

# **Návrh výkonového úzkopásmového vysokofrekvenčního zesilovače s tranzistorem LDMOS v třídě C pro rádiové vysílače**

Josef Dobeš a Jan Míchal  
České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická  
Katedra radioelektroniky

18. října 2022

*Architektura rádiových přijímačů a vysílačů*

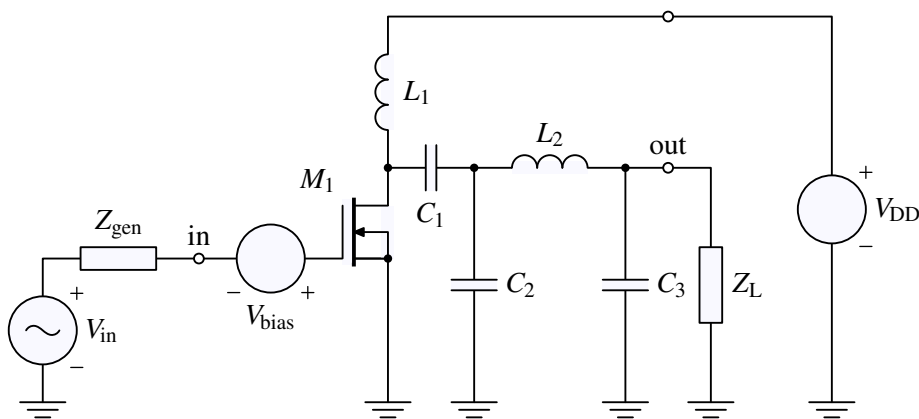
## 1 Výkonový zesilovač – definice úlohy

Úzkopásmová modulace na kmitočtu 300 MHz,  $50\ \Omega$ , 12 V, tranzistor MOS LP821 (Polyfet RF Devices)  
– tento (křemíkový) tranzistor má mezní kmitočet 500 MHz

Účelové funkce (tři): maximalizovat výstupní výkon první harmonické a výkonovou efektivnost, minimalizovat harmonické zkreslení

Omezující podmínky (v pramenech o optimalizaci označované constraints): maximální povolené hodnoty na tranzistoru: v tomto případě maximální (průměrný) proud  $I_d$  5 A a maximální rozptýlený výkon na tranzistoru (maximal total dissipated power) 50 W

Proměnné pro návrh: hodnoty pasivních prvků, vstupní stejnosměrné (DC) předpětí (bias) a amplituda vstupního (in) střídavého napětí



## 2 Vstupní návrhové proměnné

Jednoduchou cestou k definování návrhových proměnných je kombinace vstupního střídavého napětí  $V_{in}$  a jeho stejnosměrného posunu  $V_{bias}$ . Toto nám ovšem neumožňuje přímou kontrolu napětí mezi gate a source, které nesmí (z technologických důvodů) překročit 20 V. Abychom se vyhnuli potřebě definovat další speciální omezení (constraint), definujeme odhadnutou špičkovou (peak) hodnotu napětí  $V_{gs}$  označenou zde  $V_{gs\max}$  jako návrhovou proměnnou a její střídavou (AC) komponentu  $V_{gsACm}$  jako další návrhovou proměnnou.

Odhad hradlového napětí definujeme rovnicí napěťového děliče tvořeného výstupní rezistancí zdroje  $R_d$  a vstupní kapacitní reaktancí hradla  $X_i \approx 10\ \Omega$

$$V_{gsACm} = V_{inpACm} \frac{X_i}{\sqrt{X_i^2 + R_d^2}}, \quad (1)$$

kde  $V_{inpACm}$  je amplituda vstupní střídavé komponenty předcházejícího stupně při otevřeném nezatíženém obvodu (open-circuited). Pro dané hodnoty návrhových proměnných  $V_{gs\max}$  a  $V_{gsACm}$  pak dostaneme jednoduché převodní vztahy

$$V_{bias} = V_{gs\max} - V_{gsACm}, \quad V_{inpACm} = V_{gsACm} \frac{\sqrt{X_i^2 + R_d^2}}{X_i}. \quad (2)$$

Dalšími návrhovými proměnnými jsou přirozeně hodnoty všech pasivních prvků, tj.  $L_1$  a  $L_2$  a  $C_1$  až  $C_3$ .

## Přehled návrhových proměnných

Z rovnic (1) a (2) a výčtu hodnot pasivních prvků tedy vyplývá následující tabulka parametrů obvodu, které může multiobjektová optimalizace měnit:

N°	Symbol	Limit		Jednotka	Typ pokrytí
		Dolní	Horní		
1	$V_{gs\max}$	2	20	V	lin.
2	$V_{gsACm}$	0.4	12	V	lin.
3	$L_1$	3 n	30 n	H	log.
4	$C_1$	10 p	300 p	F	log.
5	$C_2$	3 p	300 p	F	log.
6	$L_2$	3 n	100 n	H	log.
7	$C_3$	3 p	100 p	F	log.

