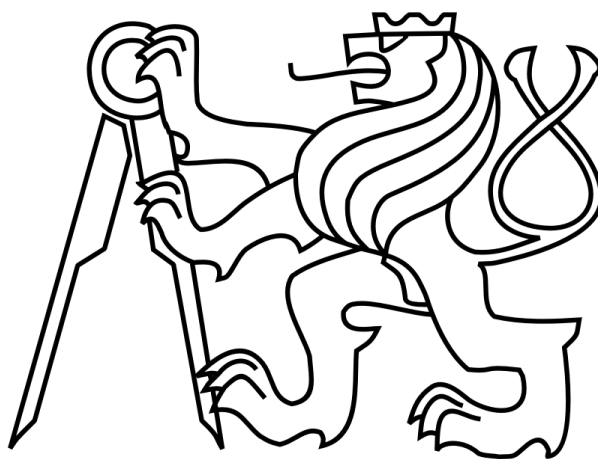


**České vysoké učení technické v Praze**

**fakulta elektrotechnická**

**katedra mikroelektroniky**



## **Diplomová práce**

**Modelování a návrh nízkopříkonové nábojové pumpy**

**Autor:** Bc. Jan Marek

**Vedoucí práce:** Ing. Ondřej Šubrt, Ph.D.

**2014**

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. M A R E K Jan**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika  
Obor: Elektronika

Název tématu: **Modelování a návrh nízkopříkonové nábojové pumpy**

### **Pokyny pro vypracování:**

1. Prostudujte současné trendy v návrhu integrovaných nábojových pump.
2. Na základě bodu 1. modelujte a navrhnete dvě integrovatelné nábojové pumpy s nízkým příkonem vhodné pro aplikace v napájecí části non-volatilní paměti. Nábojové pumpy budou pracovat s nízkým napájecím napětím (1 V až 1.5 V) a budou schopny dodávat výstupní napětí +11 V (pozitivní pumpa), resp. -8 V (negativní pumpa) do zátěže  $C=10$  pF,  $I_{load}=500$  nA.
3. Vytvořte model regulace těchto nábojových pump, se zahrnutím reálných vlastností prvku obsažených v Design Kitu TDK Mentor Graphics.
4. Výstupní parametry budou základní statické a dynamické parametry (spotřeba, účinnost, doba náběhu,...). Uvažte možnost optimalizace těchto parametrů.
5. Proveďte návrh pump a simulujte na tranzistorové úrovni (TDK Mentor Graphics), včetně odhadu plochy na čipu ve zvoleném příkladu technologie.
6. Zhodnoťte dosažené výsledky a doporučte postup implementace na čipu (provedte tzv. floorplanning).

### **Seznam odborné literatury:**

- [1] Campardo, G., Micheloni, R., Novosel, D.: VLSI Design of Non-Volatile Memories, Springer, 2005
- [2] Pan, F., Samaddar, T.: Charge Pump Circuit Design, McGraw-Hill, 2006

Vedoucí: **Ing. Ondřej Šubrt, Ph.D.**

Platnost zadání: 31. 8. 2015

L.S.

Prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.  
vedoucí katedry

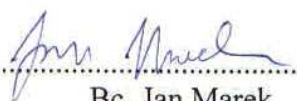
Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 22. 1. 2014

## Čestné prohlášení

„Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci „Modelování a návrh nízkopříkonové nábojové pumpy“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce.“

V Praze dne 12.5.2014.....

  
.....  
Bc. Jan Marek

## **Anotace**

V diplomové práci je uveden praktický návrh základních typů integrovaných nábojových pump vhodných pro použití v napájecí části nonvolatilních pamětí. Čtenář se seznámí s vlastnostmi nábojových pump od základních principů, přes podrobný popis koncepcí Dicksonovy a CTS pumpy včetně rozboru neideálních vlastností, až k vytvoření matematického modelu, jenž je aplikován na konkrétním zadání a následně ověřen numerickou analýzou (simulací) v profesionálním návrhovém prostředí. Nedílnou součástí je rozbor a návrh ostatních bloků obvodu pumpy, sestavení modelu regulace a měření charakteristických vlastností uceleného systému s vyhodnocením dosažených parametrů. Závěrečná kapitola uvede čtenáře do problematiky spojené s návrhem fyzického layoutu. Cílem práce je poskytnout alternativní cestu návrhu vybraných typů nábojových pump s uvážením možnosti optimalizace.

## **Klíčová slova**

CTS nábojová pumpa, Dicksonova nábojová pumpa, modelování, simulace, regulace.

## **Abstract**

The project deals with a practical design of the basic types of integrated charge pumps, which have been used for the power management part of non-volatile memories. First, the reader is acquainted with some properties of charge pumps from a basic operation of circuits, through detailed description of the concept Dickson's and CTS charge pumps including analysis of non-ideal properties to developing a mathematical model, which is applied to a particular task and then verified by numerical analysis (simulations) in a professional design environment. An integral part of the project is devoted to analysis and design of other circuit blocks pumps, create model of the regulation and measuring the characteristics of an integrated system with evaluation of achieved parameters. In the final chapter, the reader is introduced to the problems associated with the physical layout design. The main benefit of the project is to provide an alternative design procedure of selected types of charge pumps considering the optimization opportunities.

## **Index terms**

CTS charge pump, Dickson's charge pump, modeling, simulation, regulation.

# Obsah

|   |           |
|---|-----------|
| <b>ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE.....</b>                            | <b>2</b>  |
| <b>Seznam použitých symbolů a zkratek .....</b>               | <b>6</b>  |
| <b>Úvod.....</b>  | <b>12</b> |
| <b>1 Koncepce, principy a vlastnosti nábojových pump.....</b> | <b>14</b> |
| 1.1 Základní princip .....                                    | 14        |
| 1.2 Dicksonova nábojová pumpa .....                           | 16        |
| 1.3 Dynamické vlastnosti .....                                | 22        |
| 1.4 Specifika nábojových pump s tranzistorem MOSFET.....      | 28        |
| 1.5 Další koncepce řešení dvoufázových pump .....             | 33        |
| <b>2 Návrh a simulace Dicksonovy a CTS pumpy.....</b>         | <b>37</b> |
| 2.1 Úvod do problematiky.....                                 | 37        |
| 2.2 Základní požadavky, kritéria návrhu.....                  | 39        |
| 2.3 Měření parametrů tranzistorů .....                        | 40        |
| 2.4 Návrh Dicksonovy pumpy .....                              | 43        |
| 2.5 Návrh CTS pumpy .....                                     | 52        |
| <b>3 Model regulační smyčky s nábojovou pumpou .....</b>      | <b>61</b> |
| 3.1 Úvod do problematiky.....                                 | 61        |
| 3.2 Generátor .....   | 61        |
| 3.3 Měřící člen.....  | 66        |
| 3.4 Reálné vlastnosti nábojových pump v regulační smyčce..... | 68        |
| <b>4 Layout.....</b>  | <b>74</b> |
| 4.1 Parazitní kapacity .....                                  | 74        |
| 4.2 Kritické signálové cesty .....                            | 76        |
| 4.3 Napájení .....  | 78        |
| <b>Závěr.....</b>   | <b>81</b> |
| <b>Seznam použité literatury.....</b>                         | <b>83</b> |
| <b>Seznam příloh .....</b>                                    | <b>84</b> |

## Seznam použitých symbolů a zkratek

|             |  |
|-------------|--|
| $C(F)$      | Hlavní kapacita pumpy  |
| $C_{eq}$    | Millerova kapacita   |
| $C_{GB}$    | Kapacita gate - bulk   |
| $C_{GD}$    | Kapacita gate – drain  |
| $C_{GS}$    | Kapacita gate - source   |
| $C_{in}$    | Vstupní kapacita   |
| $C_{inv}$   | Hlavní kapacita kruhového oscilátoru                           |
| $C_L$       | Zatěžovací kapacita  |
| $C_{m1m2}$  | Kapacita mezi metalickými vedeními                             |
| $C_{min}$   | Minimální hlavní kapacita pumpy                                |
| $C_{out}$   | Výstupní kapacita  |
| $C_{ov}$    | Parazitní kapacita způsobená přesahem oblastí E a C pod hradlo |
| $C_{ox}$    | Kapacita hradlového oxidu                                      |
| $C_{pump}$  | Vnitřní kapacita pumpy   |
| $C_s$       | Parazitní kapacita   |
| $C_{side}$  | Kapacita stěn  |
| $C_{sub}$   | Parazitní kapacita mezi metalickým vedením a substrátem        |
| $C_{tot}$   | Celková kapacita úseku metalického vedení                      |
| $C_v$       | Sběrací kapacitor  |
| $C_w$       | Kapacita elementárního úseku vedení                            |
| $C_z$       | Zatěžovací kapacita zahrnující vnitřní kapacitu pumpy          |
| $F(-)$      | Elektrický zisk hradla   |
| $G$         | Logický zisk hradla  |
| $I_{cc}(A)$ | Střední hodnota napájecího proudu                              |
| $I_D$       | Proud drainu tranzistoru MOSFET                                |

|                          |   |
|--------------------------|---|
| $I_L$                    | Zatěžovací proud  |
| $I_{reg}$                | Regulační proud měřícího členu                                |
| $K_p (A/V^2)$            | Parametr přenosové vodivosti                                  |
| $L(m)$                   | Délka (obecně)  |
| $L_{cap}$                | Délka integrovaného kapacitoru                                |
| $L_D$                    | Délka kanálu tranzistoru MOSFET pracujícího ve funkci diody   |
| $L_{ov}$                 | Přesah délky kanálu tranzistoru MOSFET pod hradlo             |
| $L_s$                    | Délka kanálu tranzistoru MOSFET pracujícího ve funkci spínače |
| $N (-)$                  | Počet stupňů pumpy  |
| $N_{min}$                | Minimální počet stupňů pumpy                                  |
| $N_A (m^{-3})$           | Koncentrace ionizovaných akceptorů                            |
| $N_{inv} (-)$            | Počet invertorů v kruhovém oscilátoru                         |
| $P_{gin} (W)$            | Vstupní příkon generátoru                                     |
| $P_{in}$                 | Vstupní příkon (obecně)                                       |
| $P_{out}$                | Výstupní výkon (obecně)                                       |
| $Q_{cc} (C)$             | Celkový náboj pumpy dodávaný zdrojem                          |
| $Q_i$                    | Velikost náboje v i-tém uzlu pumpy                            |
| $R_{ekv} (\Omega)$       | Ekvivalentní odpor tranzistoru MOSFET                         |
| $R_{GND}$                | Odpor v zemní větvi metalického vedení                        |
| $R_L$                    | Zatěžovací odpor  |
| $R_{pump}$               | Vnitřní odpor pumpy   |
| $R_{pump,1}$             | Odpor jednoho stupně pumpy                                    |
| $R_{sheet} (\Omega/m^2)$ | Odpor na čtverec  |
| $R_{tot} (\Omega)$       | Celkový odpor úseku metalického vedení                        |
| $R_{Ucc}$                | Odpor v napájecí větvi metalického vedení                     |
| $S_{cap1,2} (m^2)$       | Plocha kapacitorů (měřícího členu)                            |

|               |  |
|---------------|--|
| $S_{CTSpump}$ | Plocha layoutu CTS pumpy                             |
| $S_{dpump}$   | Plocha layoutu Dicksonovy pumpy                      |
| $S_{dr}$      | Plocha layoutu budícího členu                        |
| $S_{gen}$     | Celková plocha generátoru                            |
| $S_{KO}$      | Plocha layoutu klopného obvodu                       |
| $S_{osc}$     | Plocha layoutu kruhového oscilátoru                  |
| $T (s)$       | Perioda hodinového signálu                           |
| $T_D$         | Zpoždění   |
| $T_r$         | Doba náběhu  |
| $T_{rec}$     | Doba zotavení  |
| $U_{(i)} (V)$ | Napětí v i-tém uzlu pumpy                            |
| $U_c$         | Napětí na kapacitoru                                 |
| $U_{cc}$      | Napájecí napětí                                      |
| $U_D$         | Dopředné napětí diody                                |
| $U_d$         | Napětí drain - zem                                   |
| $U_{div}$     | Napětí na výstupu měřícího členu                     |
| $U_{DS}$      | Napětí drain - source                                |
| $U_{ext}$     | Přiložené externí napětí na čip                      |
| $U_{fin}$     | Konečná hodnota výstupního napětí pumpy              |
| $U_g$         | Amplituda generátoru (obecně)                        |
| $U_G$         | Napětí gate - zem                                    |
| $U_{gH}$      | Napětí generátoru ve vysoké úrovni napájecího napětí |
| $U_{gL}$      | Napětí generátoru v nízké úrovni napájecího napětí   |
| $U_{out}(0)$  | Výstupní napětí pumpy v čase t=0                     |
| $U_{out,0}$   | Výstupní napětí naprázdno                            |
| $U_{out,0}^*$ | Modifikace výstupního napětí naprázdno               |



|                  |  |
|------------------|--|
| $U_{out,av}$     | Střední hodnota výstupního napětí pumpy                            |
| $U_{out,av,pož}$ | Požadovaná hodnota výstupního napětí pumpy                         |
| $U_r$            | Zvlnění výstupního napětí  |
| $U_{ref}$        | Referenční napětí  |
| $U_{reg}$        | Regulační úroveň výstupního napětí                                 |
| $U_s$            | Napětí source - zem  |
| $U_{sb}$         | Napětí source - bulk   |
| $U_{ss}$         | Nejnižší potenciál   |
| $U_t$            | Prahové napětí tranzistoru MOSFET                                  |
| $U_{t0}$         | Prahové napětí tranzistoru MOSFET při nulovém předpětí source-bulk |
| $\Delta U$       | Přírůstek napětí   |
| $\Delta U_{cc}$  | Rozdíl vnějšího napájecího napětí na čipu a napětí na zátěži       |
| $W (m)$          | Šířka (obecně)   |
| $W_{cap}$        | Šířka integrovaného kapacitoru                                     |
| $W_D$            | Šířka kanálu tranzistoru MOSFET pracujícího ve funkci diody        |
| $W_s$            | Šířka kanálu tranzistoru MOSFET pracujícího ve spínače             |
| $Z_L (\Omega)$   | Zatěžovací impedance   |
| $a (-)$          | Aproximační koeficient   |
| $e (V)$          | Rozdíl požadované a regulované veličiny (napětí)                   |
| $f (Hz)$         | Pracovní frekvence pumpy   |
| $i_c (A)$        | Okamžitá hodnota proudu kapacitorem                                |
| $i_D$            | Okamžitá hodnota proudu drainem                                    |
| $i_{e0}$         | Střední hodnota nabíjecího proudu soustavy se spínanými kapacitory |
| $k_z (-)$        | Ztrátový koeficient  |
| $n_i (m^{-3})$   | Koncentrace elektronů  |

|                        |  |
|------------------------|--|
| $q_{inj} (C)$          | Injektovaný náboj                          |
| $t_{HL} (s)$           | Doba vzestupné hrany                       |
| $t_{LH}$               | Doba sestupné hrany                        |
| $t_{ox} (m)$           | Tloušťka hradlového oxidu                  |
| $u_c (V)$              | Okamžitá hodnota napětí na kapacitoru      |
| $u_g$                  | Okamžitá hodnota napětí hodinového signálu |
| $u_{out}$              | Okamžitá hodnota výstupního napětí         |
| $\alpha (-)$           | Modifikovaný body effect faktor            |
| $\beta$                | Vazební poměr                              |
| $\gamma$               | Body effect faktor                         |
| $\varepsilon$          | Relativní permitivita                      |
| $\varepsilon_{Si}$     | Relativní permitivita křemíku              |
| $\eta_s$               | Statická účinnost                          |
| $\eta_{Tr}$            | Účinnost pumpy během doby náběhu           |
| $\vartheta (^\circ C)$ | Teplota okolí                              |
| $\rho (\Omega/m)$      | Měrný odpor                                |
| $\tau (s^{-1})$        | Časová konstanta                           |
| $\Phi_s (V)$           | Povrchový potenciál                        |
| <b>B</b>               | <b>Bulk</b>                                |
| <b>CLK</b>             | <b>Vstup hodinového signálu</b>            |
| <b>CTS</b>             | <b>Charge – transfer - switch</b>          |
| <b>E</b>               | <b>Uvolňovací vstup</b>                    |
| <b>IN</b>              | <b>Vstup soustavy</b>                      |
| <b>INV</b>             | <b>Invertor</b>                            |

|                |  |
|----------------|--|
| K              | Komparátor   |
| M <sub>D</sub> | Označení pro tranzistor MOSFET pracujícího ve funkci diody   |
| M <sub>S</sub> | Označení pro tranzistor MOSFET pracujícího ve funkci spínače |
| ND             | Označení pro hradlo NAND                                     |
| OUT            | Výstup soustavy  |
| SC             | Soustava se spínanými kapacitami                             |
| TG             | Přenosové hradlo   |
| VCO            | Napětím řízený oscilátor                                     |
| ZV             | Zpětná vazba   |
| l              | Lichá fáze sepnutí   |
| s              | Sudá fáze sepnutí  |

# Úvod

Co jsou nábojové pumpy? Nábojové pumpy jsou obvody s kapacitami, které shromažďují, zvyšují, případně invertují elektrický náboj.

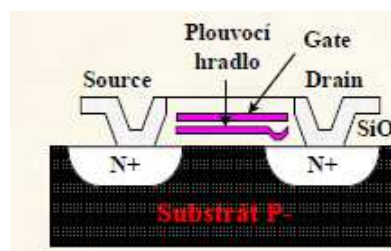
Prvním historicky významným mezníkem ve vývoji nábojových pump přinesl rok 1932, kdy fyzici John Douglas Cockroft a Ernest Thomas Sinton Walton zkonstruovali vysokonapěťový stejnosměrný zdroj elektrické energie, který byl posléze použit k prvnímu, uměle vytvořenému urychlení atomových částic. Méně známá je skutečnost, že princip násobiče napětí byl objeven mnohem dříve, a sice v roce 1919 švýcarským fyzikem Heinrichem Greinacharem. Proto se kaskádnímu násobiči také někdy říká Greinacharův zdvojovač (doubler). Cockroft-Waltonovy obvody našly mimo urychlovačů své uplatnění v mnoha běžných elektronických zařízeních, jako jsou analogové obrazovky, skenery (X-ray paprsek), apod.



**Obr. 0.1** Cockroft-Waltonův násobič  
[Převzato z: <http://en.wikipedia.org/wiki/Cockroft>]

Nábojové pumpy prošly svým vývojem a v současné době představují nízkopříkonové integrované obvody, které se stávají alternativou ke klasickým DC/DC měničům s indukčnostmi v systémech pracujících s nízkým napájecím napětím (bateriově napájené) a malým výstupním výkonem.

Typickým příkladem je použití v napájecí části nonvolatilních pamětí typu EEPROM, FLASH a dalších. Reprogramovatelné a elektricky mazatelné paměti vyžadují pro zápis informace vysoké napětí na řídicí elektrodě, které zapříčiní tunelový efekt elektronů do izolovaného hradla. Mazání se provede odsátím naakumulovaného náboje z hradla přiložením napětí opačné polarity mezi G a D.



**Obr. 0.2** Vnitřní struktura paměti EEPROM

V diplomové práci bude řeč o nejjednodušších typech dvoufázových pump využitelných v mikroelektronice. Prvním typem je základní obvod vynalezený panem Dicksonem v roce 1976, druhým je pokročilejší struktura označovaná jako CTS pumpa - Charge – transfer – switch.

Motivací je nalézt cestu k návrhu pump prostřednictvím makromodelu, s cílem dosáhnout minimální odchylky mezi teoretickými hodnotami a výsledky numerické analýzy. Pokud se podaří takový model vytvořit, pak lze zapojení optimalizovat vůči zadaným požadavkům bez pracné analýzy v simulátoru.

Samotný návrh se opírá o idealizovaný model, jenž představuje „ostrouhanou“ podobu popisu kvazianalogové soustavy. Pro modelování je nezbytné mít po ruce potřebné nářadí v podobě veškerých shromážděných informací. Na Dicksonově nábojové pumpě, jako na základním stavebním kamenu, byl proveden rozbor statických a dynamických vlastností obou zapojení, včetně odvození důležitých vztahů pro návrh. Matematický model obou pump byl implementován v programu Maple 16, následně proběhlo testování v simulátoru Mentor Graphics a na základě získaných výsledků numerické analýzy (kalibrační měření) byla provedena zpětná korekce modelu.

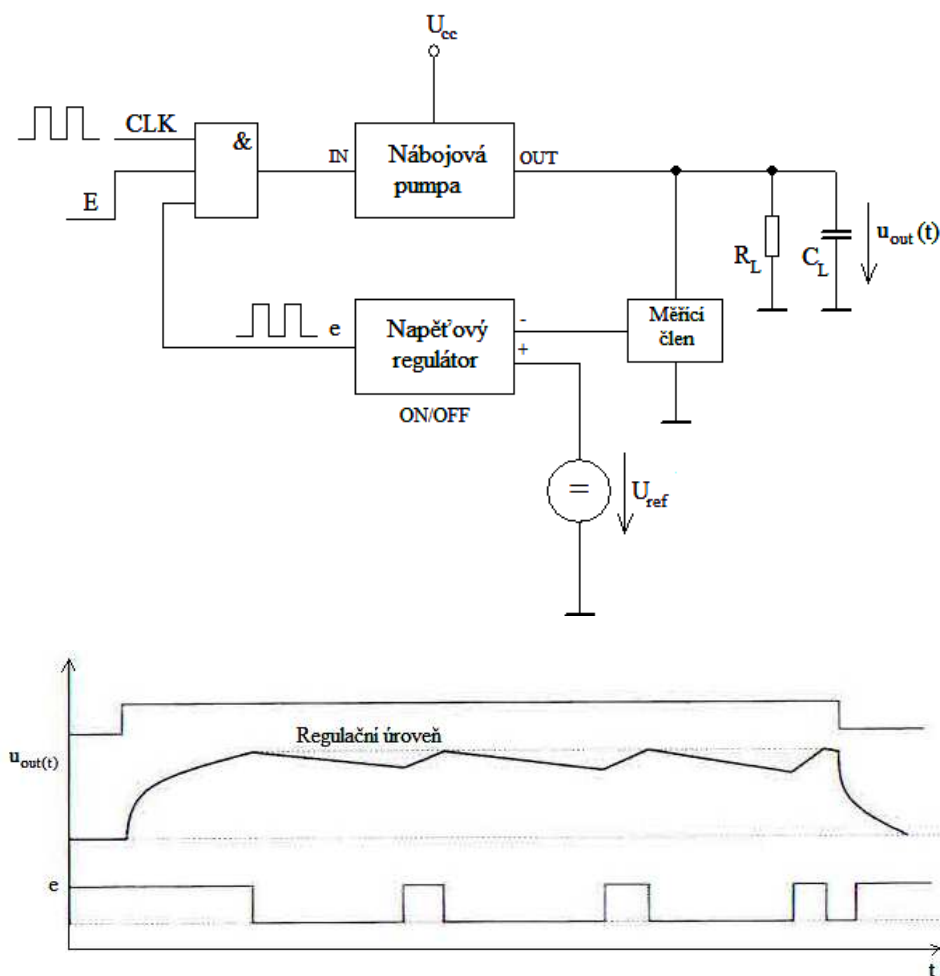
Navržené obvody nábojových pump byly zařazeny do obvodu regulační smyčky a na zhotoveném modelu byly změřeny statické parametry (zatěžovací charakteristika, převodní charakteristika,...) a dynamické parametry (doba náběhu, napájecí proud,...).

# 1 Koncepce, principy a vlastnosti nábojových pump

## 1.1 Základní princip

### 1.1.1 Blokové schéma regulační smyčky

Nábojové pumpy obecně pracují v uzavřené regulační smyčce, jako je naznačeno na obrázku 1.1. Z pohledu automatického řízení se jedná o zpětnovazební smyčku s nespojitě pracujícím regulátorem (ON/OFF regulace), v níž regulovanou veličinou je střední hodnota výstupního napětí, která se samočinně reguluje dle okamžité hodnoty výstupního napětí  $u_{out}(t)$  tak, abychom na svorce OUT dosáhli požadované úrovně stejnosměrného napětí bez ohledu na působící vlivy (změny vstupního napětí, výstupní proudu, teploty, apod.).



*Obr. 1.1 Model a princip regulační smyčky s nábojovou pumpou*

Nábojová pumpa, řízená hodinovým signálem CLK, představuje v modelu regulovanou soustavu, jež má za úkol generovat výstupní napětí žádané hodnoty. V počátečním stavu nabíhá výstupní napětí od nuly a výstup regulátoru (chybový signál  $e$ ), jež zapíná a vypíná

zdroj hodinového signálu, je ve vysoké úrovni, tzn., že generátor hodin je po celou dobu náběhu regulace aktivní. V nábojové pumpě postupně narůstá celková potenciální energie a v okamžiku, kdy hodnota snímaného vzorku výstupního napětí ve zpětné vazbě obvodu dosáhne regulační úrovně dané napětíovou referencí, se výstup napětíového regulátoru překlopí do nízké úrovně a generátor hodin vypne. Ze samotného principu vyplývá, že pokud by výstup pumpy byl zatížen čistě kapacitní zátěží (chod naprázdno), pak by se v ideálním případě generátor hodin již nemusel nadále aktivovat. Ovšem přítomností mnoha nežádoucích jevů, jako jsou svodové proudy, vlastní spotřeba regulátoru a dalších, dojde k postupnému vybití kapacitorů uvnitř pumpy, což vede k opětovnému spuštění generátoru. V případě zatížení odporovou zátěží se čas sepnutí a vypnutí generátoru odvíjí zejména od velikosti jmenovitého zatěžovacího proudu. Jestliže výstupní napětí kolísá blízko regulační úrovně, nespojitý regulátor spíná a vypíná ve velmi krátkých časových intervalech. Problém nastane v okamžiku, kdy amplituda rušivého signálu na výstupu překročí určitou mez, neboť může zcela znemožnit správnou funkci regulační smyčky. Existuje mnoho technik, jak se s problematikou potlačení rušení vypořádat. Jednou z možností je využití regulátoru pracujícího na principu napětíově řízeného oscilátoru (VCO). Regulační smyčka nábojové pumpy se spojitě řízeným kmitočtem hodin má ovšem rozdílné specifikace a liší se zcela i způsobem zapojení.

