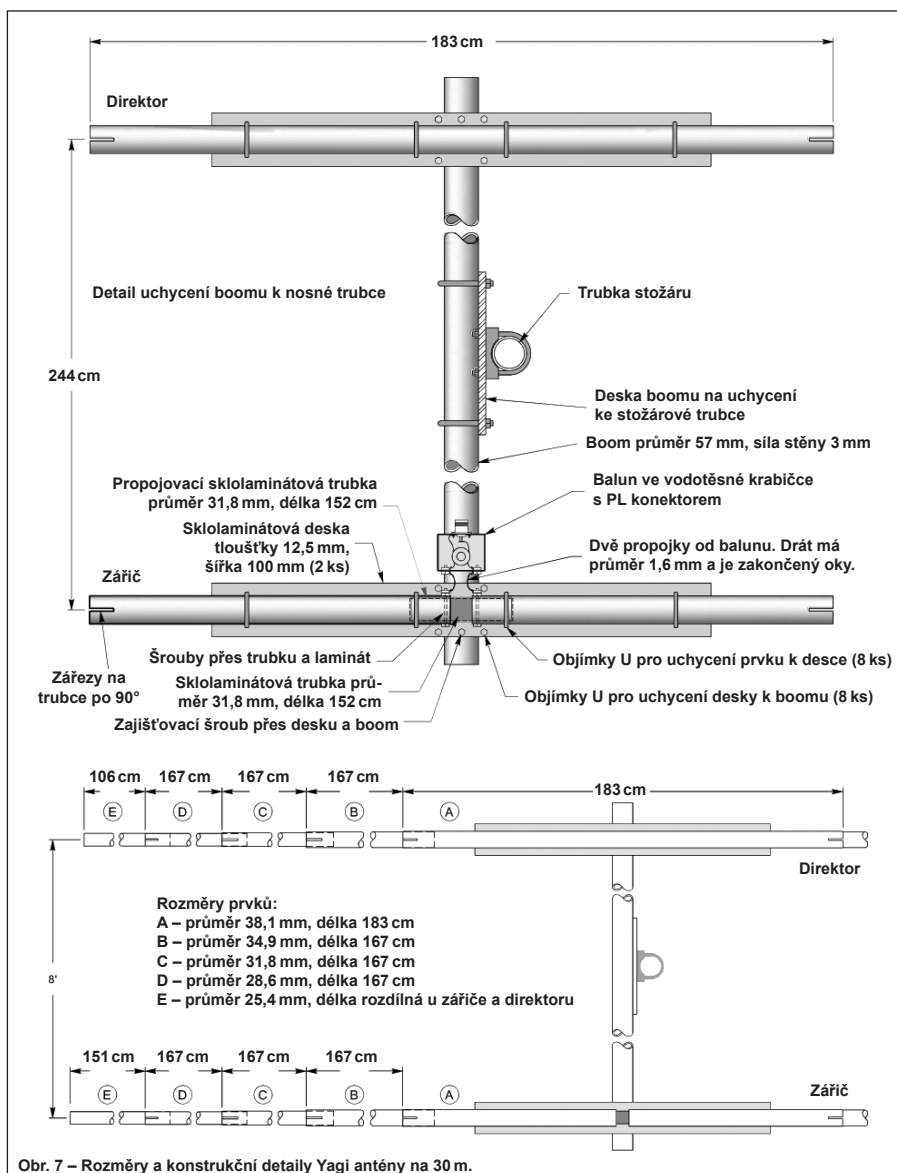
velmi výrazně. Zároveň je nutné neprovozovat koncový stupeň TRXu na doraz. Osvědčená hodnota je okolo 70–75 % maximálního výstupního výkonu (toto platí například pro IC-7400).

Pokračování na str.



Obr. 14 – Finální provedení DPS.



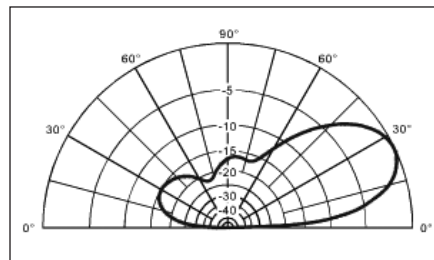


Zhodnocení

Zhotovená anténa byla porovnáována s vertikální anténou Butternut se zvednutými radiály, která byla předtím používána v pásmu 30 m. Výška skoro 15-metrového stožáru také výrazně pomohla. Tom W0WP navázal spojení s více jak 40 zeměmi v prvních dvou týdnech, co používal tuto anténu. Předozadní poměr byl skoro 4 S a předobochní potlačení téměř až na nulu (viz obr. 1).