### 3 Účelové funkce a technologická omezení (constraints) optimalizace

Multiobjektová optimalizace bude provedena pro trojici účelových funkcí ( $P_{\text{out1}}$ ,  $\eta$  a  $THD$ ) a dvě omezení ( $I_{\text{d avg}}$  a  $P_{\text{diss}}$ ):

Nº	Symbol	Typ	Směr	Optimum/ Limit	Jednotka
1	$P_{\text{out1}}$	obj.	max.	31.1	W
2	$\eta$	obj.	max.	83.0	%
3	$THD$	obj.	min.	0.0783	%
4	$I_{\text{d avg}}$	constr.	$\leq$	5	A
5	$P_{\text{diss}}$	constr.	$\leq$	50	W

(Zobrazená optima v předposledním sloupci samozřejmě nelze dosáhnout současně, protože jednotlivé účelové funkce jsou v kontradikci.)

#### 3.1 Průměrný výstupní výkon první harmonické komponenty $P_{\text{out1}}$

$$P_{\text{out1}} = \frac{|\hat{v}_{\text{out1}}|^2}{2R_L} = \frac{a_1^2 + b_1^2}{2R_L}, \quad (3)$$

$\hat{v}_{\text{out1}}$  je fázor výstupního napětí  $v_{\text{out}}(t)$ ,  $a_k$  a  $b_k$  jsou koeficienty  $k$ -té kosinové a sinové harmonické (Fourierovy) složky periodického ustáleného výstupního napětí  $v_{\text{out}}(t)$  s periodou  $T$  ( $P_{\text{out1}}$  je pro  $k = 1$ ):

$$a_k = \frac{2}{T} \int_T v_{\text{out}}(t) \cos\left(\frac{2\pi k}{T}t\right) dt, \quad b_k = \frac{2}{T} \int_T v_{\text{out}}(t) \sin\left(\frac{2\pi k}{T}t\right) dt. \quad (4)$$

### 3.2 Výkonová účinnost $\eta$

Zde je definována jako poměr mezi výstupním výkonem pro první harmonickou frekvenci a celkovým průměrným výkonem z napájecího zdroje a ze vstupního zdroje signálu (driver). Takováto forma definice pozitivně stimuluje nejenom malý rozptyl výkonu na transistoru, ale také malý vstupní výkon a tedy větší výkonový zisk<sup>1</sup>:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}1}}{\frac{V_{\text{DD}}}{T} \int_T i_{\text{DD}} dt + \frac{1}{T} \int_T v_{\text{inp}}(t) i_{\text{inp}}(t) dt} \times 100 \%, \quad (5)$$

### 3.3 Celkové harmonické zkreslení $THD$

$$THD = \sqrt{\frac{P_{\text{out higher}}}{P_{\text{out}}}} \times 100 \%, \quad (6)$$

kde  $P_{\text{out higher}}$  je výstupní výkon vyšších harmonických složek až do  $n_h$ -té komponenty:

$$P_{\text{out higher}} = \frac{1}{2R_L} \sum_{k=2}^{n_h} (a_k^2 + b_k^2), \quad (7)$$

kde  $n_h = 10$  a koeficienty  $a_k$  a  $b_k$  jsou určeny vztahy (4).

---

<sup>1</sup>Toto je pravda také pro tzv. “Power-Added Efficiency” (PAE) definované jako poměr  $(P_{\text{out}} - P_{\text{in}})/P_{\text{DC}}$ . PAE má nicméně nevýhodu nesprávného popisování podstaty zesílení, která reálně spočívá v násobení výkonu signálu (na úkor výkonového napájení) spíše než přičítání k němu. Následkem toho má zápornou hodnotu pro  $P_{\text{out}} < P_{\text{in}}$ , což také může být v určitých případech nevhodné.

$P_{\text{out}}$  je celkový výstupní výkon určený vztahem

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{R_L} \left[ \frac{1}{T} \int_T v_{\text{out}}^2(t) dt - \left( \frac{1}{T} \int_T v_{\text{out}}(t) dt \right)^2 \right]. \quad (8)$$

Druhý výraz v této rovnici ruší příspěvek možné falešné DC komponenty, která by se mohla objevit jako výsledek selhání plného dosažení periodického ustáleného stavu v rámci maximálního povoleného počtu iterací. (Přitom víme, že zde ve skutečnosti DC komponenta výstupního napětí musí být nulová vzhledem ke kapacitní vazbě  $C_1$  a zátěži, která je lineární.)