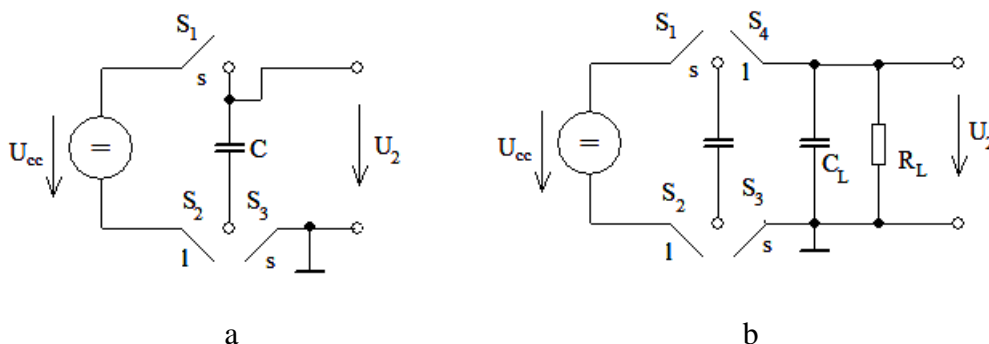
### 1.1.2 Kapacitní model nábojové pumpy

Nábojové pumpy představují speciální odvětví elektroniky a z hlediska zpracování signálu je řadíme do kategorie kvazianalogových obvodů pracujících na bázi spínaných kapacitorů (SC). Kvazianalogové obvody jsou specifické svou charakterizací, neboť přejímají některé vlastnosti od analogových soustav (forma zpracovávaného signálu, dynamické vlastnosti, kmitočtové omezení...) a některé vlastnosti od číslicových soustav (zpracování signálu v čase, nutnost hodin – řízení analogových spínačů, atd.). Ze systémového pohledu se nábojové pumpy chovají jako digitální obvod, avšak v rámci jedné fázi činnosti pracují jako obvody analogové - spojitě.

Princip nábojové pumpy bude vysvětlen na základním kapacitním modelu (obr. 1.2a). Zapojení obsahuje hlavní kapacitor  $C$  a trojici spínačů  $S_1$  až  $S_3$  řízených dvoufázovým hodinovým signálem. V sudé fázi  $s$  jsou sepnuty spínače  $S_1$  a  $S_3$  a kapacitor je nabit na napětí  $U_{cc}$ . V liché fázi hodin  $l$  je sepnut spínač  $S_2$  a napětí na kapacitoru z předchozí fáze se seče

s napájecím napětím  $U_{cc}$ . Na výstupu dostáváme v ideálním případě dvojnásobek napájecího napětí:

$$U_2 = 2U_{cc} \quad (1.1)$$



**Obr. 1.2** Základní kapacitní model nábojové pumpy: a) naprázdno, b) se zátěží

V případě zatížení (obr. 1.2b) se v ideálním případě uplatní jen kapacita  $C_L$ :

$$U_2 = \frac{C}{C + C_L} 2U_{cc} \quad (1.2)$$

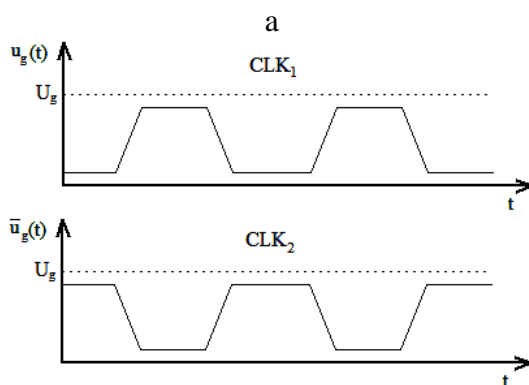
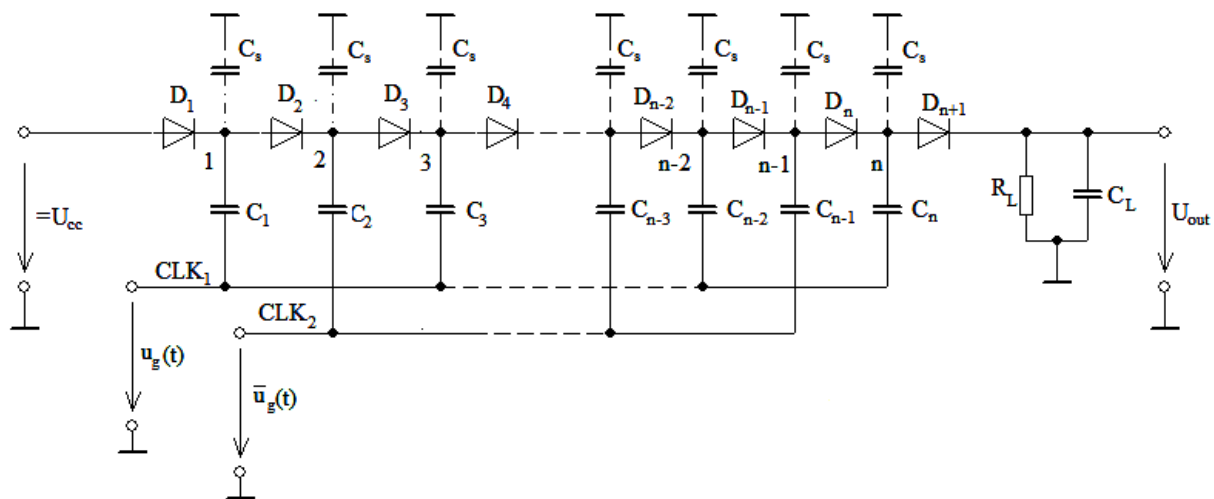
Přítomnost kapacity  $C_L$  se projeví poklesem výstupního napětí. Připojení zátěže, odebírající proud ( $R_L$ ), způsobí zvlnění výstupního napětí a povede opět k celkovému snížení napětí na výstupu. Špičková hodnota zvlněného napětí bude záviset jednak na velikosti odebíraného proudu a jednak na celkové kapacitě obvodu.

V nábojových pumpách figuruje celá řada neideálních jevů a my se jimi budeme dále podrobně zabývat.

## 1.2 Dicksonova nábojová pumpa

Zapojení sestává z řetězce sériově zapojených diod, počínaje anodou diody  $D_1$ , na kterou je přivedeno vstupní (napájecí) napětí a konče katodou diody  $D_{n+1}$  jenž je připojena k obvodu zátěže reprezentované paralelním spojením kapacitoru  $C_L$  a rezistoru  $R_L$ . Dvojice hodinových signálu  $CLK_1$  a  $CLK_2$  s amplitudou  $U_g$  pracující vzájemně v protifázi (obr. 1.3b) je připojena přes hlavní (vazební) kapacitory  $C_1$  až  $C_n$  k jednotlivým uzlům vzájemně spojených diod, tedy na katodu diody  $D_i$ , resp. na anodu diody  $D_{i+1}$ , tak, že hodiny  $CLK_1$  jsou připojeny k lichým uzlům a hodiny  $CLK_2$  k sudým uzlům proti zemi. Ke každému z těchto uzlů je navíc proti zemi připojena parazitní kapacita  $C_s$ . Zapojení obsahuje celkem  $N$  vazebních a  $N$  parazitních kapacitorů.





b

**Obr. 1.3** Dvoufázová Dicksonova nábojová pumpa: a) Schéma zapojení, b) Časový průběh hodinových signálů  $CLK_1$  a  $CLK_2$

Princip zapojení spočívá v přenosu náboje řetězcem diod, které pracují jako časově řízené spínače (oddělovače) s prahovým (propustným) napětím  $U_D$ . Přenos náboje mezi jednotlivými stupni pumpy zajišťují hlavní kapacitory ve spolupráci s obvodem hodin. Úkolem hodin je během přenosu náboje zvýšit potenciál přes kapacitní vazbu (hlavní kapacitu  $C_i$ ) v uzlech, které danému signálu  $CLK_1$  nebo  $CLK_2$  přísluší a v dalším cyklu pak tyto kapacitory opět nabít. V jedné půlperiodě  $CLK$  tedy dochází k nabití a ve druhé půlperiodě k vybití hlavních kapacitorů.

Při předávání náboje se nepříznivě projevuje parazitní kapacita  $C_s$ , neboť snižuje potenciál v daném uzlu (vzniká na ní úbytek napětí) :

$$U_g' = U_g \frac{C}{C + C_s} = U_g \frac{1}{1 + \beta} \quad (1.3)$$

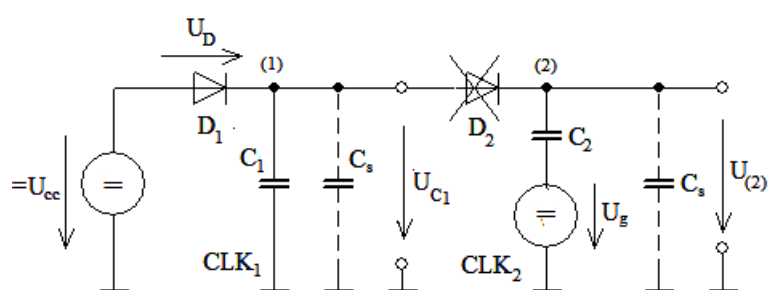
$$\text{kde } \beta = \frac{C_s}{C} \quad (1.4)$$

Poměr  $\beta$  se v zahraniční literatuře označuje jako „couple ratio“, neboli vazební poměr.

Potenciál v následujícím uzlu je snížen ještě o prahové napětí diod. Úbytek napětí mezi  $n$ -tým ( $n+1$ ) - ním uzlem je dán vztahem:

$$\Delta U = U_{n+1} - U_n = U_g' - U_D \quad (1.5)$$

V následující části si ukážeme činnost nábojové pumpy se dvěma stupni v jednotlivých fázích hodin  $CLK_1$  a  $CLK_2$  s odvozením výstupního napětí pro  $C = C_1 = C_2 = \dots = C_n$ . Obvod budeme analyzovat v ustáleném stavu – všechny přechodové děje považujeme za ukončené.



**Obr. 1.4a** Princip činnosti nábojové pumpy: nabíjení kapacitoru  $C_1$

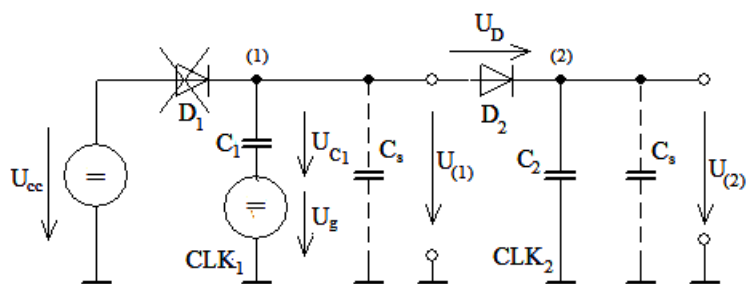
V první fázi předpokládejme hodiny  $CLK_1$  ve stavu L a hodiny  $CLK_2$  ve stavu H (obr. 1.4a). Dioda  $D_1$  je otevřena a kapacitor  $C_1$  společně s kapacitorem  $C_s$  je nabit na napětí:

$$U_{(1)} = U_{cc} - U_D \quad (1.6)$$

Současným připojením napětí  $U_g$  ( $CLK_2$ ) na kapacitor  $C_2$  se potenciál v uzlu (2) díky parazitní kapacitě  $C_s$  oproti původnímu napětí  $U_g$  zmenší:

$$U_{(2)} = U_g \cdot \frac{C_2}{C_2 + C_s} \quad (1.7)$$

Dioda  $D_2$  je zavřená, neboť na její katodě je díky napětí  $U_g$  vyšší potenciál, než na anodě.



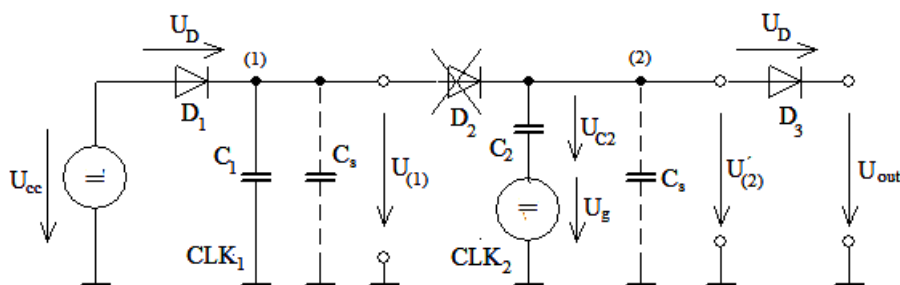
**Obr. 1.4b** Princip činnosti nábojové pumpy: přenos náboje z uzlu (1) do uzlu (2)

V okamžiku, kdy se hodinový signál  $CLK_1$  nachází v úrovni H, napětí  $U_g$  se v uzlu (1) sčítá s napětím na kapacitoru  $C_1$  z předchozí fáze (obr. 1.4b):

$$U_{(1)} = U_{C1} + U_g' = U_{cc} - U_D + U_g' \quad (1.8)$$

Dioda  $D_1$  je zavřená, neboť  $U_{cc} < U_{(1)}$ . Hodiny  $CLK_2$  se nachází v nízké úrovni, to znamená, že dioda  $D_2$  je otevřená a kapacitor  $C_2$  společně s kapacitorem  $C_s$  je nabit na napětí z uzlu (1) zmenšené o prahové napětí diody  $D_2$ :

$$U_{(2)} = U_{(1)} - U_D = U_{cc} - 2U_D + U_g' \quad (1.9)$$



**Obr. 1.4c** Princip činnosti nábojové pumpy: nabíjení kapacitoru  $C_1$  a přenos náboje na výstup

V okamžiku, kdy se hodiny  $CLK_1$  nachází opět ve stavu L a hodiny  $CLK_2$  ve stavu H (obr. 1.4c) je situace obdobná jako v první fázi (obr. 1.4a), pouze s tím rozdílem, že na kapacitoru  $C_2$  již není (téměř) nulové napětí, ale napětí určené ve druhé fázi činnosti obvodu (obr. 1.4b). Napětí v uzlu (2) je dáno součtem napětí na kapacitoru  $C_2$  s napětím (amplitudou)  $U_g$  hodin  $CLK_2$  a zmenšené o úbytek napětí na kapacitoru  $C_s$ :

$$U_{(2)}' = U_{C2} + U_g = U_{cc} + 2 \cdot (U_g' - U_D) \quad (1.10)$$

Na katodě diody  $D_3$  odebíráme výstupní napětí. Pro dva stupně nábojové pumpy získáme vztah pro maximální hodnotu výstupního napětí (naprázdno):

$$U_{out,0} = U_{cc} + 2 \cdot (U_g' - U_D) - U_D, \text{ pro } N=2 \quad (1.11)$$

Vztah lze zobecnit pro  $N$  stupňů:

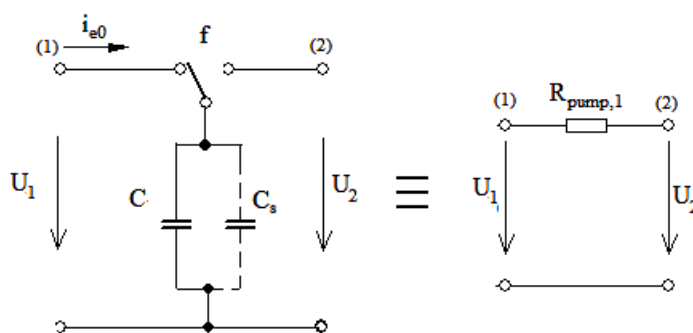
$$U_{out,0} = U_{cc} + N(U_g' - U_D) - U_D = U_{cc} + N \cdot \left( U_g' \cdot \frac{1}{1 + \beta} - U_D \right) - U_D \quad (1.12)$$

V případě, že nábojová pumpa odebírá proud, pak pro výstupní napětí platí známý vztah:

$$U_{out,av} = U_{out,0} - R_{pump} \cdot I_L \quad (1.13)$$

|     |              |                                     |
|-----|--------------|-------------------------------------|
| Kde | $U_{out,av}$ | Střední hodnota výstupního napětí   |
|     | $U_{out,0}$  | Výstupní napětí naprázdno           |
|     | $R_{pump}$   | Vnitřní odpor pumpy                 |
|     | $I_L$        | Střední hodnota zatěžovacího proudu |

Jednotlivé stupně pumpy vykazují vnitřní odpor, jenž vzniká v důsledku spínání hlavního a parazitního kapacitoru, jako je naznačeno na obrázku 1.5. Ekvivalenci vnitřního odporu jednoho stupně pumpy mezi uzly (1) a (2) si dokážeme rozbořem uvedeného obvodu.



**Obr. 1.5** Spínaný kapacitor jako ekvivalentní rezistor

V naznačené poloze přepínače se v paralelní kombinaci kapacitorů  $C$  a  $C_s$  vytvoří náboj:

$$Q_1 = U_1 \cdot (C + C_s) \quad (1.14)$$

Ve druhé poloze přepínače se náboj v kapacitorech změní na hodnotu:

$$Q_2 = U_2 \cdot (C + C_s) \quad (1.15)$$

Během jedné pracovní periody  $T$  přepínače tedy dojde ke změně náboje na kapacitorech:

$$\Delta Q = Q_2 - Q_1 = (C + C_s) \cdot (U_2 - U_1) \quad (1.16)$$

Je-li doba pracovní periody dostatečně krátká vzhledem k časovým změnám napětí  $u_1(t)$ , pak můžeme vyjádřit střední hodnotu proudu, procházejícího větví s přepínanými kapacitami:

$$i_{e0} = \frac{\partial Q}{\partial t} \cong \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{(C + C_s) \cdot (U_2 - U_1)}{T} \quad (1.17)$$

Z uvedené rovnice vyplývá, že při dostatečně vysokém kmitočtu spínání se obvod s přepínanými kapacitami chová skutečně jako rezistor. Pro vnitřní odpor pumpy s jedním stupněm platí:

$$R_{pump,1} = \frac{T}{C + C_s} = \frac{1}{f(C + C_s)} \quad (1.18)$$

Vztah můžeme opět zobecnit pro  $N$  stupňovou pumpu:

$$R_{pump} = \frac{T \cdot N}{C + C_s} = \frac{N}{f(C + C_s)} = \frac{N}{fC(1 + \beta)} \quad (1.19)$$

*Ve skutečnosti se uplatňují ještě odpory spínacích prvků, které však pro tento případ neuvažujeme.*

Zpětným dosazením rovnic (1.12) a (1.19) do rovnice (1.13) dostáváme pro výstupní napětí vztah:

$$U_{out,av} = U_{cc} + N \left( U_g' - U_D - \frac{I_L}{f(C + C_s)} \right) - U_D = U_{cc} + N \left( \frac{U_g}{1 + \beta} - U_D - \frac{I_L}{fC(1 + \beta)} \right) - U_D \quad (1.20)$$

V nízké úrovni hodin  $CLK_2$  je dioda  $D_{n+1}$  uzavřena a proud do zátěže dodává výstupní kapacita pumpy  $C_{pump}$  a zatěžovací kapacita  $C_L$ . Zmíněné kapacity se tedy vybíjí do rezistoru  $R_L$ , což způsobí pokles napětí na výstupu. Poté, co hodiny  $CLK_2$  přejdou do vysoké úrovně, napětí na zátěži opět vzroste. Důsledkem je zvlnění výstupního napětí, jehož mezivrcholová hodnota se vypočítá dle vztahu:

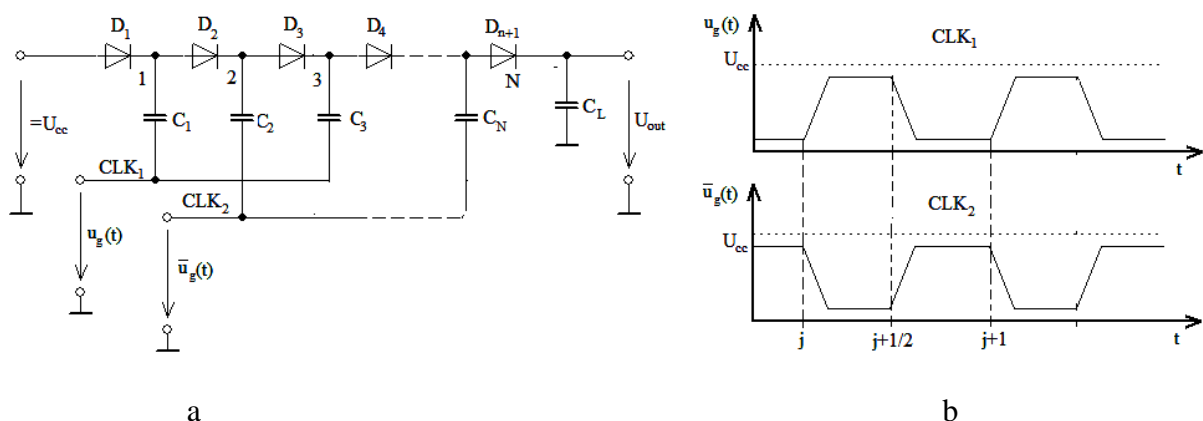
$$U_r = \frac{I_L}{fC_L} = \frac{U_{out,av}}{fR_L C_L} \quad (1.21)$$

### 1.3 Dynamické vlastnosti

Pro matematický popis soustav se spínanými kapacitami můžeme obecně využít řadu metod, které se liší přesností a schopností postihnout jednotlivé vlastnosti a chování soustavy v různých pracovních režimech. My využijeme metodu vycházející ze stavového popisu a z nábojových rovnic obvodu. Princip je následující: Činnost obvodu probíhá v periodicky se opakujících fázích. V každé fázi se obvod chová jako analogový systém v ustáleném stavu a může být v každém uzlu popsán stavovými rovnicemi. Výsledek řešení stavových rovnic na konci druhé fáze je současně počáteční podmínkou pro následující fázi. Z výkladu je zřejmé, že uvedený popis obvodu bude mít charakter rekurentních rovnic.

Ukážeme si popis Dicksonovy pumpy se sudým počtem stupňů, pro lichý počet je výpočet obdobný. Nutno ještě dodat, že použitý matematický aparát předpokládá jistou míru idealizace popisované struktury, zejména:

- Všechny spínače reprezentované diodami mají stejné a konstantní prahové napětí  $U_D$  a zanedbatelný svod.
- Všechny kapacitory jsou ideální – mají konstantní kapacitu a zanedbatelný svod.
- Parazitní kapacity jsou zanedbatelně malé v porovnání s hlavními kapacitami nábojové pumpy.
- Doba trvání pulsu hodin během jedné fáze  $CLK_1$  ( $CLK_2$ ) je dostatečně velká pro všechny RC časové konstanty obvodu.
- Doba náběhu nábojové pumpy je velmi dlouhá v porovnání s cyklem řídicích hodin. Při „pomalém“ náběhu výstupního napětí lze totiž předpokládat ustálený stav pumpy během zvyšování napětí v jednotlivých uzlech.



**Obr. 1.6** Zjednodušené zapojení nábojové pumpy (a) a časový průběh CLK (b)

### 1.3.1 Ustálený stav

Předpokládejme, že střední hodnota výstupního napětí (obr. 1.6) je konstantní.

V čase  $j$  je kapacitor  $C_1$  plně nabit a do uzlu 1 došlo k přenosu náboje o velikosti:

$$Q_1 = C(U_{cc} - U_D) \quad (1.22)$$

Během vysoké úrovně hodin  $CLK_1$  nastává k injekci náboje v uzlu (1), dioda  $D_2$  je otevřena a náboj se transportuje do uzlu (2). V čase  $j+1/2$  je přenos náboje dokončen a potenciál v uzlu 2 vzroste.

$$U_2 = \frac{Q_2 + q_{inj}}{C} \quad (1.23)$$

$Q_2$  představuje stávající náboj v uzlu 2 a  $q_{inj}$  je část náboje transportovaného do uzlu 2 poté, co došlo ke zvýšení potenciálu v uzlu 1, tj. po připojení  $CLK_1=H$ .

$$U_1 = U_2 + U_D \quad (1.24)$$

Nový potenciál v uzlu 1 a v čase  $j+1/2$  je roven:

$$U_1 = U_{cc} + \frac{Q_1 - q_{inj}}{C} \quad (1.25)$$

Dosazením rovnice (22) do (23) dostáváme:

$$U_D = U_{cc} + \frac{Q_1 - q_{inj}}{C} - \frac{Q_2 + q_{inj}}{C} \quad (1.26)$$

nebo

$$2Q_1 = Q_2 + 2q_{inj} \quad (1.27)$$

nebo

$$Q_2 = 2C(U_{cc} - U_D) - 2q_{inj} \quad (1.28)$$

Opět v první fázi, tj. v čase  $j$  bude dioda  $D_3$  zavřená a

$$U_D = U_{cc} + \frac{Q_2}{C} - \frac{Q_3}{C} \quad (1.29)$$

Dosazením rovnice (1.28) do (1.29) dostáváme:

$$Q_3 = 3C(U_{cc} - U_D) - 2q_{inj} \quad (1.30)$$

Stejným způsobem bychom mohli pokračovat. Vztah pro velikost náboje v jednotlivých uzlech lze zapsat obecně:

$$Q(2n-1) = C(2n-1)(U_{cc} - U_D) - 2q_{inj}(n-1) \quad (1.31)$$

$$Q(2n) = 2nC(U_{cc} - U_D) - 2q_{inj} \quad (1.32)$$

kde  $1 < n < N/2$ .