PSV jsme měřili anténním analyzátozem MFJ-259 v patě stožáru přes koaxiální kabel RG213 dlouhý asi 17 m. Později jsme měřili i v hamshacku. A skutečně, anténa rezonovala níže, jak je naznačeno tečkovaně v obr. 4. Jelikož ale byly počáteční výsledky dostatečné, rozhodli jsme se, že nebudeme anténu přeladovat.

Modelovaná vyzařovací charakteristika na 15 metrů vysokém stožáru ukázala zisk 11,3 dBi a úhel vyzařování 26 stupňů nad horizontem. Zadní lalok byl 15 dB pod předním ziskem. Jeho vyzařovací charakteristika byla 30 stupňů, viz obr. 8.



Obr. 8 – Vertikální vyzařovací diagram popisované antény na 15 m vysokém stožáru. Maximum vyzařování je pod úhlem 26° se ziskem 11,3 dBi.

EZNEC soubory je možno získat od Riche W3ACO nebo také na webu: www.arrl.org/qst-in-depth. Několik verzí programu EZNEC je na: www.eznec.com.

Podle originálu v QST 8/2013 přeložil Jan Sláma, OK2JS.

Výkonový LDMOS zesilovač 300 W pro 144 MHz

Dokončení ze str. ...

Samozřejmě tato jednoduchá podmínka platí, když TRX napájíte z kvalitního zdroje, který se při zátěži „neprolamuje“ a pokud na vstupních svorkách TRX máte i při plné zátěži výrobcem doporučené hodnoty napájecího napětí (pozor tedy na úbytky napětí na vodičích a pojistkových pouzdrech). Zároveň TRX samozřejmě musí mít na svém výstupu pokud možno reálnou zátěž blízkou 50 Ω.

Z hlediska měření harmonického zkreslení je patrné, že potlačení vyšších harmonických produktů je „rozumné“, přesto je vhodné v případě použití zesilovače v zastavěných oblastech použít na výstupu kvalitně provedenou dolní propust [4].

V případě, že zde popsaný zesilovač budeme provozovat s relativně vysokým klidovým proudem a do výstupního výkonu okolo 200 W, dá se bez obav použít i jako jakostní budič většího koncového stupně. Stejně tak se nevylučuje paralelní řazení těchto modulů s odpovídajícími slučovacími členy pro získání výrazně většího výkonu.

Komerční výroba zde popsané konstrukce není bez souhlasu autora možná. V případě zájmu je možné uvedený modul výkonového zesilovače dodat jako oživený a nastavený modul. Všem, kdo se pustí do stavby, přeji hodně úspěchů a radosti při stavbě.

Odkazy:

- http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BLF368.pdf
- P. Hanák: Použití tranzistoru LDMOS MRF9210

v nestandardním kmitočtovém pásmu; Elektrevue, June 2005

- http://cache.freescale.com/files/rf_if/doc/data_sheet/MRFE6VP61K25H.pdf
- <http://ok1gth.nagano.cz/filtr.pdf>
- S. Cripps: Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design; Artech House, Norwood 2002
- A. Wood: Motorola Advanced amplifier concept package; Design Notes, Freescale Semiconductor, 2006
- K. Hupfer: 100 W Transistor-Linear on 1,3 GHz; DUBUS, April/1997

Rozpis součástek

IC1	7812 DPACK	R8,9	0,01/5 W
IC2	7805 DPACK	C1,2	1 uF/50 V SMD
T1	BCP52-16 SMD	C4,5	100N/50 V SMD
D1,2	4007 SMD	C6,7,29,11	10N/50 V SMD
LED	LED 5 mm červená	C8,9,23,24	1N/50 V SMD
P1,2	50k víceotáčkový	C14,13,26,27	390 pF/500 V MICA
Po1,2	Pojistka 10A/T + PTF2020	C12,25	10 uF/50 V
TL1,2,3,4	06H-75 GES	C10,28	2200 uF/50 V
TL5,6	6 záv. Cu 1,5 mm na ϕ 10 mm	CT1,2	1-15 pF/500 V PTFE výkonový trimr
TL7	2 záv. CuAg 1 mm na ϕ 8 mm	C15,16	2x56 pF paralelně ATC 100B
L1,2,3,4,5,7	mikropásek 20x6 mm	C21,22	100 pF+82 pF paralelně ATC 100B
L6,8	mikropásek 30x6 mm	C17	82 pF ATC 100B
Koax1,2	Ptfe 6 mm 50 Ω délky 175 mm	C18	10 pF ATC 100B
R1,2	5k6 SMD 1206	C19	2x47 pF paralelně ATC 100B
R3	1k SMD 1206	C20	27 pF+24 pF paralelně ATC 100B
R4,7	2x1k8 paralelně SMD 1206	Plošný spoj	FR4 1,5 mm GTH 180x90 mm
R6,5	560/0,5 W		