### 3.4 Mezní hodnoty tranzistoru aplikované jako omezení pro hledaná řešení

Maximální průměrný proud kanálu  $I_{\text{d avg}}$  a maximální průměrný ztrátový (dissipated) výkon transistoru  $P_{\text{diss}}$

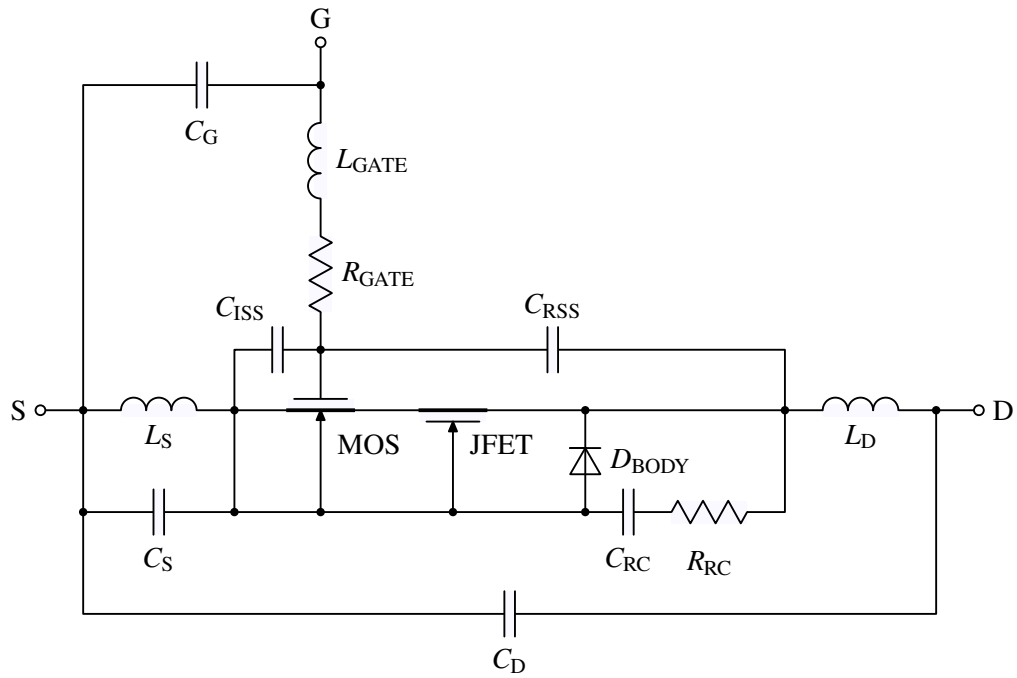
$$I_{\text{d avg}} = \frac{1}{T} \int_T i_{\text{d}}(t) dt \quad (9)$$

a

$$P_{\text{diss}} = \frac{1}{T} \int_T [v_{\text{gs}}(t) i_{\text{g}}(t) + v_{\text{ds}}(t) i_{\text{d}}(t)] dt, \quad (10)$$

kde  $i_{\text{g}}(t)$  a  $i_{\text{d}}(t)$  jsou okamžité (instantaneous) proudy hradla (gate) a kanálu (drain) a  $v_{\text{gs}}(t)$  a  $v_{\text{ds}}(t)$  jsou okamžitá napětí mezi gate a source a drain a source.