Pro  $N$ -tý stupeň pumpy v čase  $j$  (dioda  $D_{N+1}$  je zavřená) můžeme psát:

$$U_D = U_{cc} + \frac{Q_N}{C} - U_{out} \Rightarrow Q_N = C(U_{out} - U_{cc} + U_D) \quad (1.33)$$

Porovnáním rovnic (1.32) a (1.33) dostáváme pro injektovaný náboj  $q_{inj}$  vztah, jenž byl odvozen panem Dicksonem [1]:

$$q_{inj} = \frac{C}{N} [(U_{cc} - U_D)(N+1) - U_{out}] \quad (1.34)$$

S využitím rovnic (1.31), (1.32) a (1.34) dostáváme vztah pro velikost náboje v každém kapacitoru:

$$Q(2n-1) = \frac{2C(n-1)}{N} (U_{out} - U_{cc} + U_D) + C(U_{cc} - U_D) \quad (1.35)$$

$$Q(2n) = \frac{2nC}{N} (U_{out} - U_{cc} + U_D). \quad (1.36)$$

### 1.3.2 Celkový náboj a kapacita pumpy

Celkový náboj dodávaný zdrojem můžeme stanovit v podstatě dvěma způsoby. Jednak pomocí náboje uloženého v každém z kapacitorů a jednak lze celkový náboj stanovit jako součet nábojů spotřebovaných pumpou během jednoho hodinového cyklu CLK. V této části bude ukázán druhý zmíněný způsob, tedy celkový náboj vyjádříme součtem všech nábojů v obvodu  $Q_{cc}(n,j)$  ( $0 \leq n \leq N$ ):

$$Q_{cc}^d(j) = \sum_{n=1}^N Q_{cc}(k, j) = \sum_{n=1}^N n[Q(n, j) - Q(n, 0)] + (N+1)[Q_{inj}(j) - Q_{inj}(0)] \quad (1.37)$$

Využijeme následující počáteční podmínky,



$$Q(2n,0) = 0 \quad (1.38)$$

$$Q(2n-1,0) = C(U_{cc} - U_D) \quad (1.39)$$

$$Q_{inj}(0) = C_L(U_{cc} - U_D) \quad (1.40)$$

které přímo vyplývají z rovnic (1.35) a (1.36). S využitím rovnic (1.37), (1.38) a (1.39) dostáváme výsledný vztah pro celkový náboj v obvodu:

$$Q_{cc}^d(j) = (N+1)C_z(U_{out}(j) - U_{cc} + U_D) \quad (1.41)$$

Kapacita  $C_z$  sestává ze složek zatěžovací kapacity  $C_L$  a z kapacity samotné pumpy  $C_{pump}$ :

$$C_z = C_L + C_{pump} \quad (1.42)$$

S využitím znalosti celkového náboje lze poměrně snadno odvodit kapacitu pumpy, jejíž vztah vede na racionální lomenou funkci:

$$C_{pump} = \frac{4N^2 + 3N + 2}{12(N+1)} \cdot C \quad \text{pro } N \text{ sudé} \quad (1.43)$$

$$C_{pump} = \frac{4N^2 - N - 3}{12N} \cdot C \quad \text{pro } N \text{ liché} \quad (1.44)$$

Výše uvedené vztahy lze zjednodušit a dá se dokázat, že celková kapacita pumpy je přibližně rovna jedné třetině celkového součtu kapacit [4]. Pak

$$C_{pump} \approx \frac{NC}{3} \quad (1.45)$$

Zjednodušeného vztahu (1.45) lze využít pro nábojovou pumpu s chybou menší než 3% pro všechna sudá  $N \geq 4$ , a s chybou menší než 7% pro všechna lichá  $N \geq 5$  [4].

*Pozn.: Uvedená metodika sice umožňuje zahrnout do výpočtu všechny parazitní kapacity vůči společné signálové svorce (nulovému potenciálu), ty však v rámci zjednodušení nebyly uvažovány. Nicméně, za předpokladu, že všechny parazitní kapacity jsou stejně velké (ve všech uzlech), můžeme je jednoduše do výsledných vztahů zakomponovat (viz dále).*

V případě platnosti vztahu (1.34) můžeme stanovit celkový náboj naakumulovaný za dobu  $j$ :

$$Q_{cc}(j) = (N+1) \sum_{m=0}^j \frac{C}{N} [(N+1)(U_{cc} - U_D) - U_{out}(m)] \quad (1.46)$$

### 1.3.3 Doba náběhu, účinnost

Kombinací vztahů (1.37) a (1.46) získáme nábojovou rovnici:

$$C_z(U_{out}(j) - U_{cc} + U_D) = \sum_{m=0}^j \frac{C}{N} [(N+1)(U_{cc} - U_D) - U_{out}(m)]. \quad (1.47)$$

Rekurentní vyjádření (1.47) výstupního napětí:

$$C_z(U_{out}(j+1) - U_{out}(j)) = \frac{C}{N} [(N+1)(U_{cc} - U_D) - U_{out}(j+1)]. \quad (1.48)$$

Dosazením počáteční podmínky  $U_{out}(0) = U_{cc} - U_D$  z rovnice (1.40) do rovnice (1.48) dostaneme:

$$U_{out}(j) = (N+1)(U_{cc} - U_D) + [U_{out}(0) - (N+1)(U_{cc} - U_D)] \lambda^j \quad (1.49)$$

$$\lambda = \frac{1}{1 + \frac{C}{N \cdot C_z}} \quad (1.50)$$

Doba náběhu nábojové pumpy (Tanzawa a Tanaka – [1] [2] [6]), při které výstupní narůstá z počáteční hodnoty  $U_{out}(0)$  do hodnoty  $U_{fin}$ , může být vyjádřena vztahem:

$$T_r = \frac{\ln \left[ 1 - \frac{U_{fin} - U_{out}(0)}{N(U_{cc} - U_D)} \right]}{\ln(\lambda)} \cdot \frac{1}{f} \quad (1.51)$$

Střední hodnota napájecího proudu během doby  $T_r$ :

$$I_{cc} \approx \frac{Q_{cc}(T_r)}{T_r} = \frac{(N+1)C_z(U_{fin} - U_{out}(0))}{T_r} \quad (1.52)$$

Obdobně získáváme i důležitý vztah pro střední hodnotu výstupního proudu, tedy proudu tekoucího celkovou kapacitou pumpy během doby  $T_r$ :

$$I_L = \frac{C_z(U_{fin} - U_{out}(0))}{T_r} \quad (1.53)$$

V tuto chvíli máme vše potřebné pro odvození účinnosti pumpy. Vstupní příkon a výstupní výkon je definován jako:

$$P_{in} = \sum_{j=0}^{T_r} \frac{q_{cc}(j)U_{cc}}{T_r} = \frac{(N+1)C_z(U_{fin} - U_{out}(0))U_{cc}}{T_r} \quad (1.54)$$

$$P_{out} = \sum_{j=0}^{T_r} \frac{q_{inj}(j)U_{out}(j)}{T_r} = \frac{1}{2} C_z \frac{U_{fin}^2 - U(0)^2}{T_r} \quad (1.55)$$

Pak pro celkovou účinnost během doby  $T_r$  platí:

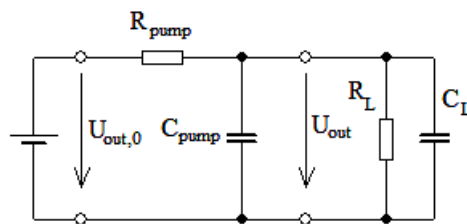
$$\eta_{Tr} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{U_{fin} + U(0)}{2(N+1)U_{cc}} \quad (1.56)$$

Účinnost pumpy je během postupného nárůstu výstupního napětí rovna přibližně polovině účinnosti v ustáleném stavu:

$$\eta_s = \frac{U_{out, av}}{(N+1)U_{cc}} = \frac{U_{cc} + N \left( \frac{U_g}{1 + \frac{C_s}{C}} - U_D - \frac{I_L}{fC \left( 1 + \frac{C_s}{C} \right)} \right) - U_D}{(N+1)U_{cc}} \quad (1.57)$$

### 1.3.4 Náhradní obvod pumpy

Ze statického hlediska se výstup pumpy „dívá“ jen do zatěžovací impedance, neboť jednotlivé stupně jsou diodami vzájemně odděleny. Avšak z hlediska dynamiky je situace odlišná, což jsme koneckonců poznali již při odvození výstupního napětí, kde jsme zjistili, že pumpa vykazuje vnitřní odpor závislý na kmitočtu spínání. Je tedy zřejmé, že bez stavového popisu bychom zdaleka nepostihli všechny jevy, které v pumpě nastávají. Z dynamické analýzy vyplynulo, že kromě vnitřního odporu, se díky transportu náboje mezi jednotlivými stupni, objevuje na výstupních svorkách ještě kapacita závislá na počtu stupňů pumpy a samozřejmě na všech fyzických kapacitách obsažených v zapojení (i parazitních!). Tím jsme odhalili všechny parametry náhradního, spojitě pracujícího zapojení (obr. 1.7), jež je ekvivalentním modelem k diskrétně pracujícímu obvodu.



**Obr. 1.7** Náhradní obvod pumpy

Obvod má charakter dolní propusti s následujícími parametry:

$$U_{out,0} = U_{cc} + N \left( \frac{1}{1 + \beta} U_{cc} - U_D \right) - U_D \quad (1.58)$$

$$R_{pump} = \frac{N}{fC(1 + \beta)} \quad (1.59)$$

$$C_{pump} = \frac{4N^2 + 3N + 2}{12(N + 1)} C(1 + \beta), \text{ pro } N \text{ sudé} \quad (1.60)$$

$$C_{pump} = \frac{4N^2 - N - 3}{12N} C(1 + \beta), \text{ pro } N \text{ liché} \quad (1.61)$$

Je třeba mít na paměti, že ani metoda analogového ekvivalentního obvodu není zcela přesná a opět mnoho faktorů „tají“. Pokud bychom například analyzovaly dobu náběhu, znamenalo by to řešit přechodový děj prvního řádu. Odezva takové soustavy na jednotkový skok je exponenciální, grafem je pak exponenciální funkce (pro libovolné hodnoty součástí R a C). Ze stavového popisu však vyplynulo, že závislost doby náběhu je výrazně složitější a její průběh je popsán superpozicí exponenciálních funkcí.

Nicméně pro orientační náhled do SC soustav se uvedená metoda stále používá, neboť její síla spočívá hlavně v jednoduchosti řešení.

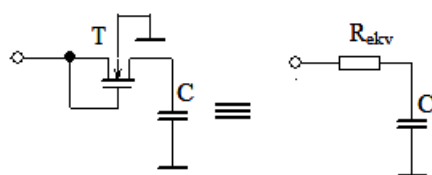
## 1.4 Specifika nábojových pump s tranzistory MOSFET

Tranzistory NMOS (PMOS) nebo Schottkyho diody jsou základním stavebním prvkem Dicksonových nábojových pump v technologii CMOS. Pro návrh vysokonapěťových nábojových pump se obecně používají tranzistory dvou typů: nízkonapěťové (low-voltage) a vysokonapěťové (high-voltage) tranzistory. Nízkonapěťové tranzistory pracují v řídicí logice zpětnovazebního obvodu pumpy a vysokonapěťové tranzistory se používají jako spínače zajišťující přenos náboje, případně lze jimi realizovat i hlavní kapacitory. Nás budou tranzistory NMOS zajímat předně ve funkci diody, zaměříme se na jejich negativní vlastnosti včetně vlivu na celkové parametry pumpy.

## 1.4.1 Prahové napětí a body effect

Prahové napětí a body effect (viz dále) je u vysokonapěťových MOSFET tranzistorů velmi kritické. Jeho působením dochází při přenosu náboje ke snížení potenciálu v každém uzlu (1.22), což se zásadním způsobem promítne ve snížení účinnosti celé pumpy (1.57). Například účinnost pětistupňové pumpy s výstupním napětím 3V a napájecím napětím 1V dosahuje v ideálním případě hodnoty asi jen 12,5% [1]. Na snížení účinnosti se podílí ještě **svodové proudy**, které odvádějí akumulovaný náboj při přenosu napětí ze vstupu na výstup. Problematika svodových proudů je o to více nepříjemná, neboť jí nejsme schopni s využitím uvedené metody matematicky popsat.

Na velikosti prahového napětí závisí též celková **plocha pumpy**. Plochu můžeme optimalizovat mj. volbou vhodného pracovního kmitočtu. Maximální pracovní kmitočet závisí na RC časové konstantě stupně pumpy. Při přechodové analýze můžeme každý stupeň pumpy nahradit jeho ekvivalentním modelem, jako je naznačeno na obrázku 1.8.



**Obr. 1.8** Ekvivalentní model jednostupňové pumpy

K nabití hlavního kapacitoru je potřeba, aby jím procházel proud určité velikosti. Spojením gate-drain u tranzistoru je zajištěno, že tranzistor pracuje v oblasti *saturation*:

$$I_D = \frac{1}{2} K_p \frac{W}{L} (U_G - U_{t0} - U_s)^2 \quad (1.62)$$

Z malosignálového náhradního modelu tranzistoru lze odvodit vztah pro ekvivalentní odpor  $R_{ekv}$  (1.63), jenž závisí na parametru přenosové vodivosti  $K_p$ , na rozměrech, řídicím napětí  $U_G$ , na napětí source-bulk a na absolutní hodnotě prahového napětí tranzistoru  $U_t$ .

$$R_{ekv} = 1 / \frac{\partial I_D}{\partial U_G} = \frac{1}{K_p \frac{W}{L} (U_G - U_{t0} - U_s)} \quad (1.63)$$

Vztahy (1.62) a (1.63) neuvažují parametr *modulace délky kanálu*. Při nabíjení kapacitoru odpor  $R_{ekv}$  nelineárně narůstá a vstupní zdroj přechází z napěťového do proudového režimu (zdroje proudu).

Zpoždění přes jeden stupeň pumpy charakterizuje časová konstanta (1.64):

$$\tau = k \cdot R_{e.kv} \cdot C \quad (1.64)$$

$k$  je koeficient určující, kolik procent náboje se přenese během jednoho hodinového cyklu (v praxi 70% až 80%) [1].

S prahovým napětím je spojen vliv body effectu. Body effect se uplatňuje v případě, že tranzistor MOSFET nemá vlastní jámu (triple well technology) a svorka BULK tedy nemůže být spojena se sourcem, nýbrž musí být v případě tranzistoru NMOS připojena na nejnižší potenciál (uzemněna) a v případě tranzistoru PMOS na nejvyšší potenciál na čipu.

Prahové napětí je popsáno odmocninovou závislostí na napětí source-bulk:

$$U_t = U_{t0} + \gamma \left( \sqrt{\Phi_s + U_{sb}} - \sqrt{\phi_s} \right) \quad (1.65)$$

kde

- $U_{sb}$  je předpětí source-bulk (source – body).
- $U_{t0}$  je prahové napětí při nulovém předpětí source – bulk.
- $\Phi_s$  je povrchový potenciál:

$$\phi_s = 2 \cdot U_t \cdot \ln \left( \frac{N_A}{n_i} \right). \quad (1.66)$$

- $\gamma$  představuje body effect faktor a je popsán vztahem:

$$\gamma = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_A}}{C_{ox}}. \quad (1.67)$$

Analýza obvodu by s použitím vztahu (1.65) byla příliš složitá, proto odmocninovou závislost aproximujeme lineární funkcí (1.68) s přijatelnou chybou.

$$U_t = U_{t0} + \alpha U_{sb}. \quad (1.68)$$

Směrnici přímky  $\alpha$  nazýváme „modifikovaný“ body effect faktor. Hodnota faktoru se pohybuje v intervalu  $(0,1)$ .

Výše uvedený vztah je důležitý pro odvození statických i dynamických vlastností pumpy. Nové vztahy jsou vlastně jen určitou modifikací odvozených a nám již známých vztahů, proto je nebudeme znovu odvozovat, ale spokojíme se pouze s jejich konečnou podobou.

- **Výstupní napětí naprázdno a při zatížení:**

$$U_{out,0} = \alpha^{N+1}(U_{cc} - U_t) + \left( U_g \frac{1}{1+\beta} - U_t \right) \sum_{i=1}^N \alpha^i \quad (1.69)$$

$$U_{out,av} = \alpha^{N+1}(U_{cc} - U_t) + \left( U_g \frac{1}{1+\beta} - U_t \right) \sum_{i=1}^N \alpha^i - \frac{N.I_L}{fC(1+\beta)} \quad (1.70)$$

Všimněme si, že pokud  $\alpha=1$ , pak bude vztah zcela shodný se vztahem (1.58), tj. body effect se neuplatňuje.

- **Dynamické vlastnosti:**

Mezi napětím na drainu a na sourcu platí relace:

$$U_s = \alpha(U_d - U_{t0}) \quad (1.71)$$

Vztah pro náboj v uzlu 1 pak jednoduše vychází ze vztahu (20):

$$Q_1 = \alpha C(U_{cc} - U_{t0}) \quad (1.72)$$

(...)

Stejným algoritmem bychom dospěli k důležitému vztahu pro dobu náběhu (Kanawaja) uvažující vliv body effectu:

$$T_r = \frac{\ln \left( 1 - \frac{U_{fin} - U_{out}(0)}{(U_{cc} - U_t) \left( \sum_{j=1}^{n+1} \alpha^j - 1 \right)} \right)}{\ln(\lambda)} \frac{1}{f} \quad (1.73)$$

kde  $\lambda = \frac{1}{1 + \frac{C}{N.C_z}}$ . (Kompletní odvození vztahu je uvedeno v literatuře [4]).

V důsledku změny napěťových poměrů se změnil i celkový náboj v obvodu. Vnitřní kapacita pumpy [4] se tedy nutně musí změnit.

$$C_{pump} = \frac{1}{(N+1)(1-\alpha^N)} \left[ \frac{\alpha N^2 + (N+1)^2 - 1}{4\alpha} - \frac{1 - (N+1)\alpha^N + N\alpha^{N+1}}{(1-\alpha)^2} \right] C \text{ pro } N \text{ sudé} \quad (1.74)$$

$$C_{pump} = \frac{1}{(N+1)(1-\alpha^N)} \left[ \frac{\alpha(N+1)^2 + N^2 - 1}{4\alpha} - \frac{1 - (N+1)\alpha^N + N\alpha^{N+1}}{(1-\alpha)^2} \right] C \text{ pro } N \text{ liché.} \quad (1.75)$$

## 1.4.2 Parazitní kapacity

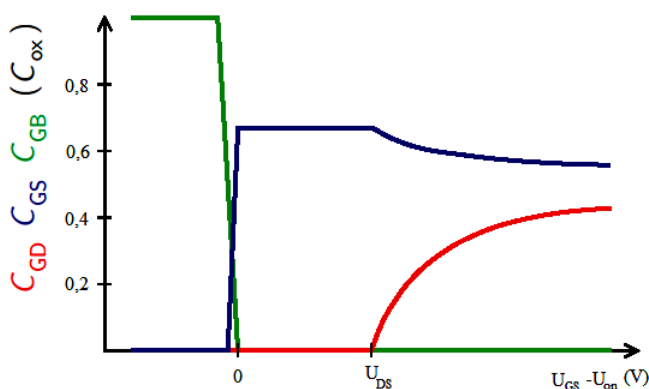
Parazitní kapacity v nábojové pumpě snižují účinnost celé pumpy tím, že na nich vzniká úbytek napětí a nedochází tak k úplnému přenesení náboje do dalšího stupně pumpy, což je zřejmé z rovnice:

$$U_g' = U_g \frac{C}{C + C_s} = U_g \frac{1}{1 + \beta} \quad (1.76)$$

Čím vyšší parazitní kapacita tím menší napětí bude na výstupních svorkách obvodu. Neméně významná je i skutečnost, že parazitní kapacity zvyšují vnitřní impedanci, zejména vnitřní kapacitu pumpy a spolupodílí se na omezení maximálního možného pracovního kmitočtu pumpy. Zároveň se díky jejímu působení prodlužuje tzv. mrtvá doba, tj. doba náběhu pumpy na nominální hodnotu výstupního napětí. V pumpě hrají klíčovou roli jednak parazitní kapacity součástek a jednak montážní kapacity a odpory na layoutu. My se prozatím spokojíme s rozborem kapacit ve struktuře MOS, neboť o montážních parazitních prvcích budeme hovořit až v praktické části týkající se topologií layoutu.

Tranzistor MOSFET se z hlediska hradlové kapacity chová jako deskový kondenzátor (1.77), ovšem s tím zásadním rozdílem, že jeho kapacity jsou napěťově závislé na řídicím napětí  $U_{GS}$ . Tuto závislost popisuje Meyerův model hradlové kapacity (obr. 1.9).

$$C_{ox} = \frac{\epsilon}{t_{ox}} LW \quad (1.77)$$



Obr. 1.9 Meyerův model hradlové kapacity



- V saturační oblasti, v níž tranzistor pracuje, se uplatňuje hradlová kapacita  $C_{GS}$ :

$$C_{GS} = C_{GD} = \frac{1}{2}WLC_{ox} \quad (1.78)$$

- V nevodivém stavu je kapacita  $C_{GS}$  nulová a uplatňuje se pouze kapacita gate-bulk:

$$C_{GB} = WC_{ox} \quad (1.79)$$

Dále je nutné uvážit parazitní kapacity způsobené přesahem oblastí emitoru a kolektoru pod hradlo (75) a takto vypočtené hodnoty přičíst k  $C_{GS}$  a  $C_{GD}$ .

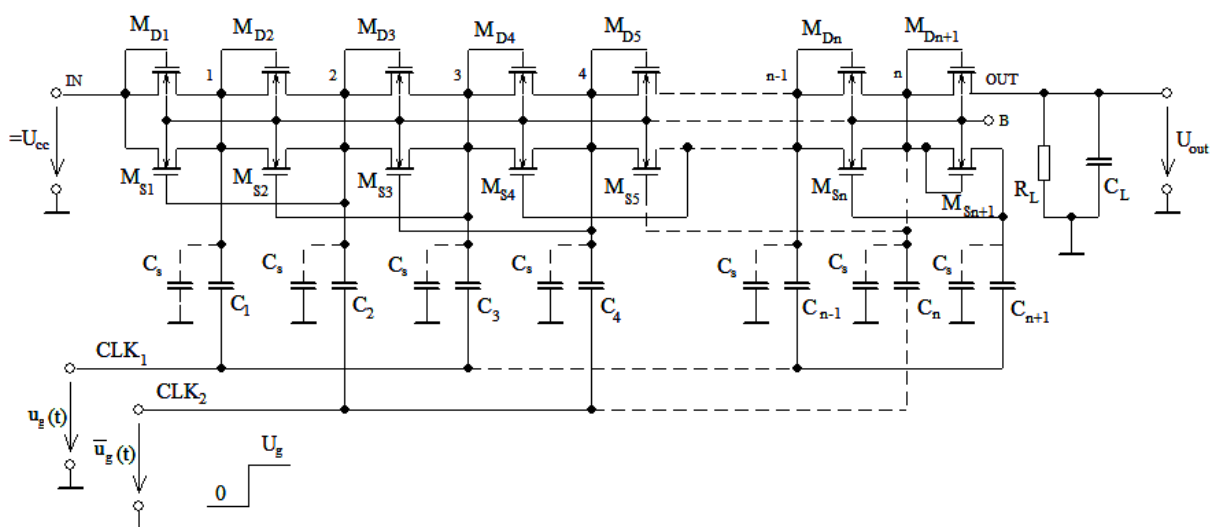
$$C_{ov} = WL_{ov}C_{ox}, \quad L_{ov} = 0,05 \div 0,1L \quad (1.80)$$

*Pozn.: Mimo hradlové kapacity a kapacity bulku se v tranzistoru MOSFET uplatňují ještě bariérové kapacity, které obsahují zvláštní vztahy pro dno a boční stěny difúze. V praxi se většinou uvažuje nejhorší možný případ kapacity, tedy  $WC_{ox}$ .*

## 1.5 Další koncepce řešení dvoufázových pump

### 1.5.1 CTS pumpa

Architektura statické CTS pumpy představuje pokročilejší zapojení dvoufázové nábojové pumpy, jejímž významem je zvýšit účinnost přenosu náboje mezi jednotlivými stupni pumpy tím, že **eliminuje vliv prahového napětí** spínacích prvků.



**Obr. 1.10** Základní zapojení CTS pumpy s tranzistory NMOS

Jádro obvodu CTS pumpy (obr. 1.10) tvoří základní zapojení Dicksonovy pumpy sestavené z tranzistorů  $M_{D1}$  až  $M_{Dn+1}$  pracujících ve funkci diod a hlavních kapacitorů  $C_1$  až  $C_{n+1}$  zajišťující uchování náboje. Ke každému z tranzistorů  $M_{Di}$  je navíc paralelně připojen spínací tranzistor  $M_{Si}$  (mezi jednotlivé uzly), jenž je řízen vyšším napětím z následujícího stupně pumpy. Obvod má tedy zavedenou zpětnou vazbu, neboť gate tranzistoru  $M_{Si}$  je připojen k uzlu (i+1). Výstup N-stupňové pumpy je oddělen tranzistorem  $M_{Dn+1}$ .

Princip činnosti zůstává stejný jako v případě Dicksonovy pumpy, pouze s tím rozdílem, že ve fázi nabíjení kapacitoru  $C_i$  je tranzistor  $M_{Di}$  zkratován a neuplatní se tak jeho prahové napětí. Přírůstek napětí v každém uzlu vzroste o hodnotu  $\Delta U$ :

$$\Delta U = U_{(2)} - U_{(1)} > 0 \rightarrow U_{cc} > U_{t0}! \quad (1.81)$$

Prahové napětí včetně body effectu se uplatní jen na tranzistoru  $M_{Dn+1}$  a s uvážením vlivu parazitních kapacit  $C_s$  bychom v ideálním případě dostali pro maximální hodnotu výstupního napětí vztah:

$$U_{out,0} = \alpha \left( U_{cc} + NU_g \frac{C}{C + C_s} - U_{t0} \right) = \alpha \left( U_{cc} + NU_g \frac{1}{1 + \beta} - U_{t0} \right) \quad (1.82)$$

Teoretická hodnota vnitřního odporu pumpy zůstává vzhledem k idealizovanému popisu soustavy stejná jako u Dicksonovy pumpy:

$$R_{pump} = \frac{T \cdot N}{C + C_s} = \frac{N}{f(C + C_s)} = \frac{N}{fC(1 + \beta)}$$

Při odběru proudu z výstupu pumpy získáme vztah pro střední hodnotu výstupního napětí:

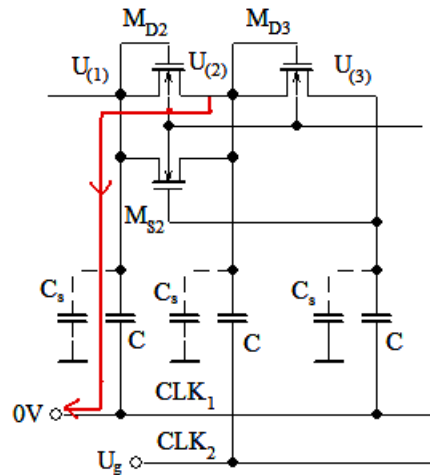
$$U_{out,av} = \alpha \left( U_{cc} + NU_g \frac{1}{1 + \beta} - U_t \right) - \frac{N \cdot I_L}{fC(1 + \beta)} \quad (1.83)$$

Zapojení by takto fungovalo jen za podmínky, že by spínače  $M_{Si}$  byly sepnuty či rozepnuty jen v příslušných fázích hodinového signálu, tzn. sepnuty jen ve fázi nabíjení a rozepnuty ve fázi přenosu náboje.