#### 4 Model LDMOSFET (Lateral Diffusion MOSFET)



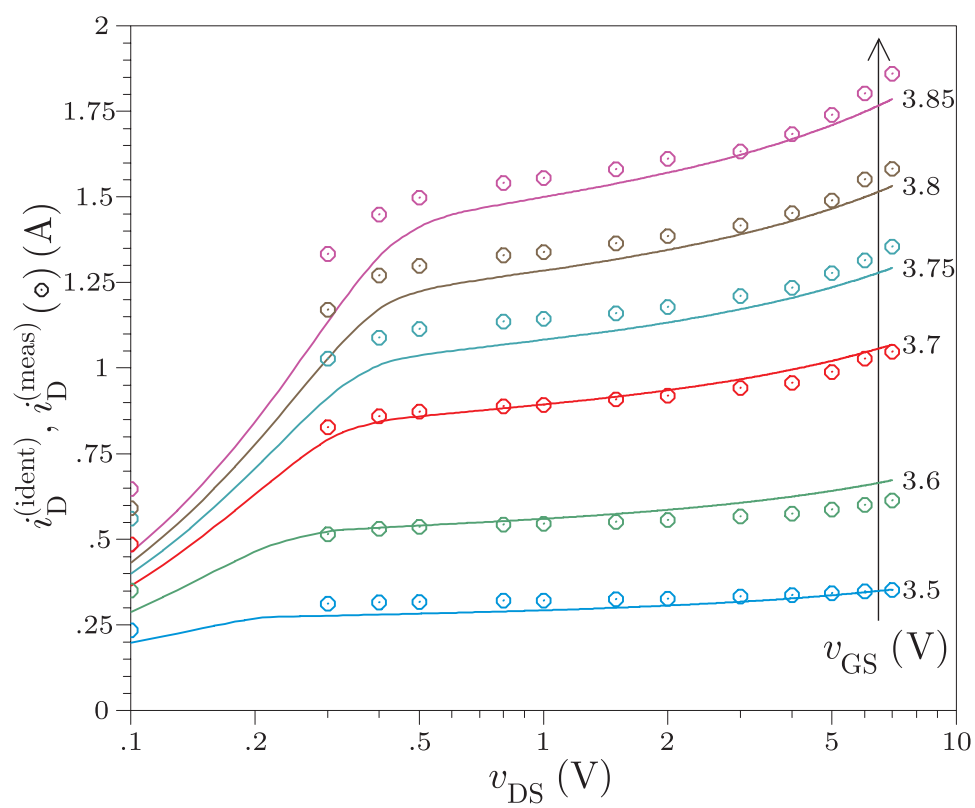
Měření a následně identifikované RLC komponenty makromodelu jsou následující:  $L_{GATE} = 0.867$  nH,  $R_{GATE} = 0.01$   $\Omega$ ,  $C_G = 3.5$  pF,  $C_{RSS} = 4.5$  pF,  $C_{ISS} = 22.1$  pF,  $L_S = 0.108$  nH,  $C_S = 0.43$  pF,  $L_D = 0.51$  nH,  $C_D = 0.01$  pF,  $R_{RC} = 1989$   $\Omega$  a  $C_{RC} = 0.381$  nF.



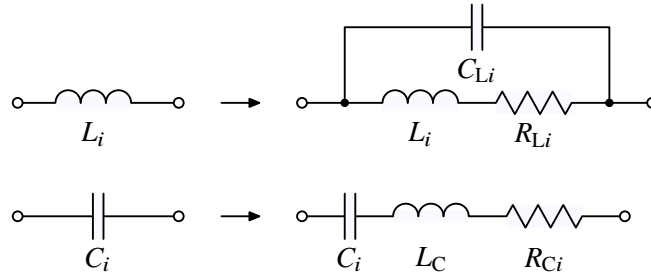
Originální model výrobce je ve skutečnosti pouze identifikovaný pro Level 1 SPICE MOSFET model (Shichman and Hodges). Proto byly jeho parametry přepočítány pro použití semiempirického modelu Level 3, který je pro výkonové aplikace mnohem vhodnější. Nalezené parametry (mírně modifikovaného) semiempirického modelu jsou následující:  $V_{TO} = 2.4 \text{ V}$ ,  $\phi_S = 0.6 \text{ V}$ ,  $\phi_O = 0.8 \text{ V}$ ,  $W = 0.04 \text{ m}$ ,  $L = 1 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $X_J = 1 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $X_{JL} = 0 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $t_{ox} = 100 \text{ nm}$ ,  $N_{FS} = 0 \text{ m}^{-2}$ ,  $N_A = 10^{21} \text{ m}^{-3}$ ,  $v_{max} = 5 \times 10^4 \text{ m/s}$ ,  $\mu_O = 0.06 \text{ m}^2/(\text{Vs})$ ,  $\kappa = 0.22$ ,  $E_P = 5 \times 10^5 \text{ V/m}$ ,  $K_P = 1.8 \times 10^{-5} \text{ A/V}^2$ ,  $\gamma = 0 \sqrt{\text{V}}$ ,  $\delta = \eta = \iota = 0$ ,  $\theta = 0 \text{ V}^{-1}$ ,  $r_D = 0.16 \text{ }\Omega$  a  $r_S = 0.16 \text{ }\Omega$ . (Povšimněme si hodnoty od výrobce pro šířku tranzistoru  $W$  – pro složitější komponované polovodičové struktury jako LDMOSFET toto číslo reprezentuje prvek jako celek a jasně indikuje, že LP821 je opravdu výkonový tranzistor.)

Parametry od výrobce pro JFET a diodu PN jsou následující:  $\lambda = 0.8 \text{ V}^{-1}$ ,  $\beta = 6 \text{ A V}^{-2}$ ,  $V_{TO} = -5.25 \text{ V}$ ,  $C_{JOD} = C_{JOS} = 0 \text{ F}$ ,  $I_S = 10^{-14} \text{ A}$ ,  $n = 1$ ,  $V_B = 45 \text{ V}$ ,  $I_B = 10^{-7} \text{ A}$ ,  $C_{JO} = 60 \text{ pF}$ ,  $\phi_O = 0.6 \text{ V}$  a  $m = 0.25$ . (Povšimněme si, že dioda má model průrazu a také že i její kapacita je poměrně velká, což odpovídá výkonovým strukturám obecně.)

## 5 Typická přesnost modelu charakteristik SIPMOS BUZ345 (Infineon)



## 6 Modely pasivních prvků



Každý induktor  $L_i$ ,  $i = 1$  a  $2$  má sériovou rezistanci  $R_{Li}$  reprezentující všechny typy výkonových ztrát (např. kvůli skin efektu, vířivým proudům anebo hysterezi jader cívek apod.) a paralelní kapacitu  $C_{Li}$  modelující celkovou postranní kapacitu (mezi závity cívky apod.); jejich hodnoty se získají užitím vztahů

$$R_{Li} = \frac{2\pi f_1 L_i}{Q_{L\max}} + R_{L0} \quad \text{a} \quad C_{Li} = L_i p_{CL} + C_{L0}. \quad (11)$$

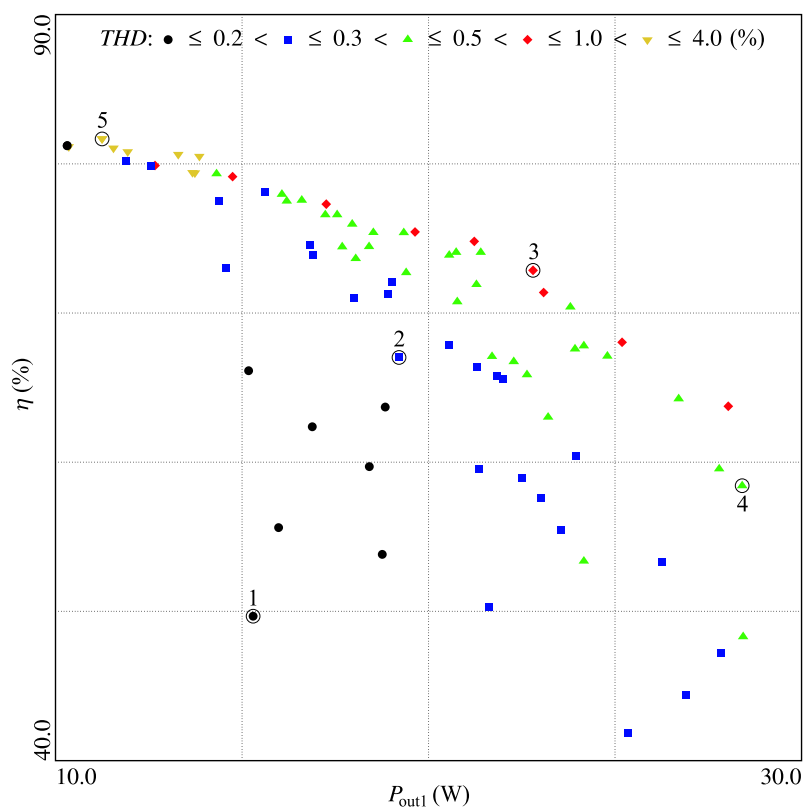
Zde je kmitočet  $f_1 = 300$  MHz, maximální činitel jakosti je  $Q_{L\max} = 100$  a je dosažitelný pouze je-li konstantní výraz  $R_{L0} = 10$  m $\Omega$  zanedbatelný, koeficient postranní kapacity je  $p_{CL} = 1$  pF/ $\mu$ H a konstantní člen je  $C_{L0} = 100$  fF.

Podobně každý kapacitor  $C_i$ ,  $i = 1, 2$  a  $3$  má sériový odpor  $R_{Ci}$  (také známý jako ESR)

$$R_{Ci} = \frac{1}{2\pi f_1 C_i Q_{C\max}} + R_{C0}, \quad (12)$$

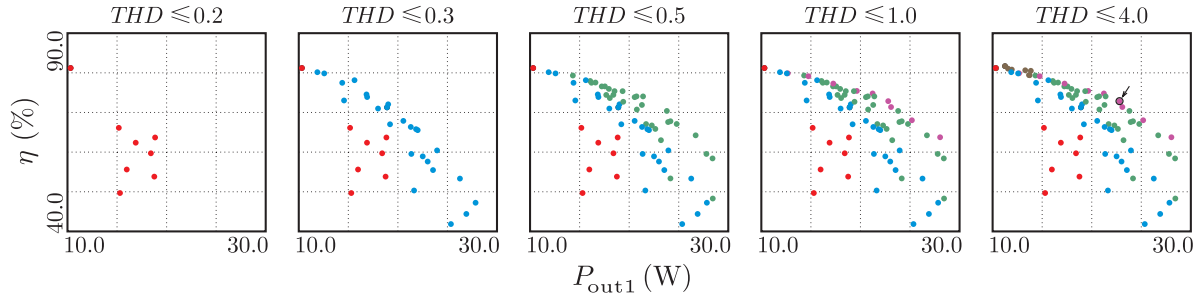
kde  $Q_{C\max} = 1000$  a  $R_{C0} = 10$  m $\Omega$ ; sériová induktance  $L_C$  (ESL) je odhadnuta konstantní hodnotou 3 nH.