Obvod pumpy ovšem ve skutečnosti nepracuje tak, jak bychom očekávali. Pokud  $CLK_1=H$  a  $CLK_2=L$ , napětí v uzlu (2) bude  $U_{cc}+U_g$ , tzn. přírůstek  $\Delta U$ . Při  $CLK_1=L$  a  $CLK_2=H$  musí být tranzistor  $M_{S2}$  zavřený, neboť dochází k přenosu náboje z uzlu (2) do uzlu (3). Kritický okamžik nastane ve chvíli, kdy napětí na kapacitoru v uzlu (3) a tedy i napětí gate-source tranzistoru  $M_{S2}$  překročí prahovou úroveň, respektive prahové napětí tranzistoru  $M_{S2}$ . V tu

chvíli se tranzistor  $M_{S2}$  otevře a dojde ke zpětnému přenosu náboje mezi uzly (1) a (2) (obr. 1.11). Uvedený jev nastává obecně tehdy, pokud

$$2\Delta U > U_t \quad (1.84)$$



*Obr. 1.11 Zpětný přenos náboje přes tranzistor  $M_{S2}$*

Zpětný přenos náboje představuje patrně největší slabinu CTS pump, proto se v současné době hledají nejrůznější způsoby úprav vedoucí k jeho potlačení a patentováno je nesčetné množství obvodových řešení.

## 1.5.2 Pumpy pro záporné napětí

V moderních čípech často potřebujeme pracovat s napětím nižším než je nulový potenciál GND. Například v integrovaných pamětech DRAM se k zápornému potenciálu připojuje P substrát NMOS tranzistorů, aby se snížil svodový proud a přispělo se tak k celkovému snížení spotřeby čipu, která je v současnosti vzhledem k velkému množství aktivních prvků na čipu dosti významným parametrem.

Architektura dvoufázové pumpy generující záporné napětí se od kladných pump liší ve dvou věcech: za prvé, všechny tranzistory NMOS jsou nahrazeny tranzistory PMOS a jejich bulk je připojen typicky k  $U_{cc}$  (obecně k nejvyššímu potenciálu na čipu), za druhé, vstup (první stupeň) pumpy je připojen k zápornému napájecímu napětí  $U_{ss}$ . Časový průběh hodinového signálu  $u_g(t)$  zůstává beze změny.

Další odlišnost spočívá v principu činnosti: u kladné pumpy se přenos náboje uskutečňuje ve vysoké úrovni hodin, zatímco u záporné pumpy v nízké úrovni hodin. Pumpa pumpuje od počáteční hodnoty  $0V$  (pro  $U_{cc}=U_g$ ) v prvním stupni a v následujících stupních potenciál klesá do záporných hodnot. Modifikovaný vztah pro výstupní napětí záporné Dicksonovy pumpy

s tranzistory PMOS se liší jen znaménkem a absolutní hodnotou prahového napětí včetně body effect faktoru:

$$U_{out,av} = - \left[ |\alpha|^{N+1} (U_{cc} - |U_{t0}|) + \left( U_g \frac{1}{1+\beta} - |U_{t0}| \right) \sum_{i=1}^N |\alpha|^i - \frac{N \cdot I_L}{fC(1+\beta)} \right] \quad (1.85)$$

Obdobně pro CTS pumpu:

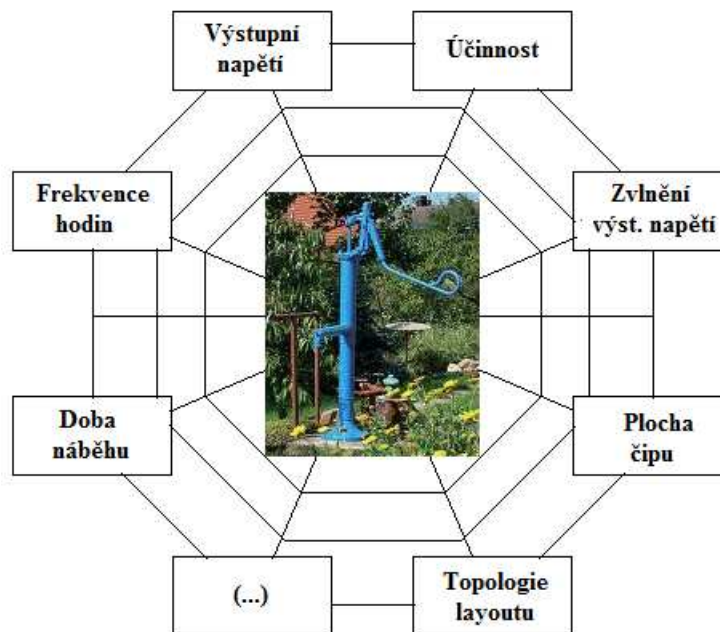
$$U_{out,av} = - \left[ |\alpha| \cdot \left( U_{cc} + NU_g \frac{1}{1+\beta} - |U_{t0}| \right) - \frac{N \cdot I_L}{fC(1+\beta)} \right] \quad (1.86)$$

*Pozn.: Prahové napětí i body effect faktor jsou u tranzistorů PMOS obecně horší než u tranzistorů NMOS.*

## 2 Návrh a simulace Dicksonovy a CTS pumpy

### 2.1 Úvod do problematiky

Návrhář stojí ihned na začátku svého počínání před dvěma zásadními otázkami: „*Co vlastně od pumpy vyžadují?*“ a druhá: „*Jakými prostředky toho hodlám dosáhnout?*“. Odpovíme-li si první otázku a začneme hledat řešení pro splnění zadaných požadavků, pak se na své cestě za řešením setkáme se zásadním faktem, kterým je **vzájemná provázanost jednotlivých parametrů**.



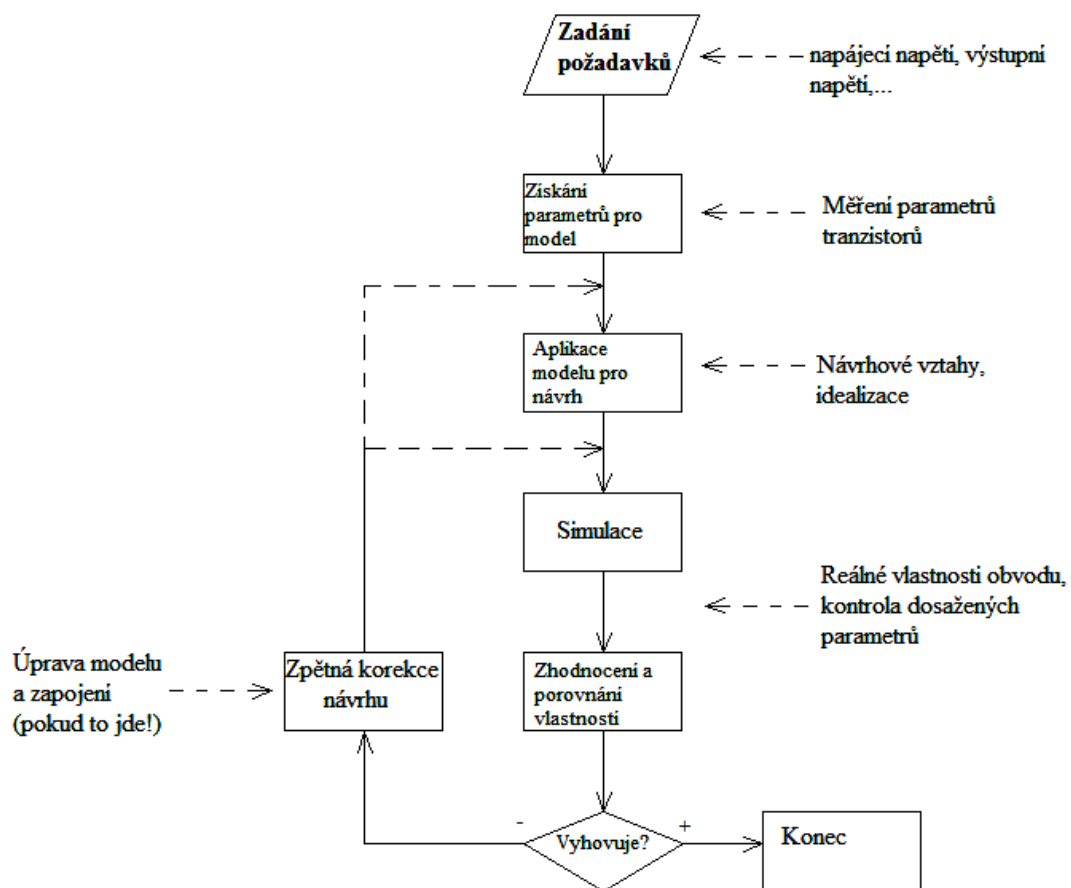
*Obr. 2.1* Provázanost parametrů pumpy

Parametry obvodu splétají síť do pomyslné pavučiny. Zlepšení jednoho z parametrů pak vede ke zhoršení jednoho či více z ostatních parametrů a znamená narušení symetrie celé sítě. V praxi pak nemůžeme splnit některé požadavky současně, protože jdou tak říkajíc „proti sobě“. Například od pumpy s minimálním vstupním příkonem nemůžeme očekávat velmi rychlou dobu náběhu, protože vstupní příkon při snížení frekvence klesá, zatímco doba náběhu nepřímo úměrně narůstá. Vstupní příkon a doba náběhu jsou tak vzájemně svázány přes frekvenci, apod. **Existence mnohoznačnosti řešení** dává návrháři – „pavoukovi“ do jisté míry volnou ruku a je jen na něm, která specifika upřednostní. V rámci vybrané množiny specifíků pak můžeme hovořit o „lepších“ a „horších“ řešeních.

Druhá otázka úzce souvisí s problémem řešení jednotlivých kroků návrhového algoritmu souvisejících s obvodovým popisem. Klíčové jsou především: modelování obvodu, simulace a

vyhodnocení výsledků simulace. Návrhář může využít dvojího přístupu – buď na základě spojitě, nebo diskrétní reprezentace obvodu. Pro spojitou reprezentaci vycházíme z diferenciálních rovnic pro každou fázi doplněných o počáteční podmínky respektující vliv kontinuity. Metoda umožňuje bez omezení popisovat reálné vlastnosti obvodu, nicméně, návrh je velmi složitý a vyžaduje využití speciálních obvodových funkcí.

My se orientujeme na diskrétní reprezentaci a při modelování budeme výlučně vycházet ze vztahů odvezených v minulé kapitole (tj. idealizovaný model!). Přitom budeme předpokládat **pouze diskrétní signály** a nekonečně krátké ustálení obvodu po přepnutí spínačů. Prakticky je třeba uvažovat několik faktorů ovlivňující návrh (viz provázanost parametrů) a jednotlivé kroky návrhu mnohdy postrádají logickou posloupnost.



**Obr. 2.2** Zjednodušený algoritmus návrhu nábojových pump

Postupné kroky návrhu (obrázek 2.2) budou vysvětleny v následujících podkapitolách.

## 2.2 Základní požadavky, kritéria návrhu

Naším úkolem je navrhnout obvod Dicksonovy a CTS pumpy realizované tranzistory NMOS (PMOS) pro kladné a záporné napětí splňující následující specifikata:

- Výstupní napětí +11 V pro kladnou pumpu a -8 V pro zápornou pumpu.
- Výstup pump bude zatížen impedancí sestávající z paralelní kombinace odporové zátěže odebírající v ustáleném režimu proud 500 nA a kapacitní zátěže o velikosti  $C_L=10$  pF.
- Napájecí napětí se pohybuje v rozsahu 1 – 1,5 V.

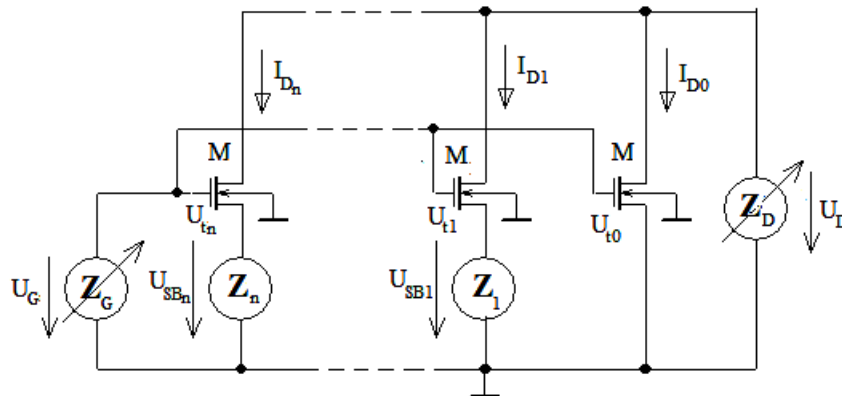
Řešení úlohy budeme hledat na základě níže popsaných kritérií. Musíme si totiž uvědomit, že pojem optimalizace vztahujeme jen na určitou podmnožinu vlastností, nikoliv na celek. Obvod pump bude navržen tak, abychom zajistili (pokud možno):

- **Minimalizaci celkové kapacity pumpy.** Uvedená vlastnost nabývá významu z pohledu dynamických parametrů, neboť minimální celková kapacita minimalizuje náběhový proud při současném zachování krátké doby náběhu (při jmenovité frekvenci) pumpy na konečnou hodnotu výstupního napětí v ustáleném režimu. *V praxi nabývá doba náběhu obrovského významu, neboť například v pamětech EEPROM představuje mrtvou dobu mezi mazáním a programováním paměti.* Pro dosažení požadované doby náběhu musí být zároveň volen dostatečně vysoký kmitočet, ale ne příliš, aby nezačala strmě narůstat plocha čipu.
- **Minimální citlivost výstupního napětí na toleranci prvků (kapacitorů) a na přítomnost parazitních prvků.** V nábojové pumpě mohou pracovat dva typy hlavních kapacitorů: kapacitory využívající hradlové kapacity v MOS struktuře nebo difúzní kapacitory (polovodičové, OPN). Oba typy, ať už více či méně, se vyznačují nelinearitou (závislostí na přiloženém napětí) a nestabilitou (závislost na teplotě). Mimo hlavních kapacitorů je třeba při návrhu uvažovat montážní kapacity (na layoutu) se všemi důsledky popsanými v kapitole 1.
- **Minimální citlivost výstupního napětí na změny kmitočtu.** Přenos náboje je v pumpách zpravidla řízen kruhovým oscilátorem, pro něhož je typickou vlastností nestabilita kmitočtu v závislosti na teplotě a na napájecím napětí. Pumpa proto musí z pohledu zátěže splňovat roli dostatečně „tvrdého“ zdroje napětí i při měnících se pracovních podmínkách.

## 2.3 Měření parametrů tranzistorů

Pro návrh nábojových pump použijeme tranzistory HV NMOS (PMOS) dostupné z knihovny MGC DESIGN KIT v simulátoru Mentor Graphics. Pro statický model pumpy jsou klíčové zejména dva parametry: prahové napětí při nulovém předpětí source-bulk a modifikovaný body effect faktor. Pro přechodovou analýzu, z níž odhadneme rozměry tranzistorů, orientačně změříme přenosové vodivosti  $K_p$ .

Prahové napětí a jeho závislost na napětí source-bulk nejlépe změříme dle schématu na obrázku 2.3. Zapojení sestává z  $n+1$  totožných tranzistorů, které mají postupně do svých sourceů přivedené předpětí ze stejnosměrných zdrojů  $Z_1$  až  $Z_n$  proti společné svorce připojené na nulový potenciál - bulk. Drains a gaty všech tranzistorů jsou napájeny ze společných regulovatelných stejnosměrných zdrojů  $Z_D$  a  $Z_G$ .



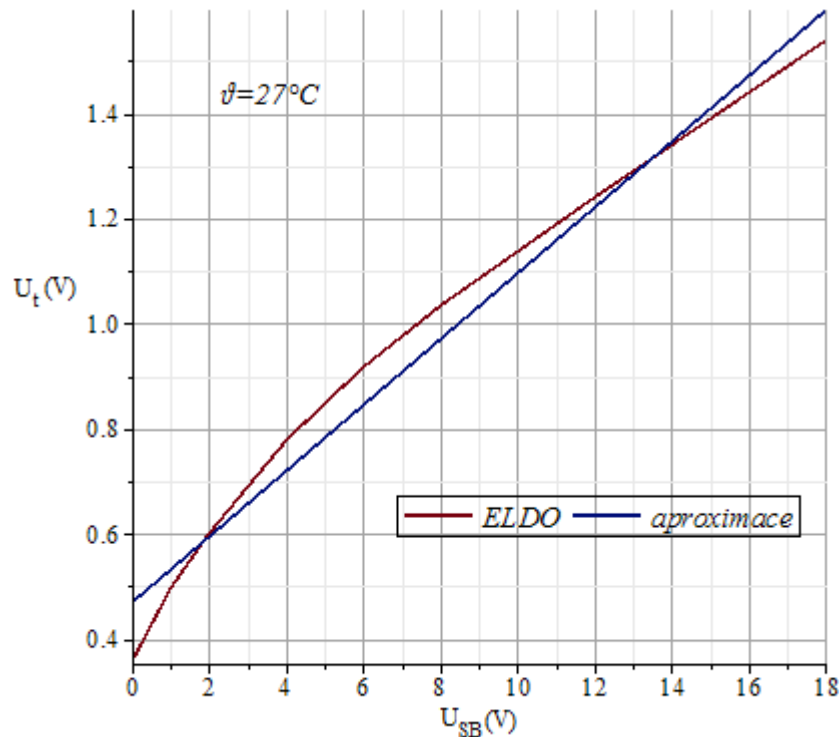
*Obr. 2.3 Schéma zapojení pro měření prahového napětí a body effectu*

Prahové napětí v simulátoru změříme tak, že:

- Vykreslíme statickou převodní charakteristiku  $I_{Di}=f(U_G)$  pro  $U_{DS}=100$  mV
- Vykreslíme graf první derivace  $dI_{Di}/dU_G$
- V bodě maxima derivace  $dI_{Di}/dU_G$  sestrojíme tečnu k převodní charakteristice
- Prahové napětí odečteme v průsečíku tečny a osy  $U_G$  a tečny, od této hodnoty na závěr odečteme  $1/2 U_{DS}$
- Postup opakujeme pro několik předpětí source-bulk.

Výsledná závislost včetně lineární aproximace je na obrázku 2.4.





**Obr. 2.4** Závislost prahového napětí tranzistoru HV NMOS na předpětí source-bulk a jeho aproximace

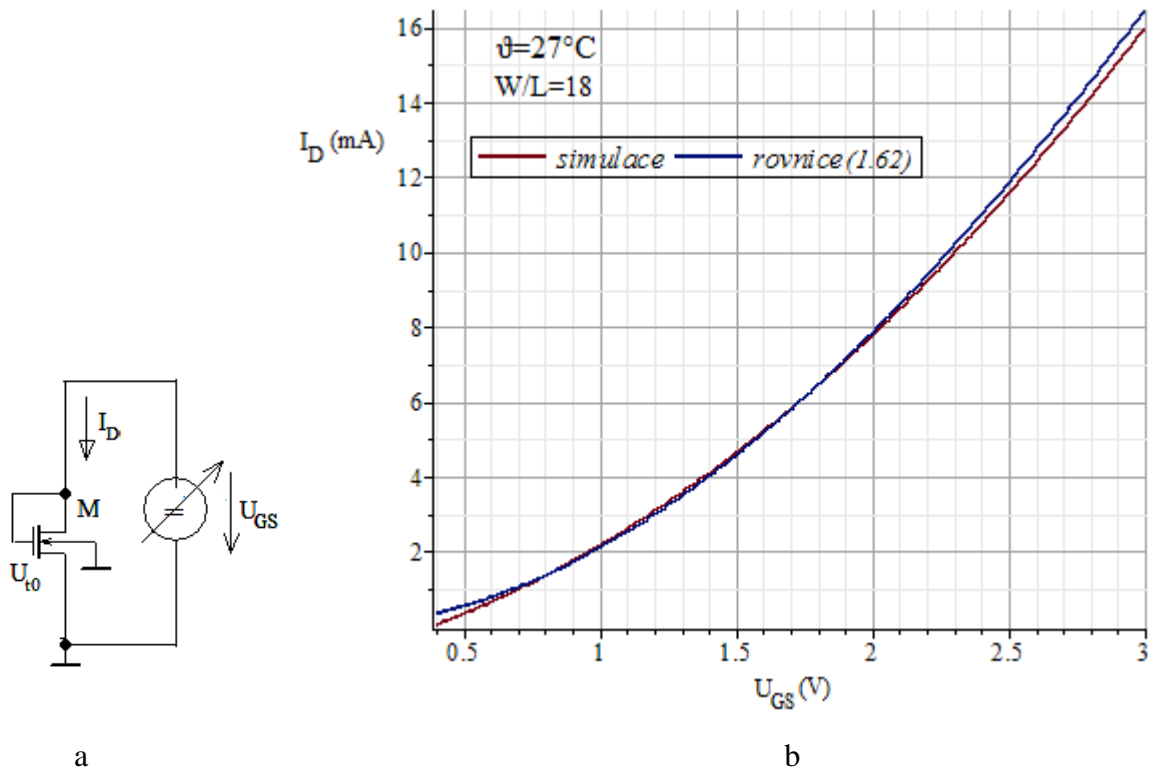
Modifikovaný body effect faktor vypočteme z naměřené závislosti takto:

- Závislost  $U_t=f(U_{SB})$  aproximujeme lineární funkcí (modrá křivka v obrázku 2.4), s koeficienty  $a_0$  a  $a_1$ :  $y(x) = a_0 + a_1 \cdot x$
- Body effect faktor vypočteme z regresního parametru  $a_1$  (směrnice přímky) dle vztahu:  $\alpha = \frac{1}{1 + a_1}$

Parametr přenosové vodivosti vypočítáme ve vhodně zvoleném pracovním bodě převodní charakteristiky. Tranzistor pracuje v režimu saturace (obrázek 2.4a) a se zanedbáním parametru modulace kanálu a při nulovém předpětí source-bulk platí vztah (1.62), z něhož vypočteme parametr  $K_p$ :

$$K_p = \frac{2I_D}{\frac{W}{L}(U_{GS} - U_{i0})^2} \Big|_{P_0} \quad (2.1)$$

Přičemž pracovní bod volíme v té části převodní charakteristiky, kde je její první derivace  $dI_{Di}/dU_G$  (více méně) lineární. Přesnost měření nejlépe ověříme vykreslením grafu  $I_D=f(U_{GS})$  v simulátoru a porovnáme s grafickou závislostí rovnice (1.62).



**Obr. 2.4** Schéma zapojení pro měření parametru  $K_p$  (a) a převodní charakteristika tranzistoru NMOS (b)

Změřené parametry obou typu tranzistoru jsou shrnuty v tabulce:

**Tabulka 2.1** Parametry tranzistorů NMOS a PMOS

| Název parametru                 | Označení | HV NMOS                | HV PMOS                |
|---------------------------------|----------|------------------------|------------------------|
|                                 |          | Hodnota/jednotka       |                        |
| Prahové napětí při $U_{SB}=0$   | $U_{t0}$ | 0,3599 V               | -0,42V                 |
| Modifikovaný body effect faktor | $\alpha$ | 0,941 (-)              | -0,936 (-)             |
| Parametr přenosové vodivosti    | $K_p$    | 0,31 mA/V <sup>2</sup> | 0,12 mA/V <sup>2</sup> |

## 2.4 Návrh Dicksonovy pumpy

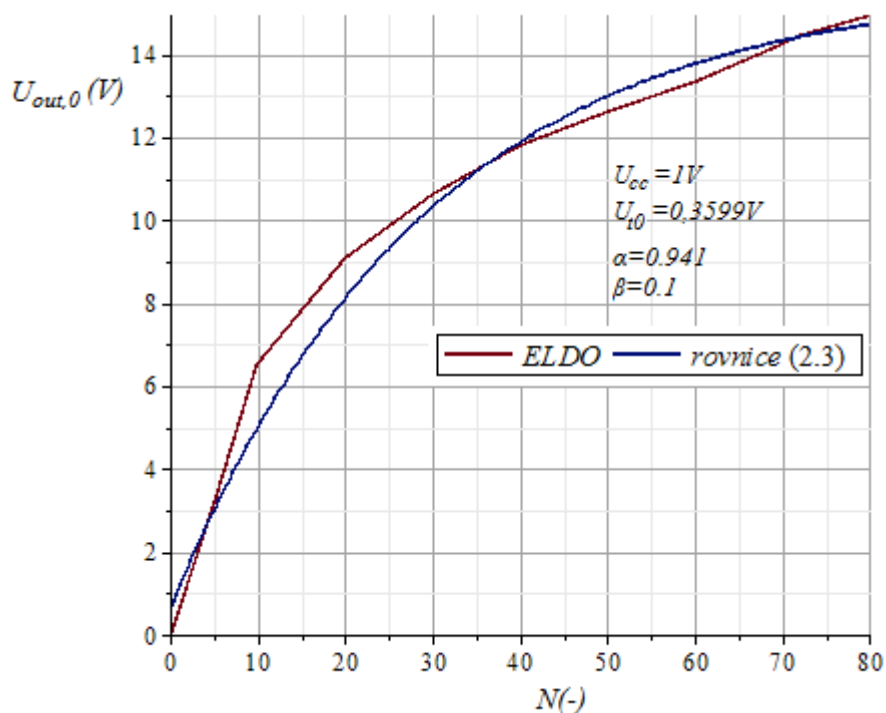
Návrh začneme simulací napětí naprázdno. Pro Dicksonovu pumpu vycházíme ze vztahu (1.69):

$$U_{out,0} = \alpha^{N+1}(U_{cc} - U_{t0}) + \left( U_g \frac{1}{1+\beta} - U_{t0} \right) \sum_{i=1}^N \alpha^i \quad (2.2)$$

Dále předpokládáme, že amplituda generátoru je shodná s velikostí napájecího napětí. Suma představuje součet členů geometrické řady, v níž je první člen posloupnosti roven jejímu kvocientu. Po sečtení řady dostaneme:

$$U_{out,0} = \alpha^{N+1}(U_{cc} - U_{t0}) + \left( U_{cc} \frac{1}{1+\beta} - U_{t0} \right) \alpha \frac{1-\alpha^N}{1-\alpha}, \text{ pro } \alpha \neq 1 \quad (2.3)$$

Napětí naprázdno podle vztahu (2.3) nezávisí na frekvenci a pro  $C \gg C_s$  ani na velikosti hlavní kapacity, a proto je pro nás výchozím bodem návrhu. Srovnání rovnice (2.3) se simulací ukazuje následující graf.