## 7 Výsledky: 3-D Paretova plocha a volba pěti demonstrativních řešení



## 7.1 Alternativní zobrazení 1

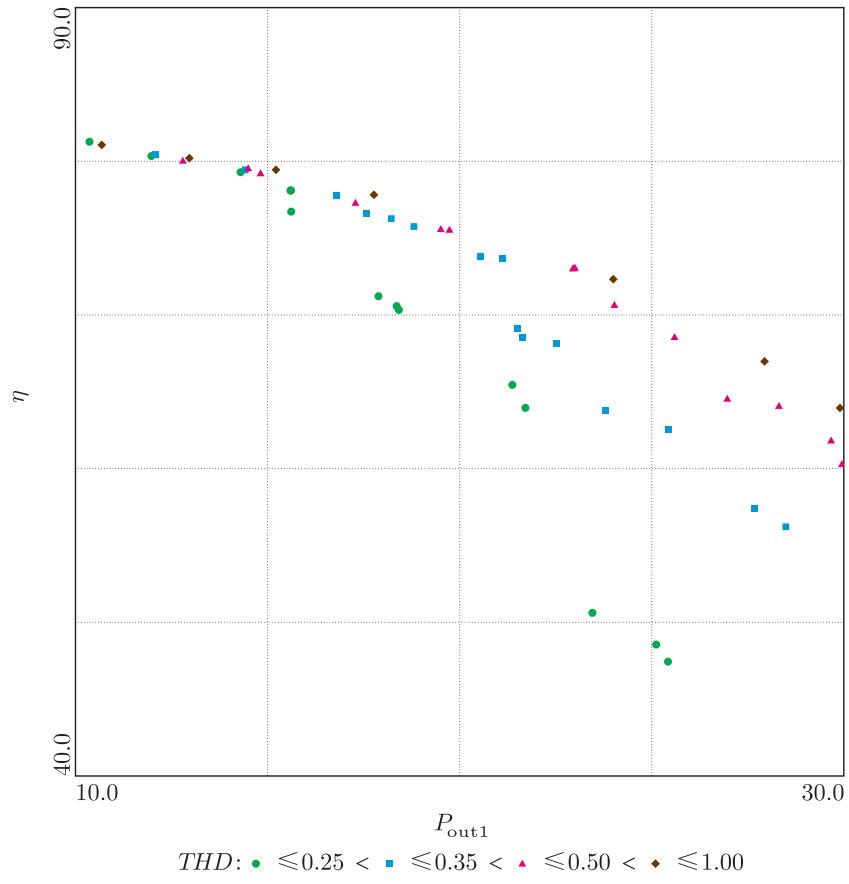
O něco přehlednějšího zobrazení lze dosáhnout postupným přidáváním bodů s větším harmonickým zkreslením:



(Vyhledávat optimální bod z hlediska uživatele tak lze z jednoduššího obrázku neobsahujícího body s nepříjemně velkým harmonickým zkreslením; v našem případě bychom téměř jistě nezvažovali body s celkovým harmonickým zkreslením přes jedno procento, tj. body, které přibýly až v pátém obrázku.)