**Obr. 2.5** Závislost výstupního napětí naprázdno na počtu stupňů Dicksonovy pumpy

Ze simulace i z rovnice (2.3) získáváme jeden velmi důležitý poznatek, který zásadním způsobem omezuje návrh pumpy: Rovnice (2.3) je omezená funkce, což v praxi znamená, že

přidáváním dalších stupňů pumpy nedosáhneme na jejím výstupu libovolně vysoké hodnoty napětí.

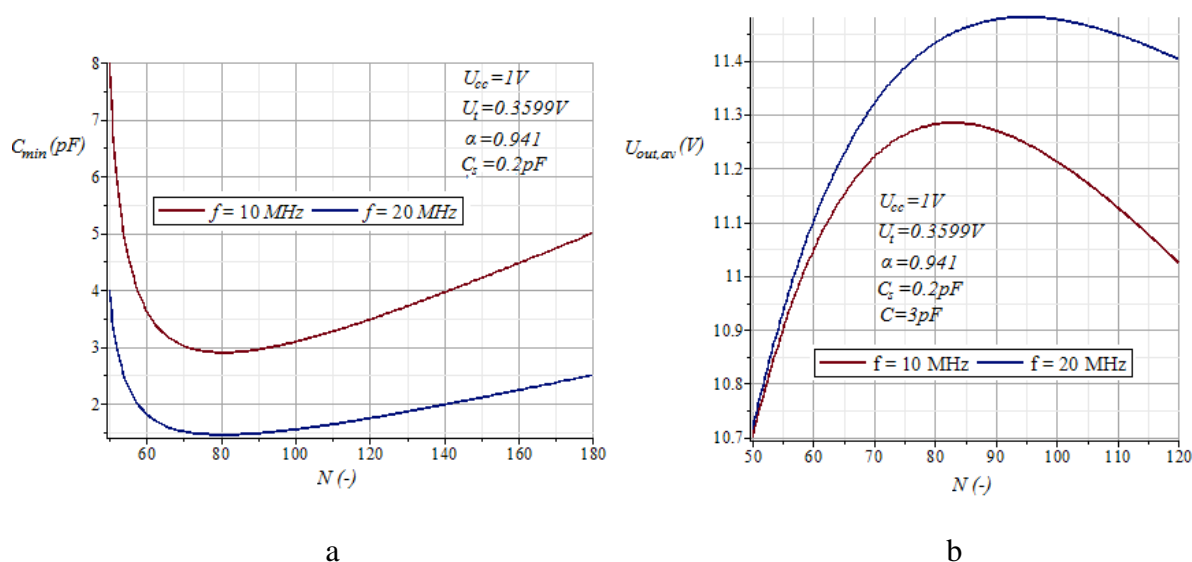
$$\lim_{N \rightarrow \infty} U_{out,0}(N) < \infty !! \quad (2.4)$$

Hodnota limity v nekonečnu závisí především na parametru  $\alpha$  a na napájecím napětí. Návrh pumpy s výstupním napětím +11 V je při spodní hranici napájecího napětí 1V limitním případem.

V dalším kroku stanovíme velikost hlavní kapacity, jež je komplementárně spojena s pracovní frekvencí. K tomu potřebujeme vztah pro střední hodnotu výstupního napětí. Při odporové zátěži, jež v ustáleném režimu odebírá proud  $I_L$ , můžeme upravit vztah (1.70) na tvar:

$$U_{out,av} = \frac{U_{out,0}}{1 + \frac{N}{f \cdot R_L C (1 + \beta)}} \quad (2.5)$$

Na dané frekvenci vyjádříme minimální velikost hlavní kapacity  $C$  jako funkci počtu stupňů pro dosažení požadované hodnoty výstupního napětí při jmenovitém zatížení (vzhledem ke složitosti neuvádíme analytické vyjádření), čili  $C_{min} = f(N) | U_{out,av, pož}$



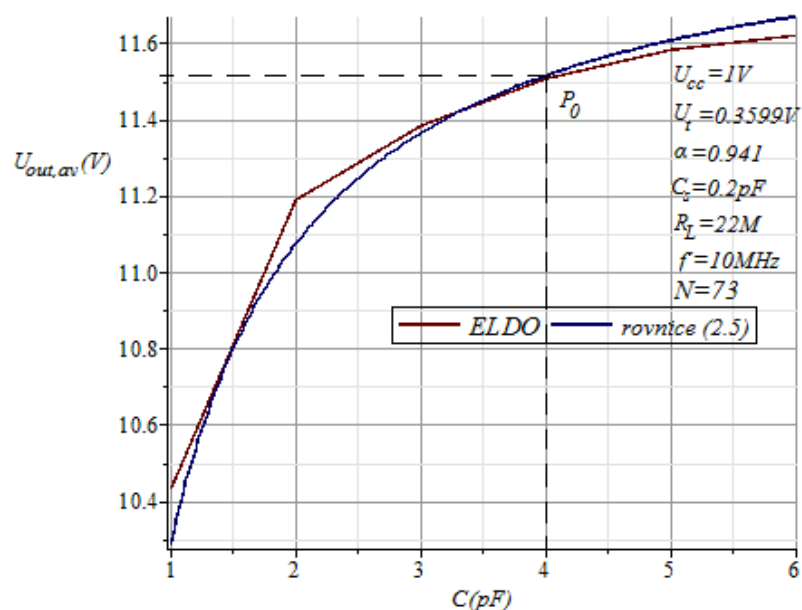
**Obr. 2.6** Matematický model odhadu závislosti minimální kapacity potřebné pro dosažení požadované hodnoty výstupního při  $R_L = 22 \text{ M}\Omega$  na počtu stupňů (a) a závislost střední hodnoty výstupního napětí na počtu stupňů pro  $C = 3 \text{ pF}$  (b)

Výše uvedený matematický model má platnost jen pro  $N > N_{\min}$ , kde  $N_{\min}$  je minimální počet stupňů potřebných pro dosažení požadovaného výstupního napětí (pro  $N < N_{\min}$  vychází hodnota kapacity záporná!). Počet stupňů pumpy optimálně umístíme do oblasti lokálního minima hlavní kapacity, čímž zároveň minimalizujeme celkovou kapacitu pumpy, neboť celková kapacita je přímo úměrná velikosti hlavní kapacity (viz vztahy (1.74) a (1.75)). Lokální minimum lze analyticky nalézt z podmínky  $\frac{dC_{\min}(N)}{dN} = 0$ . Přesný výpočet nemá v praxi příliš velký význam, neboť křivka se může například při změnách napájecího napětí či změnách prahového napětí posouvat.

S rostoucím počtem stupňů začne kapacita  $C_{\min}$  opět narůstat a v důsledku konvergence (2.4) nevzrůstá ani střední hodnota výstupního napětí (obrázek 2.6b), ba dokonce může začít pozvolna klesat. V uvedené oblasti by pumpa neměla pracovat.

Velikost hlavní kapacity na jmenovitém kmitočtu volíme dle charakteristiky (obrázek 2.7) tak, abychom dosáhli nízké diferenciální strmosti výstupního napětí, tj. abychom zajistili maximální stabilitu výstupního napětí na toleranci hlavní kapacity (viz požadavky). Hlavní kapacita tedy musí splňovat podmínky:

- $C > C_{\min}$  pro zvolené  $N$ .
- $C \gg C_s$  (lze ovlivnit fyzickou realizací).
- Z hlediska dosažitelných dynamických parametrů (viz dále) by neměla být příliš velká.

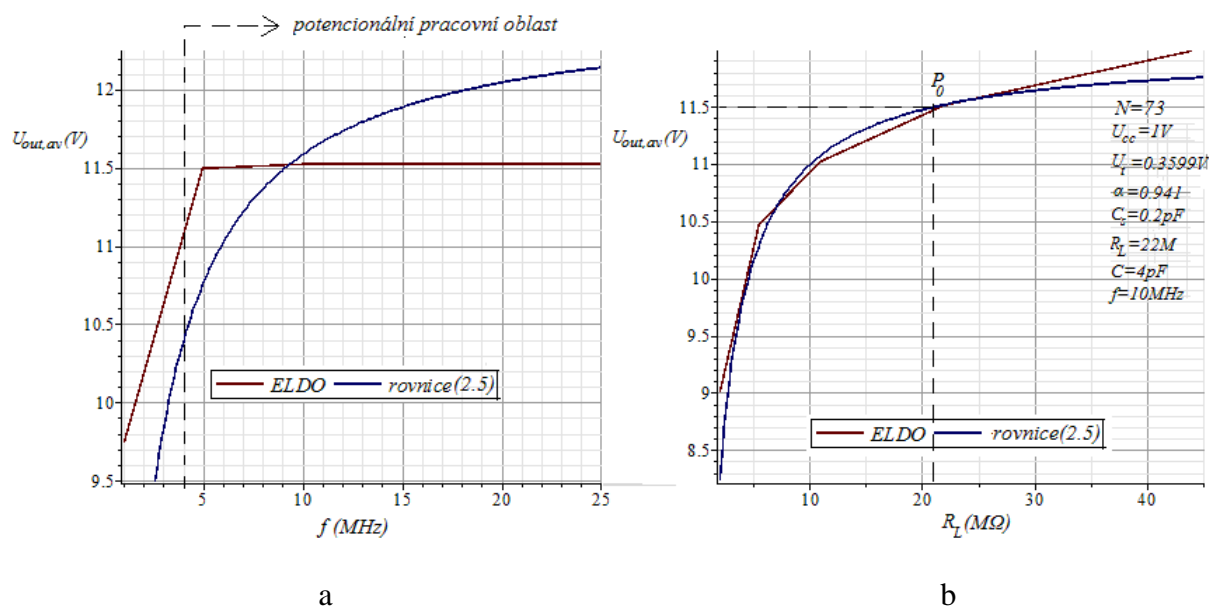


**Obr. 2.7** Závislost střední hodnoty výstupního napětí na velikosti hlavní kapacity

Při volbě pracovní frekvence je třeba brát v úvahu zejména:

- Požadovaný výkon na zátěži
- Dobu náběhu
- Účinnost
- Plochu čipu

Vzájemná provázanost nám nedává možnost optimalizovat všechny parametry najednou, a tak se naše pozornost bude na základě požadavků ubírat jen k prvním dvěma uvedeným vlastnostem. Na obrázku 2.8a je znázorněn graf vyjadřující závislost střední hodnoty výstupního napětí na frekvenci.

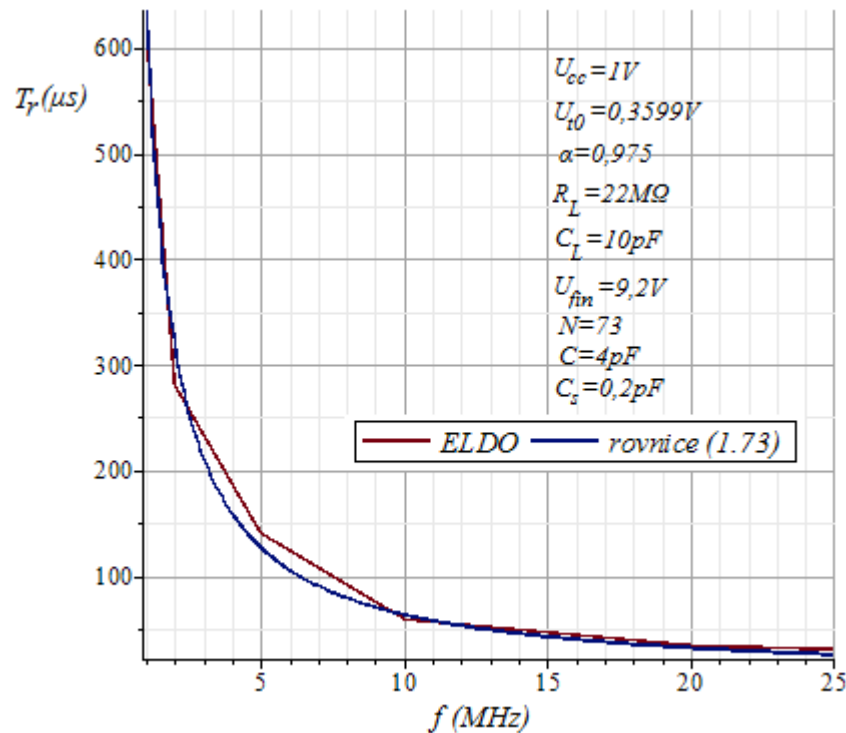


**Obr. 2.8** Závislost střední hodnoty výstupního napětí: a) na frekvenci, b) na velikosti zatěžovacího odporu při  $f=10$  MHz

Výstupní napětí je konstantní v široké škále kmitočtů a tudíž se nemění ani výkon na odporové zátěži. Vzhledem k vysokému počtu stupňů pumpy bude (nejenom) statická účinnost (1.57) velmi nízká a s rostoucí frekvencí se v důsledku neměnnosti výstupního výkonu nebude prakticky vůbec zvyšovat!

Vysvětlením je mnohokrát diskutovaná limitace napětí (obrázek 2.6) a celkové nastavení obvodu zajišťující dostatečnou „tvrdost“ pumpy jako napěťového zdroje (obrázek 2.8b). Graf na obrázku 2.8a zároveň ukazuje nedokonalost použitého matematického aparátu, ve kterém je na frekvenci nahlíženo jako na statický parametr a model nerespektuje změny chování systému v čase.

Doba náběhu je dle vztahu (1.73) nepřímo úměrná frekvenci, o čemž se přesvědčíme v simulátoru. Nutno říci, že doba náběhu je velmi silně závislá na body effect faktoru (i změna na třetím desetinném místě způsobí ve výpočtu obrovskou výchylku ve výsledku!!), a proto se k jejímu odhadu doporučuje body effect faktor přepočítat ze směrnice tečny ke grafu funkce  $U_T=f(U_{SB})$  ve zvoleném bodě napětí  $U_{fin}$ .



**Obr. 2.9** Závislost doby náběhu na frekvenci pro  $U_{fin}=9,2V$

Nemůžeme očekávat, že Dicksonova pumpa pracující s nízkým napájecím napětím bude mít při velkém počtu stupňů krátkou dobu náběhu. Naší snahou je docílit doby náběhu alespoň řádově v desítkách  $\mu s$ .

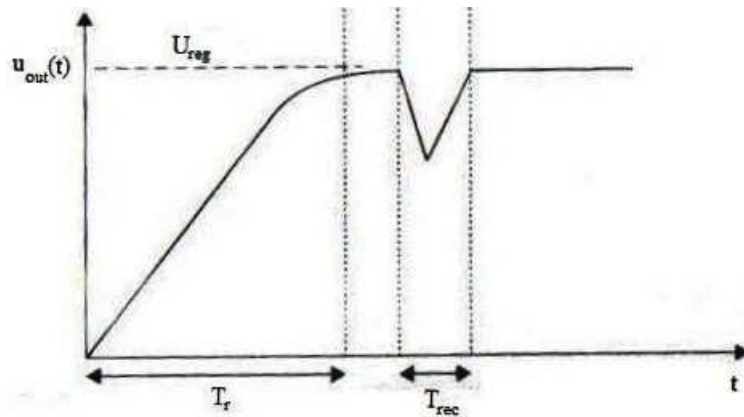
Ze získaných poznatků můžeme vyvodit jednoduché tvrzení: *Z hlediska odebíraného výkonu je naše Dicksonova pumpa na frekvenci 10 MHz předimenzována, avšak k dosažení potřebné doby náběhu je vyšší pracovní kmitočet bezpodmínečně nutný.*

### 2.4.1 Odhad rozměrů tranzistorů

Podkapitola návrhů rozměrů tranzistorů přechází od digitálního popisu obvodu k časové analýze. Každý tranzistor musí být svými rozměry dimenzován tak, aby:

- V ustáleném stavu byl schopen dodat potřebný proud do zátěže.

- Po připojení kapacitní zátěže o jmenovité hodnotě v ustáleném stavu byl schopen dodat takový nabíjecí proud, aby se co nejvíce zkrátilo období, ve kterém dojde k dočasnému poklesu výstupního napětí (obrázek 2.10).

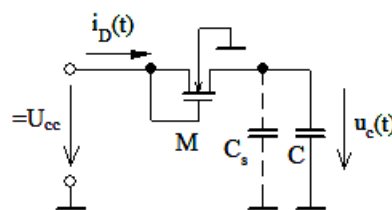


**Obr. 2.10** Grafické znázornění doby náběhu ( $T_r$ ) a doby zotavení ( $T_{rec}$ )

Pro nábojové pumpy se udává doba zotavení (recovery time), jenž je definována jako čas, za který dojde k obnově regulační úrovně napětí od jejího poklesu v okamžiku připojení kapacitní zátěže a opětovnému nárůstu na 70% své jmenovité hodnoty (pro náš případ není doba zotavení definována).

- Došlo k plnému nabití hlavních kapacitorů (nejpozději) za dobu  $T/2$ , tj. musí být zajištěno, aby přenos náboje mezi stupni pumpy byl maximální (základní podmínka správné funkce pumpy umožňující použít popis pro digitální obvod).

Při návrhu vyjdeme z posledního zmíněného případu, neboť lze předpokládat, že střední hodnota nabíjecího proudu kapacitorem bude vyšší, než zatěžovací proud v ustáleném stavu. Rozměry tranzistoru určíme na základě přechodového děje, při kterém je kapacitor v prvním stupni pumpy nabíjen proudem drainu z napájecího napětí  $U_{cc}$  (obrázek 2.11).



**Obr. 2.11** Nabíjení kapacitoru proudem drainu

Pro proud drainem v režimu silné inverze a pro oblast saturace obecně platí:

$$I_D = \frac{1}{2} K_p \frac{W_D}{L_D} (U_G - U_{t0} - U_S)^2 \quad (2.6)$$



Napětí  $U_G$  představuje napájecí napětí  $U_{cc}$  a napětí zdroje časově proměnné napětí na kapacitoru  $u_c(t)$ , které bude v čase  $t=0$  v nejhorším možném případě nulové. Tím získáme časově proměnný proud  $i_D(t)$ :

$$i_D(t) = \frac{1}{2} K_p \frac{W_D}{L_D} (U_{cc} - U_{t0} - u_c(t))^2 \quad (2.7)$$

Proud  $i_D(t)$  lze vyjádřit derivací napětí na kapacitoru podle času a dostáváme diferenciální rovnici

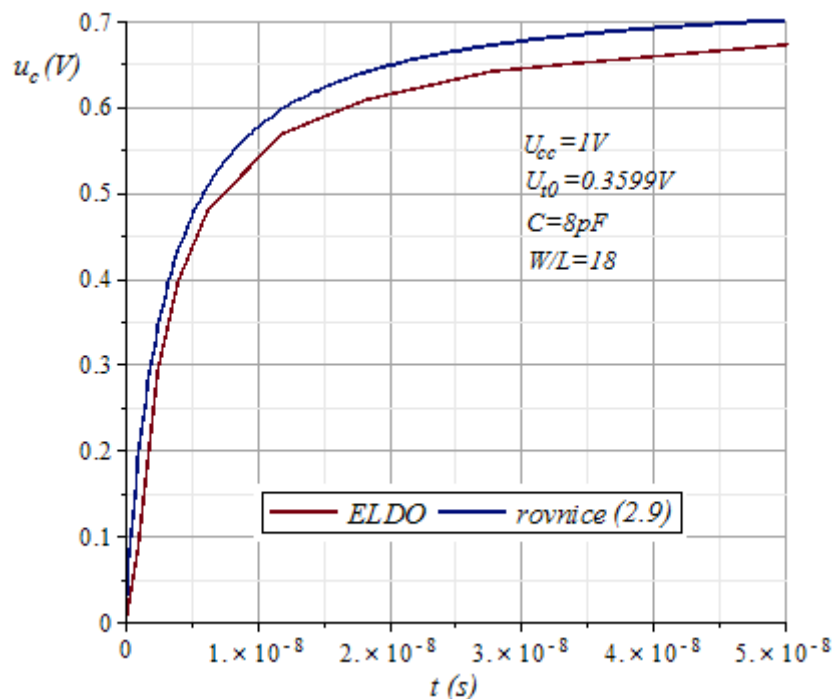
$$C \frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{2} K_p \frac{W_D}{L_D} (U_{cc} - U_{t0} - u_c(t))^2 \quad (2.8)$$

s počáteční podmínkou  $u_c(0_+) = 0$  (Cauchyova úloha).

Řešení lze nalézt například metodou separací proměnných nebo přes Laplaceovu transformaci. Pro napětí na kapacitoru platí:

$$u_c(t) = \frac{K_p \frac{W_D}{L_D} t (U_{cc}^2 - 2U_{cc}U_{t0} + U_{t0}^2)}{K_p \frac{W_D}{L_D} t (U_{cc} - U_{t0}) + 2C}, \text{ pro } C \gg C_s. \quad (2.9)$$

Srovnání analytického vyjádření s numerickým řešením v simulátoru:



**Obr. 2.12** Příklad časového průběhu napětí kapacitoru dle schématu (2.11)

V ustáleném stavu:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} u_c(t) = U_{cc} - U_{i0} \quad (2.10)$$

V další fázi si stanovíme kritérium pro návrh. Víme, že kapacitor musí být nabit za dobu  $T/2$ , to je ovšem limitní případ, proto požadavek zpřísníme, aby bylo zaručeno, že kapacitor bude dostatečně nabit i při změnách některých z parametrů (prahové napětí, apod.). Kritérium zní takto:

*Požadujeme, aby napětí na kapacitoru, jež narůstá s časem od okamžiku připojení k napájecímu napětí od nulové počáteční hodnoty v čase  $t=0$ , dosáhlo v čase odpovídajícímu  $2/3$  délky pulzu vysoké úrovně hodnin minimálně 90% hodnoty napětí v ustáleném stavu (rovnice 2.10):*

$$u_c\left(t = \frac{T}{3}\right) \geq 0,9 \cdot (U_{cc} - U_{i0}) \quad (2.11)$$

Substitucí za  $t=T/3$  a za  $u_c(t)=0,9 \cdot (U_{cc}-U_{i0})$  dosadíme do vztahu (2.9) a vyjádříme poměr  $W/L$ :

$$\frac{W_b}{L_D} \geq \frac{1,8 \cdot C(U_{cc} - U_{i0})}{K_p \frac{T}{3} (U_{cc}^2 - 0,9 \cdot (U_{cc} - U_{i0})^2 - 2 \cdot U_{cc} U_{i0} + U_{i0}^2)} \quad (2.12)$$

U tranzistorů je v dané aplikaci důležitá minimální délka kanálu  $L_{\min}$ , a to ze dvou důvodů: Za prvé jsou kladeny vysoké požadavky na průrazné napětí v závěrném směru a za druhé, výrobce pro minimální délku kanálu zaručuje platnost tolerance parametrů tranzistoru. V simulátoru ještě zkontrolujeme, zda došlo ke splnění všech uvedených podmínek pro jejich správné dimenzování. Rozměry však nevolíme vyšší, než je nezbytně nutné, protože s rostoucí šířkou se parametry pumpy nezlepší, spíše naopak – zvyšují se parazitní kapacity samotného tranzistoru (viz vztah 1.77). Z rovnice (2.12) zároveň vyplynulo, že plocha tranzistorů (nikoliv celého čipu) roste s frekvencí lineárně.

## 2.4.2 Výsledky návrhu

Na základě simulačních výsledků a jejich porovnání s matematickými modely byla předvedena ukázka návrhu kladné pumpy. V případě záporné nábojové pumpy je postup zcela shodný, jen je třeba ctít znaménkovou konvenci hodnot napětí. V rámci kalibračního měření byl pro buzení pumpy použit referenční generátor se stabilními parametry (kvůli možnému srovnání naměřených a vypočtených výsledků), jehož parametry jsou uvedeny v tabulce 2.2.