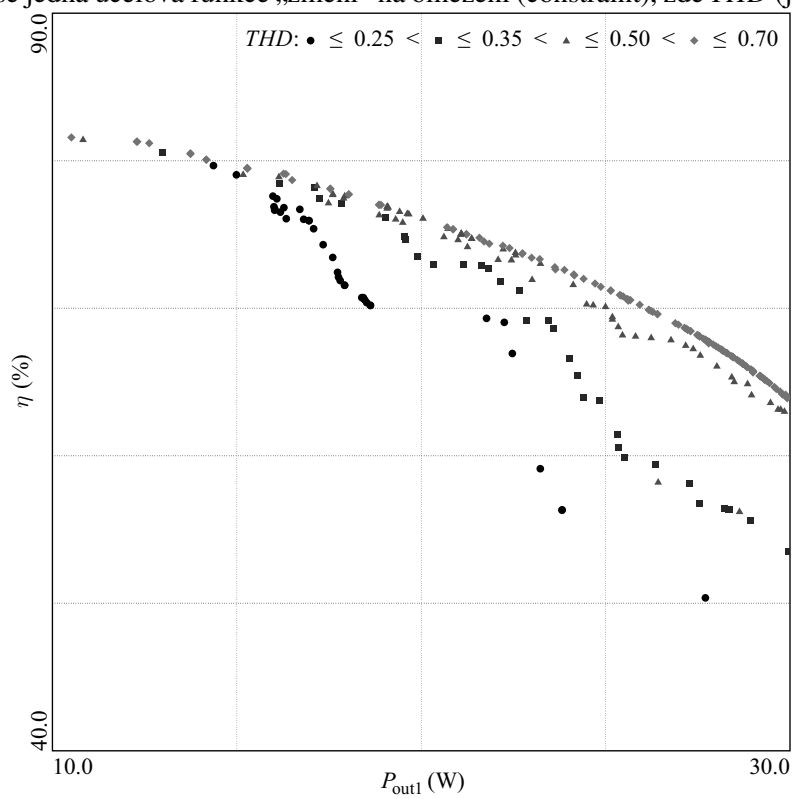
## 7.2 Alternativní zobrazení 2

Místo pokusů o (rovnoměrné) pokrytí třídimenzionální Paretovy plochy (v tomto případě tedy opravdu „plochy“) lze preferovat systém dvojdimenzionálních vrstevnic. Toto lze realizovat ustavením celkového harmonického zkreslení jako omezující podmínky (tj. nikoliv jako cílové funkce) a opakování optimalizací (tentokrát už jen dvojrozměrných) pro různá limitující *THD*. Pokud už máme k dispozici předběžné třídimenzionální řešení, můžeme získat řešení ve formě [vrstevnic](#) novou optimalizací se souborem omezení, které nyní zahrnuje i *THD*, přičemž startovními hodnotami budou body třídimenzionálního řešení:



## 8 Posloupnost 2-D vrstevnic

V tomto případě se jedna účelová funkce „změní“ na omezení (constraint), zde *THD* (jde o 4 2-D úlohy):



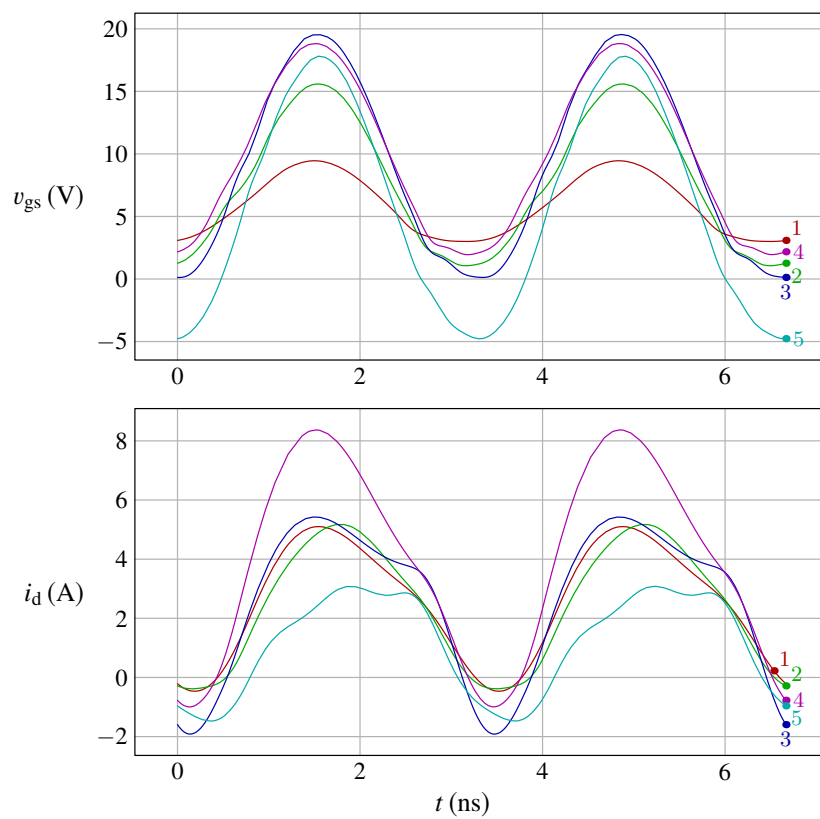
## 9 Pět vybraných řešení

N°	Symbol	Číslo řešení					Jednotka
		1	2	3	4	5	
1	$V_{gsmax}$	9.97	15.9	20.0	19.2	18.9	V
2	$V_{gsACm}$	4.03	8.05	10.7	9.24	12.0	V
3	$L_1$	7.86 n	11.3 n	4.23 n	3.97 n	5.03 n	H
4	$C_1$	294 p	133 p	299 p	51.6 p	166 p	H
5	$C_2$	22.6 p	5.09 p	27.0 p	300 p	3.41 p	H
6	$L_2$	6.84 n	7.00 n	7.97 n	7.32 n	9.89 n	H
7	$C_3$	20.1 p	2.35 p	18.4 p	22.6 p	17.0 p	H
1	$P_{out1}$	15.3	18.8	22.8	28.4	11.2	W
2	$\eta$	49.7	63.7	72.9	58.4	81.7	%
3	$THD$	0.163	0.239	0.512	0.394	3.03	%
4	$I_{d avg}$	2.56	2.44	2.59	4.01	1.15	A
5	$P_{diss}$	13.6	8.42	6.65	16.0	1.84	W