**Tabulka 2.2** Parametry referenčního generátoru

| Parametry referenčního generátoru |          |                          |
|-----------------------------------|----------|--------------------------|
| Název parametru                   | Označení | Hodnota/jednotka         |
| Hodnota napětí ve vysoké úrovni   | $U_{gH}$ | $U_{cc}$ (dle nastavení) |
| Hodnota napětí v nízké úrovni     | $U_{gL}$ | 0                        |
| Frekvence                         | f        | Dle nastavení            |
| Doba vzestupné hrany              | $t_{LH}$ | 1 ns                     |
| Doba sestupné hrany               | $t_{HL}$ | 1 ns                     |

Výsledné parametry návrhu včetně odhadu plochy čipu uvádí tabulka 2.3. Potřebné hodnoty kapacit v zapojení byly realizovány polovodičovými kapacitami (v MGC Design Kitu označeno jako *Cap*), u nichž mezi kapacitou a rozměry platí vztah (definováno v simulátoru):

$$C = 6,76 \cdot 10^{-5} L_{cap} W_{cap} \text{ (F; m, m)} \quad (2.13)$$

Odhad plochy layoutu provedeme, tak že, sečteme dílčí plochy tranzistorů a kapacitorů a k vypočtené ploše přičteme 30% této plochy vyhrazené na kontakty a spoje, tedy:

$$S_{dpump} = 1,3 \cdot [(N + 1)L_D W_D + N L_{cap} W_{cap}] \quad (2.14)$$

**Tabulka 2.3** Parametry a hodnoty prvků navržených Dicksonových nábojových pump

| Název parametru         | Označení    | Dickson +11 V     | Dickson -8V        |
|-------------------------|-------------|-------------------|--------------------|
|                         |             | Hodnota/jednotka  |                    |
| Počet stupňů            | N           | 72 (-)            | 64 (-)             |
| Hodnota hlavní kapacity | C           | 4 pF              | 2 pF               |
| Rozměry kapacitoru      | $W_{cap}$   | 592 $\mu\text{m}$ | 296 $\mu\text{m}$  |
|                         | $L_{cap}$   | 100 $\mu\text{m}$ | 100 $\mu\text{m}$  |
| Rozměry tranzistoru     | $W_D$       | 18 $\mu\text{m}$  | 34 $\mu\text{m}$   |
|                         | $L_D$       | 1 $\mu\text{m}$   | 1 $\mu\text{m}$    |
| Plocha layoutu          | $S_{dpump}$ | 5,6 $\text{mm}^2$ | 2,47 $\text{mm}^2$ |

Statické a dynamické parametry (tabulka 2.4) byly naměřeny (pokud nebude uvedeno jinak) při **napájecím napětí 1V**, na **pracovním kmitočtu 10 MHz** a při **zatěžovací impedanci**

$Z_L=22M\Omega \parallel 10 \text{ pF}$ . Tučně jsou v tabulce vyznačeny hodnoty pro navržené vstupní parametry.

**Tabulka 2.4** Specifikace Dicksonovy nábojové pumpy

$U_{cc}=1 \text{ V}$ ,  $f=10 \text{ MHz}$ ,  $Z_L=22M\Omega \parallel 10 \text{ pF}$ ,  $C_s \sim 0,2 \text{ pF}$ ,  $\vartheta=27 \text{ }^\circ\text{C}$

|   |              | Dickson +11 V                         | Dickson -8V                           |  |
|---|--------------|---------------------------------------|---------------------------------------|--|
| Název parametru                           | Označení     | Hodnota/jednotka                      |                                       | Podmínky   |
| Amplituda napětí naprázdno                | $U_{out,0}$  | <b>15,8 V</b>                         | <b>-12,8 V</b>                        |  |
| Střední hodnota výstupního napětí         | $U_{out,av}$ | <b>11,5 V</b>                         | <b>-10,67 V</b>                       | při $R_L=22 \text{ M}\Omega$                         |
|   |              | 11,02 V                               | -9,89 V                               | $R_L=11 \text{ M}\Omega$                             |
|   |              | 10,47 V                               | -9,39 V                               | $R_L=5,5 \text{ M}\Omega$                            |
|   |              | 15,46 V                               | -13,35 V                              | při $U_{cc}=1,2 \text{ V}$                           |
|   |              | 21,92 V                               | -18,03 V                              | $U_{cc}=1,5 \text{ V}$<br>@ $R_L=22 \text{ M}\Omega$ |
| Vstupní příkon při jmenovitém zatížení    | $P_{in}$     | 44,44 $\mu\text{W}$                   | 42,2 $\mu\text{W}$                    | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>47,46 <math>\mu\text{W}</math></b> | <b>45,21 <math>\mu\text{W}</math></b> | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 55,24 $\mu\text{W}$                   | 53,9 $\mu\text{W}$                    | $f=20\text{MHz}$                                     |
| Statická účinnost při jmenovitém zatížení | $\eta_s^1$   | 12,6 %                                | 9,7 %                                 | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>11,09 %</b>                        | <b>11,6 %</b>                         | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 10,3 %                                | 9,4 %                                 | $f=20\text{MHz}$                                     |
| Doba náběhu při jmenovitém zatížení       | $T_r$        | 611,3 $\mu\text{s}$                   | 492 $\mu\text{s}$                     | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>59,2 <math>\mu\text{s}</math></b>  | <b>47,09 <math>\mu\text{s}</math></b> | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 34,8 $\mu\text{s}$                    | 26,83 $\mu\text{s}$                   | $f=20\text{MHz}$                                     |
|   |              | pro $U_{fin}=9,2 \text{ V}$           | pro $U_{fin}= -8 \text{ V}$           | @ $U_{out}(0)=0$                                     |

<sup>1</sup>Statická účinnost neuvažuje spotřebu generátoru, jen energii potřebnou k dobití kapacitorů a k dodání výkonu do zátěže!

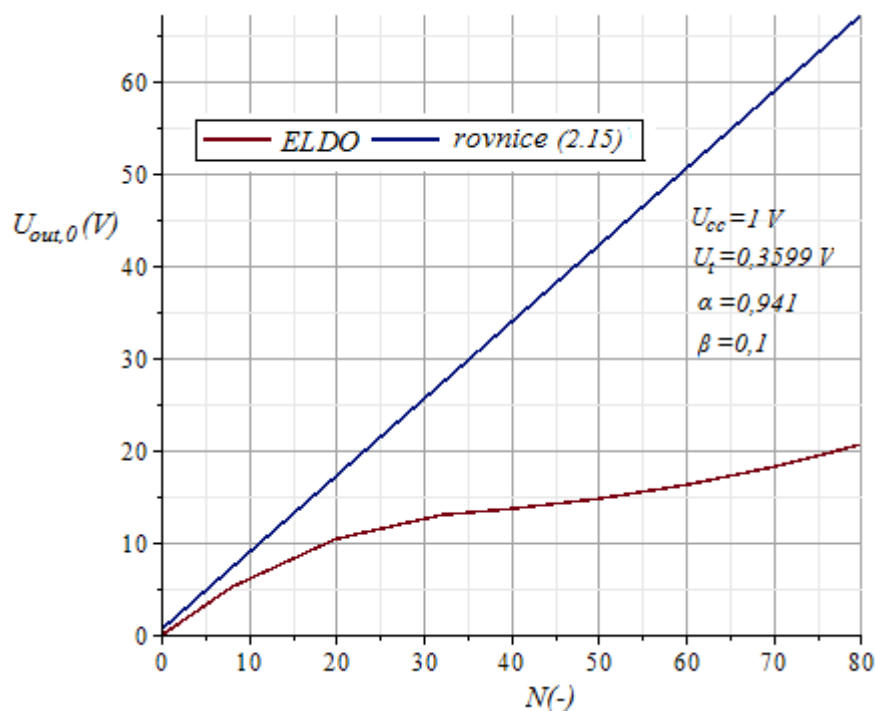
## 2.5 Návrh CTS pumpy

Ač se nemusí situace na první pohled zdát, modelování CTS pump představuje poměrně tvrdý oříšek – v této kapitole se dozvíme proč tomu tak je, i když z teorie už pár indicií máme. Předně, k CTS pumpám nejsou zpracovány rozsáhlejší analýzy, které by matematicky popisovaly jejich chování a umožnily předpovídat dosažitelné parametry, jako tomu bylo u Dicksonovy pumpy (kapacita pumpy, doba náběhu...). Při návrhu se proto snažíme

maximálně využít předešlých zkušeností a na jejich základě stavět, tj. pokusíme se hledat **analogii** mezi Dicksonovou a CTS pumpou.

Přistupme ke stejnému úvodnímu kroku – začněme nejprve analýzou napětí naprázdno. Výstupní napětí naprázdno popisuje rovnice (2.15), jejíž grafické znázornění s naměřenými hodnotami v simulátoru zachycuje obrázek 2.13.

$$U_{out,0} = \alpha \cdot \left( U_{cc} + NU_{cc} \frac{1}{1 + \beta} - U_{T0} \right) \quad (2.15)$$



**Obr. 2.13** Výstupní napětí naprázdno CTS pumpy v závislosti na počtu stupňů

Problém již diskutovaného zpětného přenosu náboje je hlavní příčinou značné odchylky od ideálního průběhu popsaného rovnicí (2.15). Abychom mohli provést odhad počtu stupňů dle minimální potřebné kapacity, pokusíme se nalézt aproximační funkci naměřeného průběhu, na kterou následně aplikujeme vztah pro střední hodnotu výstupního napětí (jiné vztahy k dispozici nemáme!). Dříve než se dáme do práce, provedeme stručný rozbor naměřeného průběhu.

Přírůstek napětí v prvních stupních pumpy je dostatečně velký na to, aby se gatům spínacích tranzistorů dostávalo dostatečně vysoké zpětnovazební napětí potřebné k jejich sepnutí. Proti našemu zájmu se však uplatňuje i princip zpětného přenosu náboje (viz kapitola 1). Zpětný přenos a body effect tranzistorů neblaze přispívají k výraznému zpomalení růstu výstupního napětí, takže k jeho zastavení, a to až do okamžiku, kdy přírůstek napětí klesne pod prahovou

úroveň ( $2 \cdot \Delta U < U_i$ ). Vodivost spínacích tranzistorů se v kritickém okamžiku činnosti pumpy sníží natolik, že dojde k útlumu závěrného proudu a to způsobí opětovný nárůst napětí na výstupu pumpy.

Popis reálných vlastností takové soustavy by byl příliš komplikovaný i časově náročný. Náš model bude proto předpokládat jistou míru zjednodušení spočívající v zachování popisu soustavy jako **digitálního obvodu**. Základní myšlenka vychází ze zavedení koeficientu  $k_z$  vyjadřující míru ztrát v uzlech pumpy na konci **každé fáze přenosu náboje (v ustáleném stavu)**:

$$U_{(1)} = k_z U_{cc}$$

$$U_{(2)} = k_z(k_z U_{cc} + U_{cc}') = k_z^2 U_{cc} + k_z U_{cc}'$$

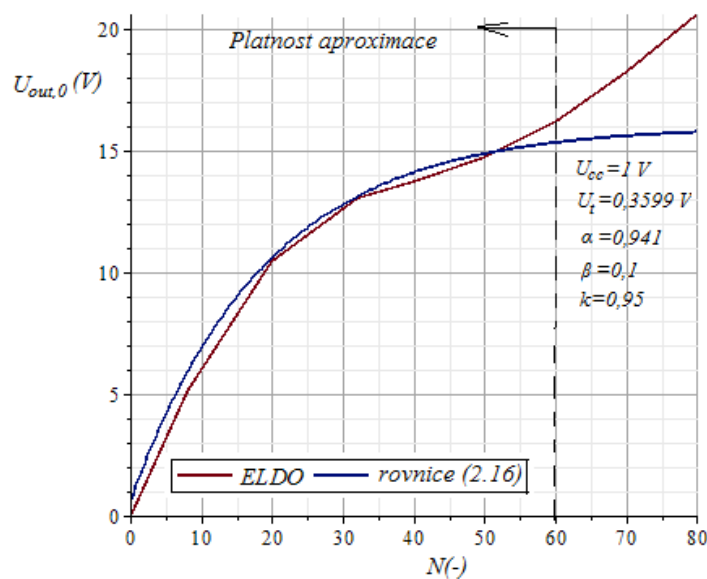
$$U_{(3)} = k_z[k_z(k_z U_{cc} + U_{cc}') + U_{cc}'] = k_z^3 U_{cc} + k_z^2 U_{cc}' + k_z U_{cc}' \quad \text{kde } U_{cc}' = U_{cc} \frac{1}{1 + \beta}$$

...

$$U_{(N)} = k_z^N U_{cc} + k_z^{N-1} U_{cc}' + k_z^{N-2} U_{cc}' + \dots + k_z^0 U_{cc}' = k_z^N U_{cc} + \sum_{i=0}^{N-1} k_z^i U_{cc}'$$

Pro N-stupňovou CTS pumpu dostáváme celkem N členů geometrické posloupnosti s kvocientem  $k_z$ . Sečtením řady a s využitím vztahu (2.15) dostáváme modifikovanou podobu výstupního napětí naprázdno:

$$U_{out,0}^* = \alpha \left[ k_z^N U_{cc} + U_{cc} \frac{1}{1 + \beta} \left( 1 + k_z \frac{1 - k_z^{N-1}}{1 - k_z} \right) - U_{i0} \right], \text{ pro } k_z \in \langle 0, 1 \rangle \quad (2.16)$$

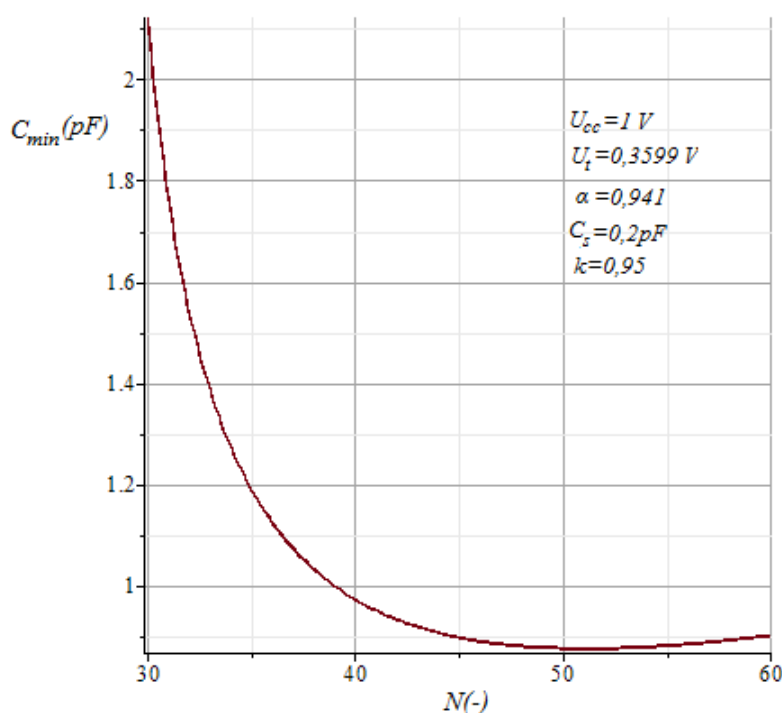


**Obr. 2.14** Aproximace výstupního napětí naprázdno CTS pumpy v závislosti na počtu stupňů

Výsledek experimentu je na obrázku 2.14. Aproximační funkce je analogií ke vztahu (2.3) pro Dicksonovu nábojovou pumpu, jen místo body effect faktoru  $\alpha$  uvažujeme parametr  $k_z$ , typicky však  $k_z > \alpha$ . Je tedy zřejmé, že aproximační funkce má konečnou limitu v nevlastním bodě, z čehož plyne **omezenost platnosti vztahu** (2.16) na oblast vyznačenou v grafu. Nicméně, v širokém rozsahu počtu stupňů vyhoví a usnadní nám další práci.

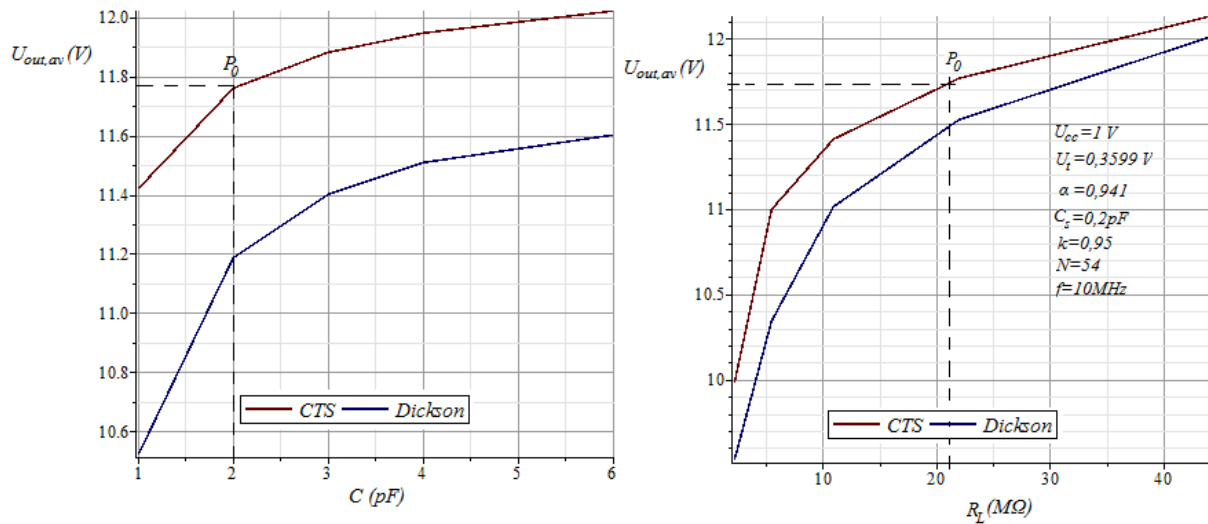
Nyní už můžeme graficky vyjádřit potřebnou kapacitu  $C_{\min} = f(N)|_{U_{out,av}, pož}$  ze vztahu:

$$U_{out,av} = \frac{U_{out,0}^*}{1 + \frac{N}{fR_L C(1 + \beta)}} \quad (2.17)$$

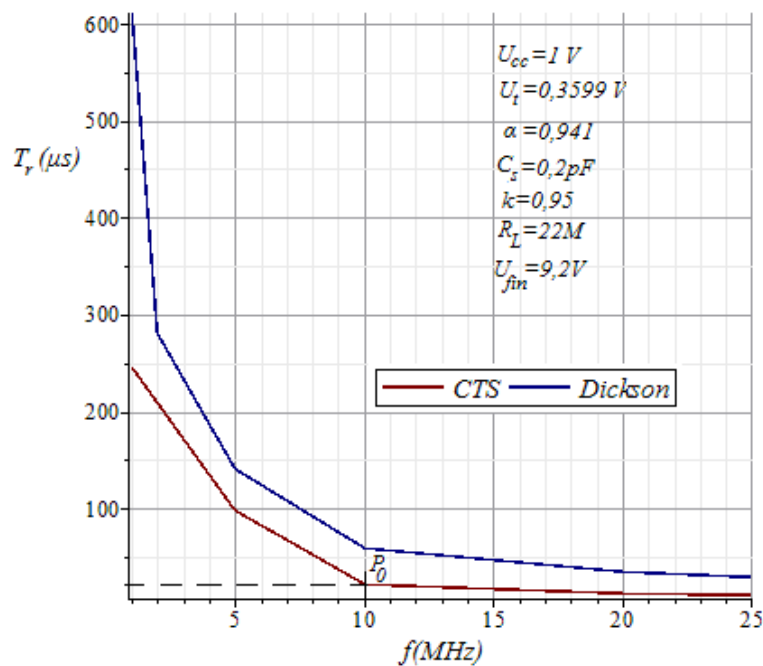


**Obr. 2.15** Model odhadu minimální kapacity potřebné pro dosažení výstupního napětí 11V

Dle odhadu existuje široká oblast (obrázek 2.15), v níž se teoretická hodnota kapacity pohybuje hluboko pod jedním pF, čímž se stává vhodným kandidátem pro volbu počtu stupňů. Nižší počet stupňů umožňuje ve srovnání s Dicksonovou pumpou zvolit menší výslednou hodnotu hlavní kapacity (obrázek 2.16a) při současném zachování deklarovaných podmínek. O platnosti tvrzení se můžeme přesvědčit srovnáním charakteristik popisující závislost výstupního napětí na zatěžovacím odporu - až na nepatrný napěťový posun, (asi 0,5V) způsobený nižším vnitřním odporem, jsou charakteristiky totožné. Můžeme tedy konstatovat, že díky nastavení pracovní oblasti se obě pumpy z pohledu statických parametrů chovají navenek podobně, což plyne i ze samotné podstaty principu obou obvodů.



**Obr. 2.15** Závislost střední hodnoty výstupního napětí CTS vs. Dicksonovy pumpy na a) velikosti hlavní kapacity ( $R_L=22\text{M}\Omega$ ), b) na zatěžovacím odporu (CTS:  $N=54$ ,  $C=2\text{pF}$ , Dickson:  $N=73$ ,  $C=4$  pF)



**Obr. 2.16** Závislost doby náběhu CTS a. Dicksonovy pumpy při jmenovitém zatížení  $R_L=22\text{M}\Omega$  na frekvenci (CTS:  $N=54$ ,  $C=2\text{pF}$ , Dickson:  $N=73$ ,  $C=4$  pF)

Naší přízeň bychom měli věnovat i dynamickým vlastnostem. Vyšší účinnost přenosu náboje, menší kapacity a nižší počet stupňů pumpy – to vše jsou opodstatněné důvody, proč CTS pumpy vykazují kratší dobu náběhu (obr. 2.16) v porovnání s Dicksonovou pumpou.



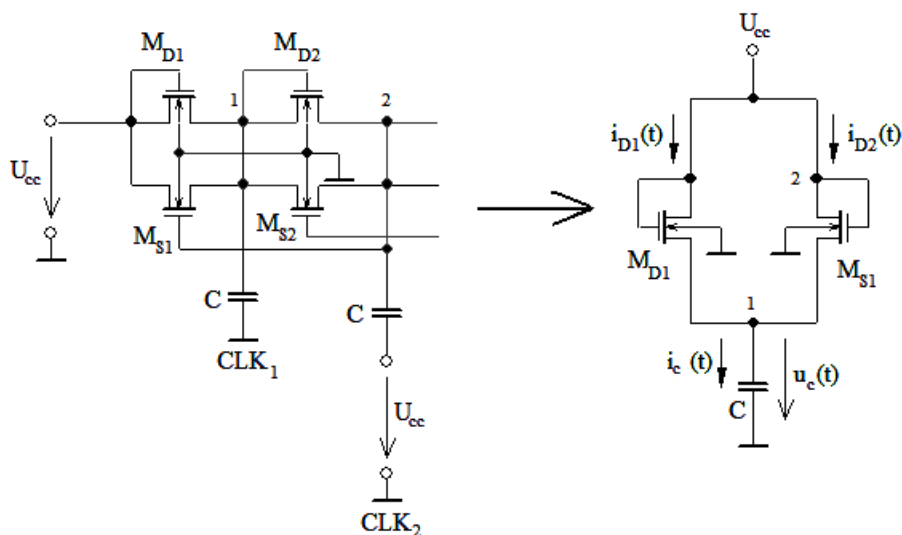
Doba náběhu CTS pumpy je ze známých důvodů jen těžko analyticky odvoditelná, nicméně, dle grafického výstupu jistou analogii přece jen nacházíme. Stejně jako u Dicksonovy pumpy, i zde platí nepřímá úměrnost mezi dobou náběhu a frekvencí. Při nastavení obou pump do stejné pracovní oblasti, tj. do oblasti minimální celkové kapacity, vychází doba náběhu CTS pumpy přibližně **tříkrát kratší**.

Dynamické vlastnosti obou soustav jsou při jmenovitém zatížení minimálně závislé na toleranci hlavních kapacit, ale silně závislé na frekvenci, na velikosti napájecího napětí a na **míře ztrát v obvodu**.

### 2.5.1 Odhad rozměrů tranzistorů

Tranzistory pracující v CTS pumpách mají svá specifika, která musíme (mimo všech zmíněných podmínek pro jejich dimenzování) při návrhu respektovat. Předně je důležité si uvědomit zejména dvě skutečnosti, na nichž je návrh založen. Za prvé je třeba vědět, že ač tranzistory  $M_s$  pracují jako spínače, neznamená to, že by se tranzistory  $M_D$  nepodíleli na přenosu náboje. Druhou skutečností je fakt, že převážná část závěrného proudu teče spínacími tranzistory.

Při analýze přechodového děje vyjdeme opět z počátečního stavu, tj. předpokládáme nulové napětí na všech hlavních kapacitorech. Situaci zachycuje obrázek 2.17.



*Obr. 2.17 Přechodový děj v CTS pumpě*

V okamžiku, kdy  $CLK_1=L$  a  $CLK_2=H$ , bude v uzlu (2) napětí  $\sim U_{cc}$ , které se uplatní na gateu spínacího tranzistoru  $M_{S1}$ . Hlavní kapacitor  $C$ , připojený k uzlu (1), je nabíjen proudem drainu

dodávanými tranzistory  $M_{D1}$  a  $M_{S1}$ . Potom dle prvního Kirchhoffova zákona pro časově proměnný proud kapacitorem platí:

$$i_c(t) = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad (2.18)$$

Za předpokladu stejných parametrů tranzistorů  $M_s$  a  $M_D$  dostáváme diferenciální rovnici,

$$C \frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{2} K_p (U_{cc} - U_{i0} - u_c(t))^2 \left( \frac{W_D}{L_D} + \frac{W_S}{L_S} \right), \text{ pro } u_c(0_+) = 0 \quad (2.19)$$

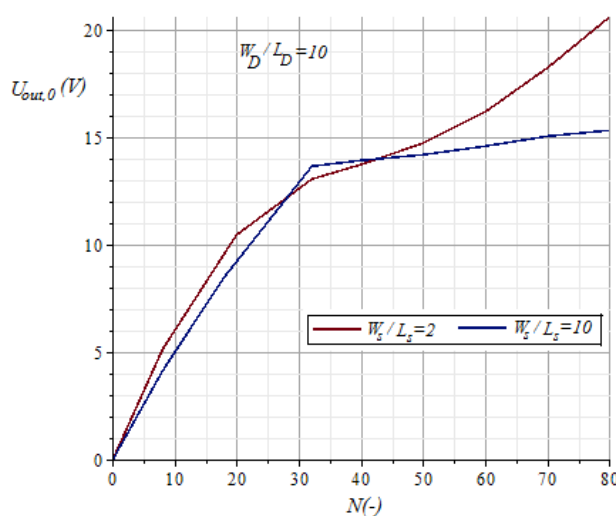
jejíž řešení je stejné jako u Dicksonovy pumpy, pouze s tím rozdílem, že celkový nabíjecí proud je rozdělen do dvou tranzistorů (paralelní sekce). Po zadání tentýž požadavků pro návrh, dostáváme první podmínku, kterou musí rozměry tranzistorů splňovat:

$$\left( \frac{W_D}{L_D} + \frac{W_S}{L_S} \right) \geq \frac{1,8 \cdot C (U_{cc} - U_{i0})}{K_p \frac{T}{3} (U_{cc}^2 - 0,9 \cdot (U_{cc} - U_{i0})^2 - 2 \cdot U_{cc} U_{i0} + U_{i0}^2)} \quad (2.20)$$

Druhou podmínku stanovíme z následující úvahy: v ustáleném stavu pracují spínací tranzistory v odporovém režimu a jejich odpor závisí nejen na řídicím napětí, ale i na ploše, respektive na poměru  $W_s/L_s$ . Čím tedy bude plocha větší, tím rychleji se přenese náboj mezi dvěma sousedními uzly. Naproti tomu, velká plocha spínacích tranzistorů způsobí větší míru ztrát při zpětném přenosu (v zahraniční literatuře označeno jako ripple voltage), zatímco plocha tranzistorů  $M_D$  (diod) nemá na velikost závěrného proudu téměř žádný vliv.

Závěrem dospějeme k druhé podmínce pro dimenzování tranzistorů:

$$\frac{W_D}{L_D} \gg \frac{W_S}{L_S} \quad (2.21)$$



**Obr. 2.18** Ukázka vlivu rozměrů spínacích tranzistorů na výstupní napětí (simulace)

Pokud se tedy vrátíme na samotný začátek návrhu, pak dodržení podmínky (2.21) je nutné pro dosažení co nejvyššího výstupního napětí. V tom se CTS pumpa zásadně odlišuje od Dicksonovy pumpy! Situaci nejlépe vystihuje obrázek 2.18. Všimněme si zejména narůstajícího napěťového rozdílu s počtem stupňů pumpy, který při  $N=80$  činí více než 5V!

## 2.5.2 Výsledky návrhu

CTS pumpa byla navržena na základě aproximace popisující vztah mezi výstupním napětím a počtem stupňů pumpy. Navržený postup se principiálně opíral o zkušenosti přejaté z návrhu Dicksonovy pumpy, s cílem nalézt analogii mezi oběma obvody na základě srovnání analyzovaných výsledků simulace. Jedinou část návrhu tvoří problematika návrhu velikosti tranzistorů, která v případě CTS pump nabírá na mimořádné důležitosti a nelze ji podcenit.

Hodnoty prvků a specifikace CTS pump jsou uvedeny v tabulkách 2.5 a 2.6.

**Tabulka 2.5** Parametry a hodnoty prvků navržených CTS nábojových pump

| Název parametru           | Označení             | CTS +11 V          | CTS -8V            |
|---------------------------|----------------------|--------------------|--------------------|
|                           |                      | Hodnota/jednotka   |                    |
| Počet stupňů              | N                    | 54 (-)             | 40 (-)             |
| Hodnota hlavní kapacity   | C                    | 2 pF               | 2 pF               |
| Rozměry kapacitoru        | $W_{cap}$            | 296 $\mu\text{m}$  | 296 $\mu\text{m}$  |
|                           | $L_{cap}$            | 100 $\mu\text{m}$  | 100 $\mu\text{m}$  |
| Rozměry tranzistoru $M_D$ | $W_D$                | 18 $\mu\text{m}$   | 44 $\mu\text{m}$   |
|                           | $L_D$                | 1 $\mu\text{m}$    | 1 $\mu\text{m}$    |
| Rozměry tranzistoru $M_s$ | $W_s$                | 2 $\mu\text{m}$    | 4 $\mu\text{m}$    |
|                           | $L_s$                | 1 $\mu\text{m}$    | 1 $\mu\text{m}$    |
| Plocha layoutu            | $S_{CTS\text{pump}}$ | 2,08 $\text{mm}^2$ | 1,54 $\text{mm}^2$ |

Zapojení obsahuje o  $(N+1)$  tranzistorů navíc, čili odhad plochy layoutu provedeme dle vztahu:

$$S_{CTS\text{pump}} = 1,3 \cdot [(N+1) \cdot (L_D W_D + L_s W_s) + N \cdot L_{cap} W_{cap}] \quad (2.22)$$

Specifika pump byla naměřena při stejných pracovních podmínkách, jako v případě Dicksonovy pumpy.

**Tabulka 2.6** Specifikace CTS nábojových pump

$$U_{cc}=1 \text{ V}, f=10 \text{ MHz}, Z_L=22\text{M}\Omega \parallel 10 \text{ pF}, C_s \sim 0,2 \text{ pF}, \vartheta=27 \text{ }^\circ\text{C}$$

|   |              | CTS +11 V                            | CTS -8V                                |  |
|---|--------------|--------------------------------------|--|--|
| Název parametru                           | Označení     | Hodnota/jednotka                     |  | Podmínky   |
| Amplituda napětí naprázdno                | $U_{out,0}$  | <b>14,96 V</b>                       | <b>-12,65 V</b>                        |  |
| Střední hodnota výstupního napětí         | $U_{out,av}$ | <b>11,76 V</b>                       | <b>-10,71 V</b>                        | při $R_L=22 \text{ M}\Omega$                         |
|   |              | 11,41 V                              | -10,35 V                               | $R_L=11 \text{ M}\Omega$                             |
|   |              | 10,99 V                              | -9,92 V                                | $R_L=5,5 \text{ M}\Omega$                            |
|   |              | 15,88 V                              | -13,74 V                               | při $U_{cc}=1,2 \text{ V}$                           |
|   |              | 22,92 V                              | -18,47 V                               | $U_{cc}=1,5 \text{ V}$<br>@ $R_L=22 \text{ M}\Omega$ |
| Vstupní příkon při jmenovitém zatížení    | $P_{in}$     | 45,07 $\mu\text{W}$                  | 36,38 $\mu\text{W}$                    | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>298 <math>\mu\text{W}</math></b>  | <b>241,38 <math>\mu\text{W}</math></b> | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 534,4 $\mu\text{W}$                  | 403,11 $\mu\text{W}$                   | $f=20\text{MHz}$                                     |
| Statická účinnost při jmenovitém zatížení | $\eta_s$     | 11,69 %                              | 13,5 %                                 | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>2,13 %</b>                        | <b>2,22 %</b>                          | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 1,3 %                                | 1,46 %                                 | $f=20\text{MHz}$                                     |
| Doba náběhu při jmenovitém zatížení       | $T_r$        | 245,02 $\mu\text{s}$                 | 228,7 $\mu\text{s}$                    | Při $f=1\text{MHz}$                                  |
|   |              | <b>21,9 <math>\mu\text{s}</math></b> | <b>20,98 <math>\mu\text{s}</math></b>  | <b><math>f=10\text{MHz}</math></b>                   |
|   |              | 12,45 $\mu\text{s}$                  | 12,08 $\mu\text{s}$                    | $f=20\text{MHz}$                                     |
|   |              | pro $U_{fin}=9,2 \text{ V}$          | pro $U_{fin}= -8 \text{ V}$            | @ $U_{out}(0)=0$                                     |

K naměřeným hodnotám ještě dodatek: Za krátkou dobu náběhu a nízkou citlivost výstupního napětí na změnu frekvence zaplatíme u obou pump **vysokým vstupním příkonem**. Markantní pokles účinnosti zaznamenáváme u CTS pumpy, v níž pracuje o třetinu více „ztrátových prvků“ v porovnání s Dicksonovou pumpou o stejném počtu stupňů.

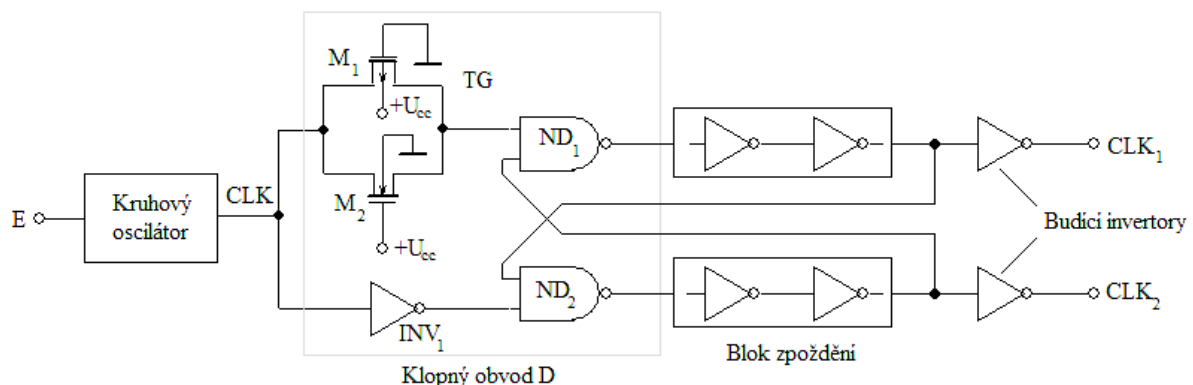
## 3 Model regulační smyčky s nábojovou pumpou

### 3.1 Úvod do problematiky

Až doposud jsme zkoumali vlastnosti nábojových pump jako samostatných bloků pracujících bez regulace výstupního napětí. Obecně vzato platí, že jakýkoliv obvod pracující bez samočinné regulace se stává z hlediska nastavených parametrů vysoce nestabilním a jen v některých případech je možné takový obvod řídit, tedy působit na něj bez zpětné vazby. V případě nábojových pump se situace neliší, ba, spíše naopak. V této kapitole se zaměříme na vlastnosti navržených pump zapojených do obvodu regulační smyčky, jejíž princip byl vysvětlen v kapitole 1. Samotnému měření bude předcházet stručný rozbor jednotlivých prvků regulační smyčky, včetně jejich návrhu a dosažených parametrů.

### 3.2 Generátor

Pro optimální funkci pumpy je nezbytné, aby dvoufázový generátor splňoval základní požadavek **minimálního překrytí** mezi fázemi spínání a nízkého **zkreslení** signálu při zatížení. Při relativně malé periodě signálu vede překryv k **předčasnému ukončení přenosu náboje**, čímž klesá celková účinnost. Situace ovšem není tak kritická, jako u čtyřfázových pump.



**Obr. 3.1** Blokové schéma dvoufázového generátoru

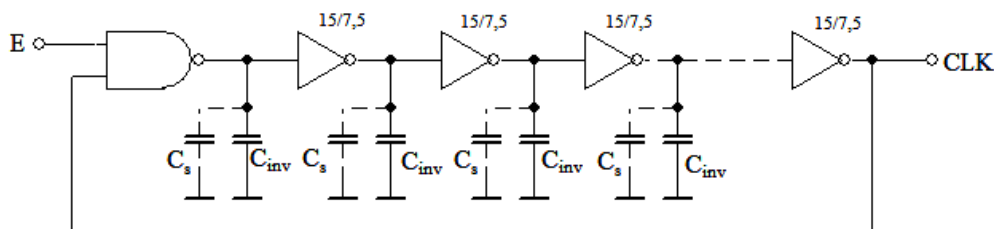
[Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

Blokové schéma dvoufázového generátoru (obrázek 3.1) sestává z bloku kruhového oscilátoru, klopného obvodu D, zpořďovacího a budícího členu. Kruhový oscilátor tvoří

zdroj hodinového signálu pro buzení paměťového členu – klopného obvodu D, jenž na svém symetrickém výstupu zajišťuje dvoufázový signál bez překrytí. Podstata zapojení je založena na faktu, že sestupná hrana vstupního hodinového signálu projde okamžitě přes hradlo NAND  $ND_1$  a vzestupná hrana přes hradlo  $ND_2$  a kaskádou invertorů realizující zpoždění, a tím se vyrovnají celkové časy zpoždění v obou výstupních větvích. Přenosové hradlo TG zajišťuje, aby vstupní signál přicházel do vstupu hradla  $ND_1$  se stejným zpožděním, jako signál přicházející přes invertor do vstupu hradla  $ND_2$ . Budící invertory mají za úkol dodat dostatečně vysoký proud do kapacitní zátěže, tak, aby doba vzestupné a sestupné hrany výstupního signálu  $CLK_1$  a  $CLK_2$  byla co nejkratší.

### 3.2.1 Kruhový oscilátor

Zapojení kruhového oscilátoru je v nejjednodušším případě realizováno sudým počtem kaskádně zapojených invertorů s hradlem NAND na vstupu, které slouží k zapínání a vypínání kmitů. Celkový počet hradel v oscilátoru musí být lichý. Pro dosažení malé frekvence je potřeba velký počet hradel, proto se používá buď dělička kmitočtu, nebo se mezi jednotlivé stupně oscilátoru vkládají kapacitory, které průchod signálu zpozdí (obrázek 3.2).



**Obr. 3.2** Zapojení kruhového oscilátoru (čísla nad invertory značí velikost tranzistorů PMOS/NMOS v  $\mu\text{m}^2$ )

Pro frekvenci kmitů platí:

$$f = \frac{1}{2NT_D} \quad (3.1)$$

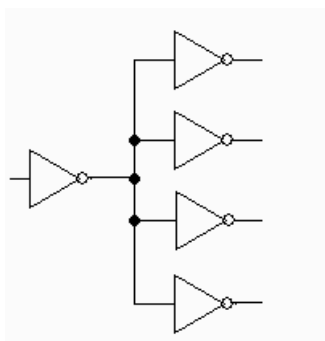
kde  $T_D$  představuje zpoždění jednoho stupně oscilátoru.

Nedostatkem kruhového oscilátoru je značná nestabilita frekvence v závislosti na teplotě, napájecím napětí, atd. Frekvence kmitů může kolísat až v rozsahu 30% své typické hodnoty. Při návrhu postupujeme tak, že změříme zpoždění jednoho stupně při spodní hranici napájecího napětí a na základě vztahu (3.1) odhadneme počet potřebných stupňů. Přitom

musíme zohlednit vliv zpoždění dalších bloků generátoru a vysokou toleranci výsledné frekvence.

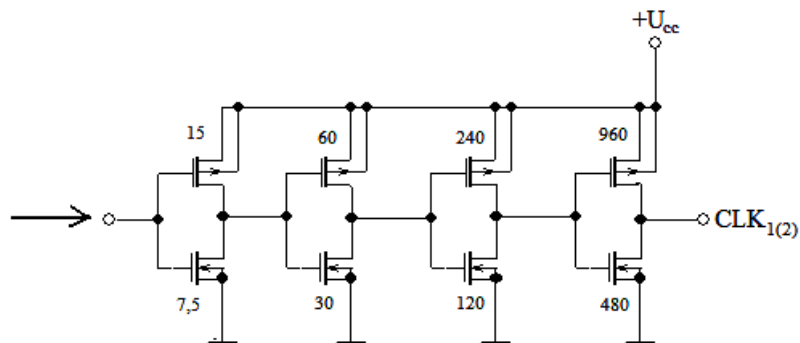
### 3.2.2 Budící člen

Návrh budícího členu je spojen se základní otázkou, jak zajistit co nejrychlejší průchod signálu odlišnými hradly do zátěže s vysokým odběrem proudu po dlouhé signálové cestě? Řešení nalézá metoda, jež je v zahraniční literatuře označována jako The logical effort method [1]. Princip metody spočívá v nalezení vzájemného vztahu mezi zpožděním, logickým ziskem  $G$ , elektrickým ziskem  $F=C_{out}/C_{in}$  a zpožděním vlivem parazitních kapacit  $p$  sériově zapojených hradel, s cílem nalézt **optimální počet řídicích hradel**. Model zpoždění je odvozen na základě ekvivalentní struktury, jež je znázorněna na obrázku 3.3.



*Obr. 3.3 Ekvivalentní obvod pro výpočet zpoždění*

Výpočet zpoždění provádět nebudeme, více informací k modelu je podrobně uvedeno v literatuře [1]. Pro nás, jako pro návrháře, je důležitý závěr: Z modelu vyplývá, že pro nejrychlejší průchod signálu jsou optimální čtyři invertory, počínaje invertorem o velikosti  $15\mu\text{m}^2$  (PMOS) /  $7,5\mu\text{m}^2$  (NMOS) a konče invertorem o velikosti  $960\mu\text{m}^2$  (PMOS) /  $480\mu\text{m}^2$  (NMOS). Viz obrázek:



*Obr. 3.4 Schéma zapojení budícího členu*

### 3.2.3 Dosažené parametry

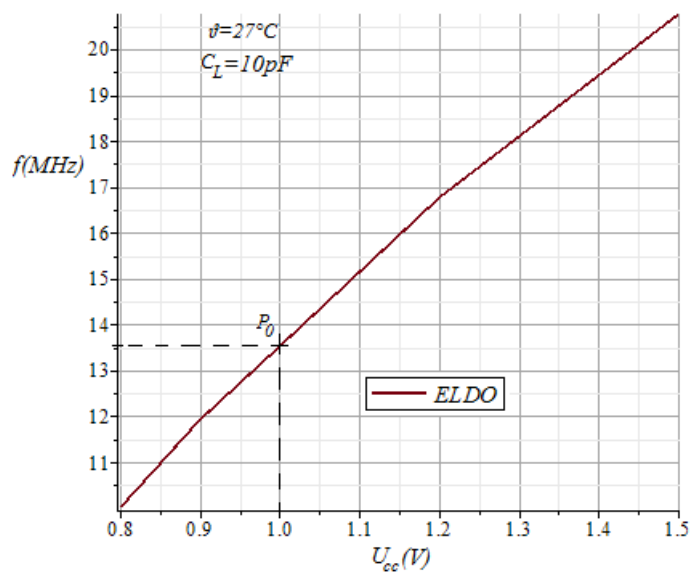
Generátor byl zkonstruován na tranzistorové úrovni dle doporučeného zapojení. Konstrukční parametry jsou shrnuty v tabulce (3.1).

*Tabulka 3.1 Konstrukční parametry generátoru*

| Název parametru                    | Označení               | Hodnota/jednotka                      | Poznámka   |
|------------------------------------|------------------------|---------------------------------------|--|
| Počet invertorů kruhového osc.     | $N_{inv}$              | 24 (-)                                | Velikost tranzistorů v invertorech $15/7,5 \mu\text{m}^2$      |
| Hodnota kapacitorů v kruhovém osc. | $C_{inv}$              | 0,5 pF                                |  |
| Rozměry kapacitoru                 | $W_{cap}$<br>$L_{cap}$ | 74 $\mu\text{m}$<br>100 $\mu\text{m}$ | Počet kapacitorů je $N_{inv}$                                  |
| Plocha kruhového osc.              | $S_{osc}$              | 0,18 $\text{mm}^2$                    | Velikost tranzistorů v hradlech NAND je $15/7,5 \mu\text{m}^2$ |
| Plocha klopného obvodu             | $S_{KO}$               | 315 $\mu\text{m}^2$                   |  |
| Plocha budícího členu              | $S_{dr}$               | 3825 $\mu\text{m}^2$                  |  |
| Odhad celkové plochy layoutu       | $S_{gen}$              | 0,24 $\text{mm}^2$                    | $1,3 \cdot (S_{osc} + S_{KO} + S_{dr})$                        |

Dosažené parametry generátoru byly naměřeny se zatěžovací kapacitou  $C_L=10\text{pF}$  a při teplotě  $\vartheta=27^\circ\text{C}$ . Charakteristickou vlastností je téměř lineární závislost frekvence na napájecím napětí (obrázek 3.5). Při spodní hranici napájecího napětí 1V dosahuje frekvence hodnoty 13,5 MHz, tj. o 30,5 % více, než je navržena pracovní frekvence nábojových pump. Ostatní dynamické parametry jsou uvedeny v tabulce (3.2).





**Obr. 3.5** Závislost frekvence generátoru na napájecím napětí

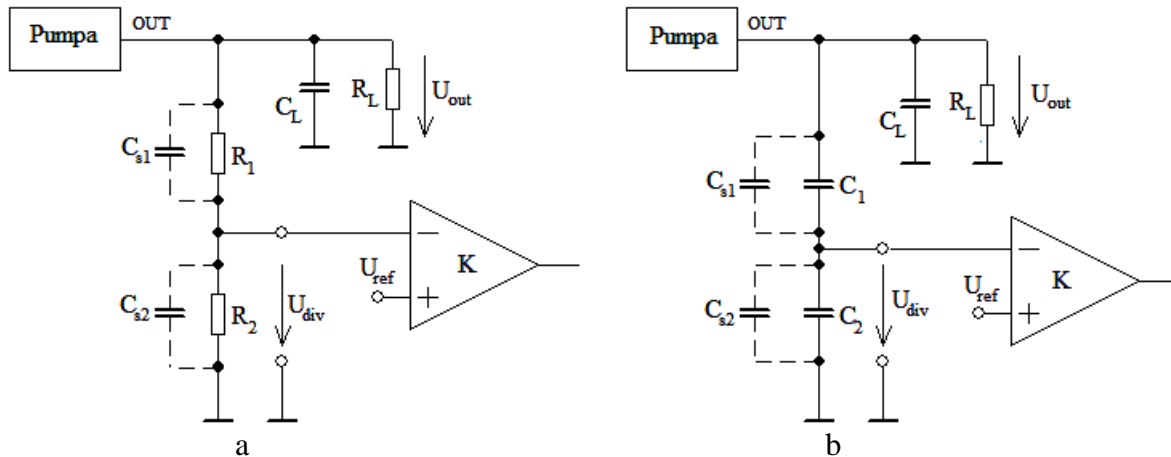
**Tabulka 3.2** Specifické vlastnosti navrženého generátoru

$C_s=0,2\text{pF}$ ,  $C_L=10\text{pF}$ ,  $\theta=27^\circ\text{C}$

| Název parametru                         | Označení     | Hodnota/jednotka | Podmínky         |
|---|--------------|------------------|------------------|
| Frekvence                               | $f$          | 13,5 MHz         | Při $U_{cc}=1$ V |
|   |              | 20,8 MHz         | $U_{cc}=1,5$ V   |
| Napětí ve vysoké úrovni                 | $U_{gH}$     | 0,995 V          | Při $U_{cc}=1$ V |
| Napětí v nízké úrovni                   | $U_{gL}$     | 4 mV             |                  |
| Doba vzestupné hrany                    | $t_{LH}$     | 560 ps           |                  |
| Doba sestupné hrany                     | $t_{HL}$     | 458 ps           |                  |
| Doba překrytí vztážená na délku periody | $\Delta t/T$ | 5 %              |                  |
| Vstupní příkon                          | $P_{in}$     | <b>1,38 mW</b>   | Při $U_{cc}=1$ V |
|   |              | 5,49 mW          | $U_{cc}=1,5$ V   |
| Střední hodnota napájecího proudu       | $I_{cc}$     | <b>2,11 mA</b>   | Při $U_{cc}=1$ V |
|   |              | 3,66 mA          | $U_{cc}=1,5$ V   |

### 3.3 Měřicí člen

Ke snímání výstupního napětí se nejčastěji používá odporový a kapacitní dělič. Každý ze zmíněných typů má své přednosti i stinné stránky, proto nemůžeme jeden z nich prohlásit za jednoznačně lepší nebo horší. Než vyřkneme konečný verdikt nad typem použitého děliče v naší pumpě, stručně porovnáme vlastnosti obou jejích variant.



**Obr. 3.6** Odporový (a) a kapacitní dělič (b)

Na obrázku 3.6 je znázorněn odporový a kapacitní dělič. Odporový dělič se vyznačuje dvěma příznivými vlastnostmi: Za prvé, jednoduchý návrh a implementace, za druhé, výstupní napětí děliče závisí na poměru rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  (rovnice 3.2). Poměr hodnot dvou součástek se dá v integrované podobě vyrobit s vysokou přesností, na rozdíl od absolutních hodnot jejich velikosti. Součástky realizované stejnou technologií navíc pracují ve shodných pracovních podmínkách, čímž je eliminován známý problém analogových soustav – totiž závislost na teplotě okolí.

$$U_{div} = U_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{out} = U_{div} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.2)$$

Nevýhody odporového děliče můžeme shrnout do dvou bodů: Za prvé, rezistory vykazují parazitní kapacity a zpožďují tak signál ve zpětnovazební smyčce:

$$T_D = \frac{1}{2} R_1 C_s \quad (3.3)$$

Za druhé, odporový dělič je zároveň spotřebičem a v ustáleném stavu odebírá trvale proud nutný pro získání vzorku napětí na rezistoru  $R_2$ :

$$I_{reg} = \frac{U_{out}}{R_1 + R_2} \quad (3.4)$$

Pro odběr proudu v jednotkách  $\mu\text{A}$  vychází hodnoty odporu rezistorů řádově v  $\text{M}\Omega$  a rezistory tak zaujímají **velkou plochu** na čipu.

**Kapacitní dělič** v ustáleném stavu **neodebírá proud** (zanedbáváme svodové proudy). Výstupní napětí můžeme vyjádřit vztahem:

$$U_{out} = U_{div} \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} \right). \quad (3.5)$$

Náběh regulace s kapacitním děličem je po počáteční inicializaci obecně rychlejší, neboť parazitní odpor kapacitorů je velmi malý, ale, kapacitory v sobě akumulují náboj (analogová paměť), který je potřeba určitým způsobem odvádět.

Kapacitní dělič s sebou přináší dva zásadní problémy, o nichž jsme již hovořili v souvislosti s hlavními kapacitory v nábojové pumpě. Prvním zásadním problémem je napěťová závislost kapacitorů v použité technologii a druhým jsou parazitní (montážní) kapacity. Regulační úroveň výstupního napětí je silně závislá na poměru kapacit  $C_2/C_1$  (rovnice 3.5), což může činit potíže s jejím nastavením a stabilitou.