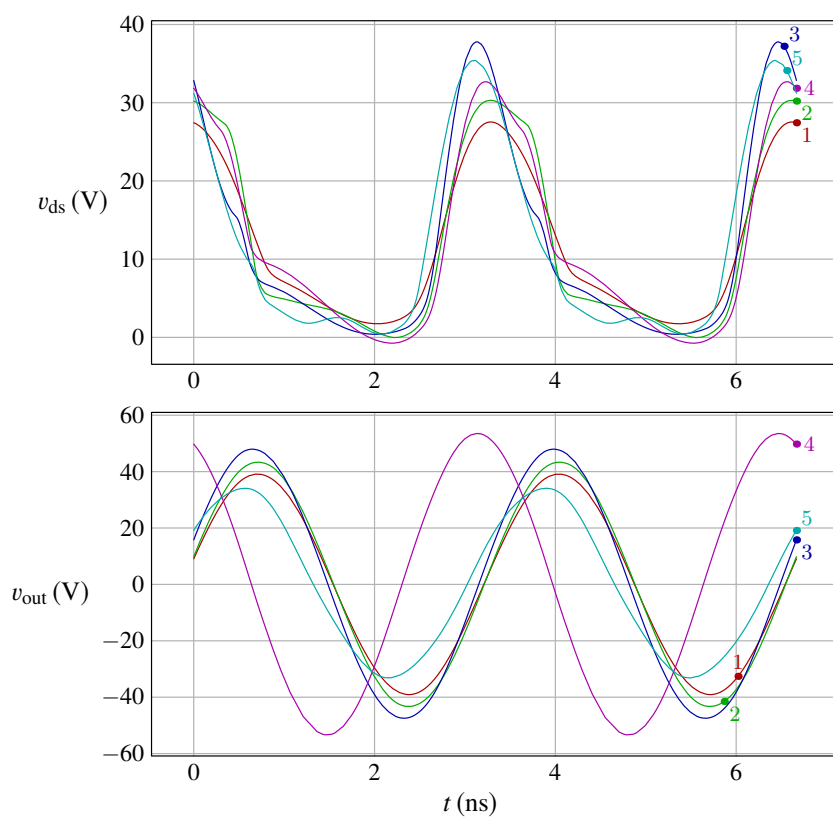
Z tabulky je zcela jasné, že požadavky na obvod jsou skutečně v protikladu: nejvyšší účinnosti např. dosahuje páté zvolené demonstrativní řešení (81.7 %, z čehož je jasné, že musí jít o třídu C, protože toto číslo je nad teoretickým limitem tříd A a B), ovšem harmonické zkreslení při takovéto účinnosti je přes 3 %. Nejvyššího výkonu první harmonické komponenty se dosáhne pro čtvrté řešení (28.4 W), ovšem účinnost pak klesne na “pouhých” 58.4 %. Za vhodný kompromis lze tedy asi považovat řešení třetí.



## Výsledky: časové průběhy pro vybraných pět řešení



### Výsledky: časové průběhy pro vybraných pět řešení (pokračování)



## Obsah

<b>1</b>	<b>Výkonový zesilovač – definice úlohy</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Vstupní návrhové proměnné</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Účelové funkce a technologická omezení (constraints) optimalizace</b>	<b>5</b>
3.1	Průměrný výstupní výkon první harmonické komponenty $P_{out1}$ . . . . .	5
3.2	Výkonová účinnost $\eta$ . . . . .	6
3.3	Celkové harmonické zkreslení $THD$ . . . . .	6
3.4	Mezní hodnoty tranzistoru aplikované jako omezení pro hledaná řešení . . . . .	7
<b>4</b>	<b>Model LDMOSFET (Lateral Diffusion MOSFET)</b>	<b>8</b>
<b>5</b>	<b>Typická přesnost modelu charakteristik SIPMOS BUZ345 (Infineon)</b>	<b>10</b>
<b>6</b>	<b>Modely pasivních prvků</b>	<b>11</b>
<b>7</b>	<b>Výsledky: 3-D Paretova plocha a volba pěti demonstrativních řešení</b>	<b>12</b>
7.1	Alternativní zobrazení 1 . . . . .	13
7.2	Alternativní zobrazení 2 . . . . .	13
<b>8</b>	<b>Posloupnost 2-D vrstevnic</b>	<b>15</b>
<b>9</b>	<b>Pět vybraných řešení</b>	<b>16</b>