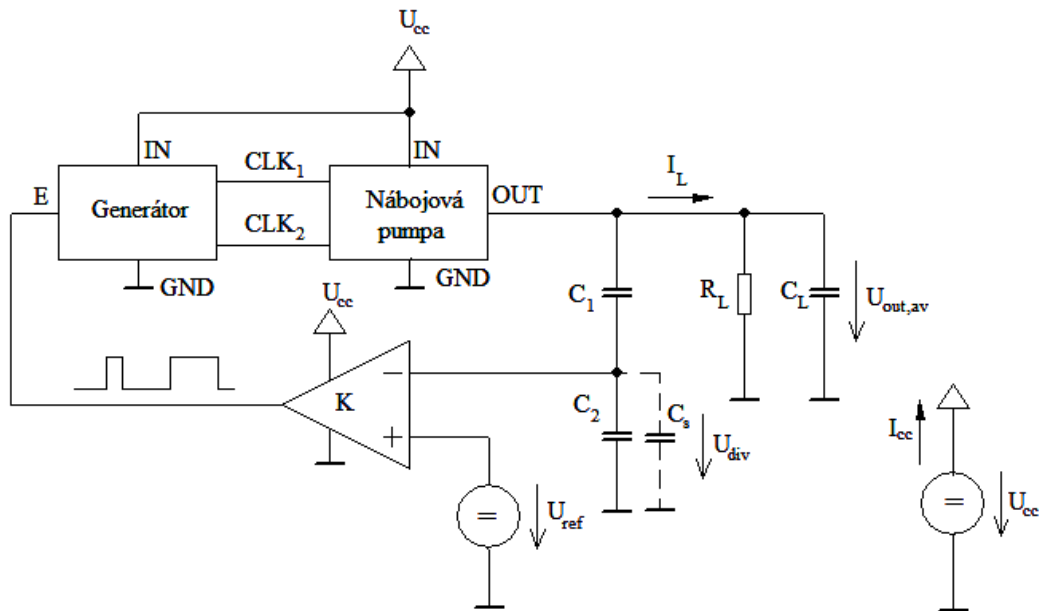
**Naše pumpa** pracuje s **kapacitním děličem**, neboť odporový dělič by při přijatelné velikosti navržených odporů odebíral větší proud, než spotřebič. Při návrhu děliče bychom měli uvedené aspekty zohlednit včetně vlivu kapacitorů na dynamické vlastnosti (náběhový proud). Volba kapacitorů je ve výsledku kompromisem mezi velikostí kapacity a plochou kapacitorů. Navržené hodnoty pro  $U_{div}=U_{ref}=1,25\text{ V}$  jsou uvedeny v tabulce 3.3.

*Tabulka 3.3 Navržené hodnoty kapacitorů včetně rozměrů a plochy*

|                           |              | Pumpa +11 V         | Pumpa -8V           |
|---------------------------|--------------|---------------------|---------------------|
| Název parametru           | Označení     | Hodnota/jednotka    |                     |
| Velikost kapacity         | $C_1$        | 3 pF                | 3,2 pF              |
|                           | $C_2$        | 24 pF               | 18,5 pF             |
| Rozměry kapacitorů        | $W_{cap1}$   | 443,8 $\mu\text{m}$ | 473,4 $\mu\text{m}$ |
|                           | $L_{cap1}$   | 100 $\mu\text{m}$   | 100 $\mu\text{m}$   |
|                           | $W_{cap2}$   | 887,6 $\mu\text{m}$ | 684,2 $\mu\text{m}$ |
|                           | $L_{cap2}$   | 400 $\mu\text{m}$   | 400 $\mu\text{m}$   |
| Celková plocha kapacitorů | $S_{cap1,2}$ | 0,39 $\text{mm}^2$  | 0,32 $\text{mm}^2$  |

### 3.4 Reálné vlastnosti nábojových pump v regulační smyčce

Naše snažení dospělo do stádia, ve kterém všechny navržené bloky pospojujeme a změříme skutečné vlastnosti regulační smyčky jako celku. Konkrétní schéma zapojení, na kterém byla provedena simulace, je na obrázku 3.7.

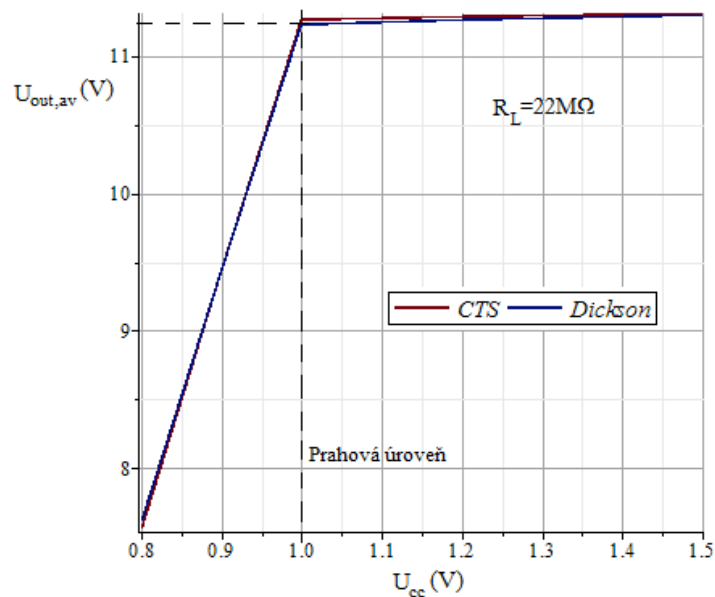


**Obr. 3.7** Schéma zapojení pro měření vlastností regulační smyčky

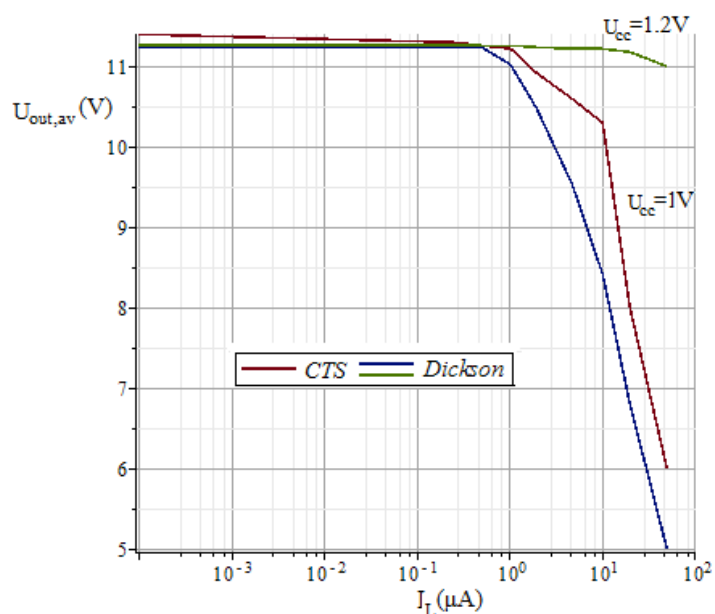
Princip funkce zapojení byl popsán v úvodu, takže jen několik poznámek. Vstup pumpy i generátoru byly napájeny z téhož stejnosměrného napájecího zdroje  $U_{cc}$ . Porovnávací člen – komparátor byl realizován makromodelem (knihovna MACROLIB) s definovanými neideálními vlastnostmi (offset, konečná doba přeběhu...). V dané aplikaci nejsou na komparátor kladeny vysoké nároky - jsou spíše podružnou záležitostí.

Provedená měření byla rozdělena do dvou hlavních větví: na větev zahrnující statické vlastnosti a na větev zahrnující dynamické vlastnosti. Ze skupiny statických vlastností nás bude zajímat zejména:

- Závislost střední hodnoty výstupního napětí na napájecím napětí při jmenovitém zatížení (převodní charakteristika – obrázek 3.8a),  $U_{out,av} = f(U_{cc})$  při  $R_L = 22M\Omega$  a  $C_L = 10\text{ pF}$
- Zatěžovací charakteristika při spodní hranici napájecího napětí (obrázek 3.8b),  $U_{out,av} = f(I_L)$ ,  $U_{cc} = 1V$



a



b

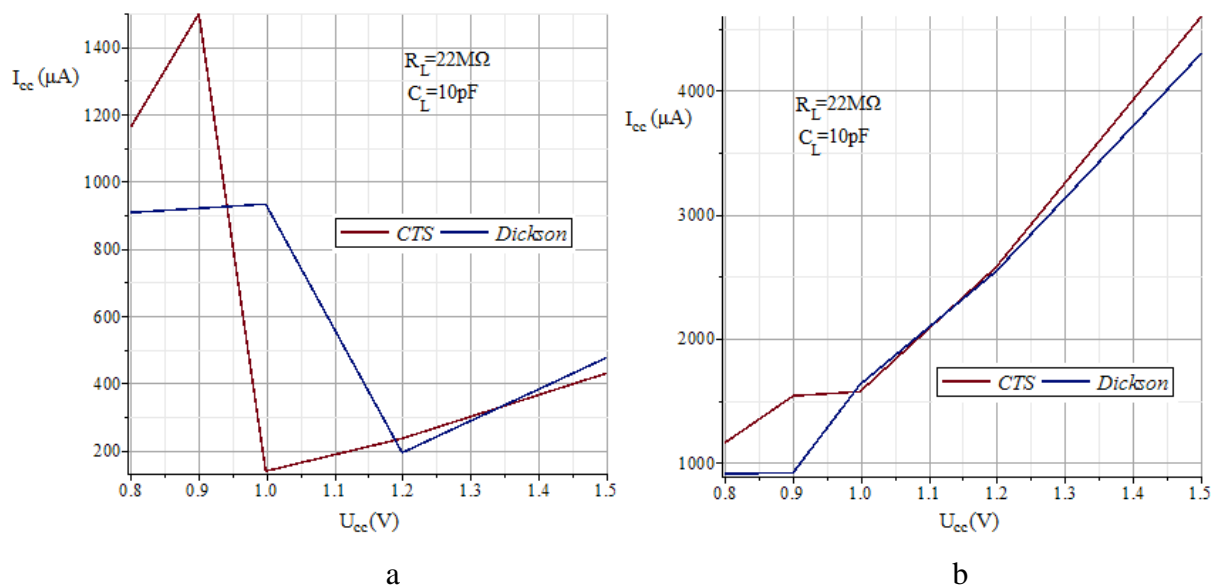
**Obr. 3.8** Statické parametry Dicksonovy a CTS kladné pumpy: převodní charakteristika (a) a zatěžovací charakteristika (b)

Při spodní hranici napájecího napětí 1V se výstupní napětí v otevřené smyčce jak Dicksonovy, tak i CTS pumpy nachází těsně nad prahovou úrovní regulace, jejíž velikost činí 11,2 V. Takový pracovní režim není pro pumpu příliš vhodný, neboť nevzniká dostatečný regulační rozsah zajišťující stabilitu parametrů pumpy. V praxi by proto pumpa měla na svém výstupu poskytovat napětí alespoň o **1,5 až 2 V vyšší**, než je požadovaná

úroveň výstupního napětí regulované soustavy (pro napájecí napětí 1V byla tato podmínka splněna pouze u záporných pump – viz limitace napětí u Dicksonovy pumpy). Argumentaci nejlépe dokazuje graf naměřené zatěžovací charakteristiky (obrázek 3.8b). Zatímco při napájení 1V výstupní napětí výrazně klesá již při zatěžovacím proudu  $\approx 2\mu\text{A}$ , tzn. generátor je trvale aktivní a obvod pracuje s plným zesílením ( $U_{\text{div}} < U_{\text{ref}}$ ), při napájecím napětí 1,2V je výstupní napětí konstantní ještě při výstupním proudu  $> 40\mu\text{A}$ , tj. při více než čtyřicetinásobku velikosti jmenovitého zatěžovacího proudu!

Z dynamických parametrů byla změřena:

- Závislost střední hodnoty napájecího proudu soustavy na napájecím napětí při jmenovitém zatížení (obrázek 3.9a,b),  $I_{cc} = f(U_{cc})$  při  $R_L = 22\text{M}\Omega$  a  $C_L = 10\text{pF}$
- Závislost vstupního příkonu soustavy na napájecím napětí při jmenovitém zatížení,  $P_{in} = f(U_{cc})$  při  $R_L = 22\text{M}\Omega$  a  $C_L = 10\text{pF}$
- Závislost doby náběhu soustavy na napájecím napětí při jmenovitém zatížení (obrázek 3.10a),  $T_r = f(U_{cc})$  při  $R_L = 22\text{M}\Omega$  a  $C_L = 10\text{pF}$



**Obr. 3.9** Závislost napájecího proudu soustavy s Dicksonovou a CTS pumpou na napájecím napětí: a) s uzavřenou smyčkou, b) s otevřenou smyčkou zpětné vazby

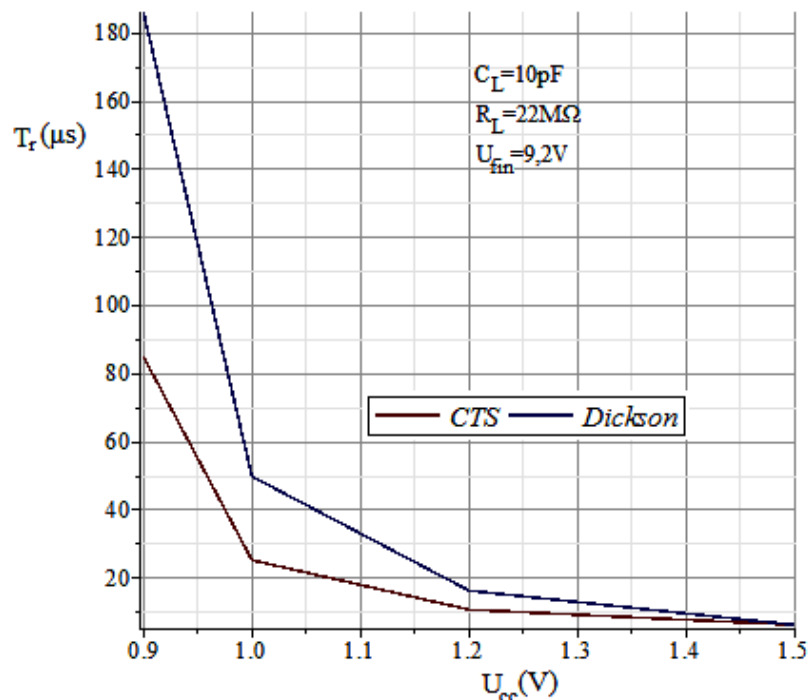
Činnost záporné zpětné vazby má pozitivní vliv na spotřebu soustavy, jak dokazují naměřené charakteristiky na obrázku 3.9. Z grafu 3.9a je dobře viditelná prahová úroveň regulace, po jejímž překročení se skokově sníží celkový odběr proudu řádově o stovky  $\mu\text{A}$ . V regulačním

pásmu se s rostoucím napájecím napětím snižuje časový interval, po který je generátor aktivní, ale zároveň roste pracovní frekvence pumpy, která má společně s časovým zpožděním regulační smyčky za následek mírný růst celkové spotřeby.

Z nabyté vědomosti vyplývá důležitý důsledek, který zní takto: *Minimum vstupního příkonu regulované soustavy nastává při minimální úrovni napájecího napětí, která postačuje k tomu, aby výstupní napětí pumpy v ustáleném stavu dosáhlo prahové úrovně regulace, tj. bodu, při kterém regulace začíná zabírat (uzavře se zpětná vazba).* Optimální úroveň napájecího napětí pro Dicksonovu pumpu činí ~1,1 V a pro CTS pumpu ~1V.

V obvodu otevřené smyčky (obrázek 3.9b) je vstupní příkon úměrný  $\sim CU_{cc}^2 f(U_{cc})$ , přitom, na celkové spotřebě se největší měrou přičiňuje blok generátoru (viz vlastnosti generátoru), zatímco složka reprezentující vstupní příkon samotné pumpy je mnohonásobně menší (viz kalibrační měření).

Doba náběhu soustavy (Obr. 3.10) je (téměř) totožná jako v případě otevřené smyčky zpětné vazby, protože doba reakce zpětné vazby je vzhledem k velkému množství kapacitorů obsažených v pumpě zanedbatelná. Oproti spotřebě má však rostoucí pracovní frekvence pumpy s napájecím napětím na dobu náběhu pozitivní účinky (viz kapitola 2).



**Obr. 3.10** Závislost doby náběhu soustavy s Dicksonovou a CTS pumpou na napájecím napětí při jmenovitém zatížení

Model regulační smyčky se stal propojovacím můstkem všech poznatků, které jsme si řekli o nábojových pumpách. Všechny vyřčené argumenty byly ověřeny v simulátoru a není potřeba je znovu rozebírat. Naměřené charakteristiky modelu pro kladnou i zápornou nábojovou pumpou byly shrnuty do následujících tabulek:

**Tabulka 3.4** Parametry kladných nábojových pump v regulační smyčce

$U_{ref}=1,25$  V,  $U_{cc}=1$  V,  $f=13,5$  MHz,  $Z_L=22M\Omega \parallel 10$  pF,  $C_s\sim 0,2$  pF,  $\vartheta=27$  °C

|  |              | Dickson +11 V   | CTS +11V   |   |
|--|--------------|---|--|---|
| Název parametru  | Označení     | Hodnota/jednotka  |  | Podmínky  |
| Střední hodnota výstupního napětí                                  | $U_{out,av}$ | 11,26 V   | 11,26 V  | při $I_L=0,51$ $\mu$ A  |
|  |              | 11,02 V   | 11,2 V   | $I_L=1,02$ $\mu$ A  |
|  |              | 8,42 V  | 8,68 V   | $I_L=10$ $\mu$ A<br>@ $U_{cc}=1$ V  |
|  |              | 11,26 V   |  | při $I_L=0,51$ $\mu$ A  |
|  |              | 11,24 V   |  | $I_L=1,02$ $\mu$ A  |
|  |              | 11,23 V   |  | $I_L=10$ $\mu$ A<br>@ $U_{cc}=1,2$ V  |
|  |              | 11,26 V   | 11,28 V  | při $U_{cc}=1,2$ V  |
|  |              | 11,31 V   | 11,31 V  | $U_{cc}=1,5$ V<br>@ $R_L=22$ M $\Omega$   |
| Vstupní příkon soustavy při jmenovitém zatížení                    | $P_{in}$     | 932,7 $\mu$ W<br><b>231,46 <math>\mu</math>W</b><br>713,1 $\mu$ W | 139,7 $\mu$ W<br><b>235,6 <math>\mu</math>W</b><br>647,3 $\mu$ W | Při $U_{cc}=1$ V<br><br><b><math>U_{cc}=1,2</math> V</b><br><br>$U_{cc}=1,5$ V  |
| Střední hodnota napájecího proudu soustavy při jmenovitém zatížení | $I_{cc}$     | 932,7 $\mu$ A<br><b>192,88 <math>\mu</math>A</b><br>475,4 $\mu$ A | 139,7 $\mu$ A<br><b>196,3 <math>\mu</math>A</b><br>431,6 $\mu$ A | Při $U_{cc}=1$ V<br><br><b><math>U_{cc}=1,2</math> V</b><br><br>$U_{cc}=1,5$ V  |
| Doba náběhu při jmenovitém zatížení                                | $T_r$        | 49,6 $\mu$ s<br><b>15,9 <math>\mu</math>s</b><br>6,2 $\mu$ s      | 20,2 $\mu$ s<br><b>10,6 <math>\mu</math>s</b><br>6,2 $\mu$ s     | Při $U_{cc}=1$ V<br><br><b><math>U_{cc}=1,2</math> V</b><br><br>$U_{cc}=1,5$ V<br><br>@ $U_{out(0)}=0$ ,<br>$U_{fin}=9,2$ V |



**Tabulka 3.5** Parametry záporných nábojových pump v regulační smyčce

$U_{ref}=1,25\text{ V}$ ,  $U_{cc}=1\text{ V}$ ,  $f=13,5\text{ MHz}$ ,  $Z_L=22\text{ M}\Omega \parallel 10\text{ pF}$ ,  $C_s\sim 0,2\text{ pF}$ ,  $\vartheta=27\text{ }^\circ\text{C}$

|  |              | Dickson -8 V   | CTS -8 V   |   |
|--|--------------|--|--|---|
| Název parametru  | Označení     | Hodnota/jednotka   |  | Podmínky  |
| Střední hodnota výstupního napětí                                  | $U_{out,av}$ | 8,44 V   |  | při $I_L=0,51\text{ }\mu\text{A}$   |
|  |              | 8,44 V   |  | $I_L=1,02\text{ }\mu\text{A}$   |
|  |              | 7,2 V  |  | $I_L=10\text{ }\mu\text{A}$<br>@ $U_{cc}=1\text{ V}$  |
| Střední hodnota výstupního napětí                                  | $U_{out,av}$ | 8,45 V   |  | při $I_L=0,51\text{ }\mu\text{A}$   |
|  |              | 8,44 V   |  | $I_L=1,02\text{ }\mu\text{A}$   |
|  |              | 8,42 V   |  | $I_L=10\text{ }\mu\text{A}$<br>@ $U_{cc}=1,2\text{ V}$  |
| Střední hodnota výstupního napětí                                  | $U_{out,av}$ | 8,45 V   |  | při $U_{cc}=1,2\text{ V}$   |
|  |              | 8,47 V   |  | $U_{cc}=1,5\text{ V}$<br>@ $R_L=22\text{ M}\Omega$  |
| Vstupní příkon soustavy při jmenovitém zatížení                    | $P_{in}$     | 145,3 $\mu\text{W}$<br>173 $\mu\text{W}$<br>469,1 $\mu\text{W}$    | 96 $\mu\text{W}$<br>157,4 $\mu\text{W}$<br>580,3 $\mu\text{W}$ | Při $U_{cc}=1\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,2\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,5\text{ V}$   |
| Střední hodnota napájecího proudu soustavy při jmenovitém zatížení | $I_{cc}$     | 145,3 $\mu\text{A}$<br>144,16 $\mu\text{A}$<br>312,8 $\mu\text{A}$ | 96 $\mu\text{A}$<br>131,2 $\mu\text{A}$<br>386,9 $\mu\text{A}$ | Při $U_{cc}=1\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,2\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,5\text{ V}$   |
| Doba náběhu při jmenovitém zatížení                                | $T_r$        | 29,8 $\mu\text{s}$<br>14 $\mu\text{s}$<br>6,1 $\mu\text{s}$        | 15,34 $\mu\text{s}$<br>9,33 $\mu\text{s}$<br>5,6 $\mu\text{s}$ | Při $U_{cc}=1\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,2\text{ V}$<br>$U_{cc}=1,5\text{ V}$<br>@ $U_{out}(0)=0$ ,<br>$U_{fin}=7,2\text{ V}$ |

## 4 Layout

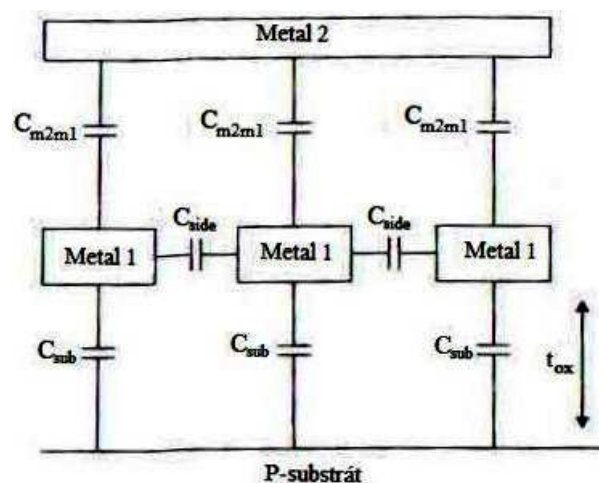
Jako u většiny elektrických obvodů, i u nábojové pumpy požadovaná funkce silně závisí na návrhu layoutu. Návrhář proto musí uvažovat nejen neideální vlastnosti obvodu, ale i vlastnosti fyzického layoutu – kapacity, odpory, atd. Cílem návrhářovi snahy je vytvoření konzistentního layoutu, který bude zaujímat minimální možnou plochu na čipu a zároveň nebude omezovat výkonnost funkčních bloků a obvodů. Splnění kritéria stojí a padá na strategii a plánování rozmístění jednotlivých částí systému a na dodržování základních návrhových pravidel v použité technologii (orientace součástek, rozptyl parametrů, vzdálenosti...). Dále se si ukážeme některé reálné vlastnosti layoutu a zhodnotíme je na konkrétních topologiích.

### 4.1 Parazitní kapacity

Na fyzickém layoutu se vyskytují metalické kapacity, nežádoucí vazební kapacity mezi jednotlivými bloky, či kapacity blok – substrát.

#### 4.1.1 Metalické kapacity

Na obrázku 4.1 je nakreslen příklad dvouvrstvé metalizace s parazitními kapacitami. Metal2 je horní vrstva (top) a Metal1 je spodní vrstva (bottom). Pro tuto chvíli předpokládáme šíření signálu prostřední vrstvou Metal1.



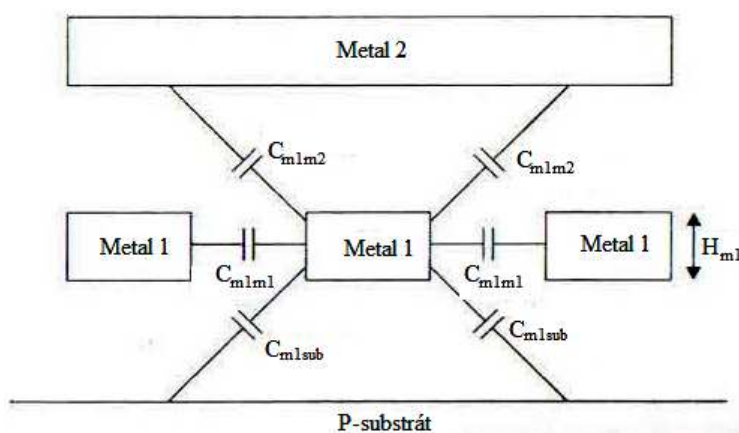
**Obr. 4.1** Metalické parazitní kapacity

[Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

Celková parazitní kapacita se skládá ze dvou složek: za prvé, nežádoucí vazba signálu je vytvořena mezi vrstvami Metal1 a P-substrátem, které jsou odděleny oxidační vrstvou tloušťky  $t_{ox}$ :

$$C_{sub} = \varepsilon(f) \cdot \frac{W(metal1)}{t_{ox}(f)}. \quad (4.1)$$

Druhou složkou je kapacita stěn  $C_{side}$  sestávající z kapacit  $C_{m1m1}$ ,  $C_{m1sub}$  a  $C_{m1m2}$ , jak je naznačeno na obrázku 4.2.



**Obr. 4.2** Kapacity stěn a metalické kapacity

Pro celkovou kapacitu stěn platí:

$$C_{side} = 2[C_{m1m1} + C_{m1sub} + C_{m1m2}]. \quad (4.2)$$

Všechny kapacity jsou nelineární a modelují se jen velmi obtížně.

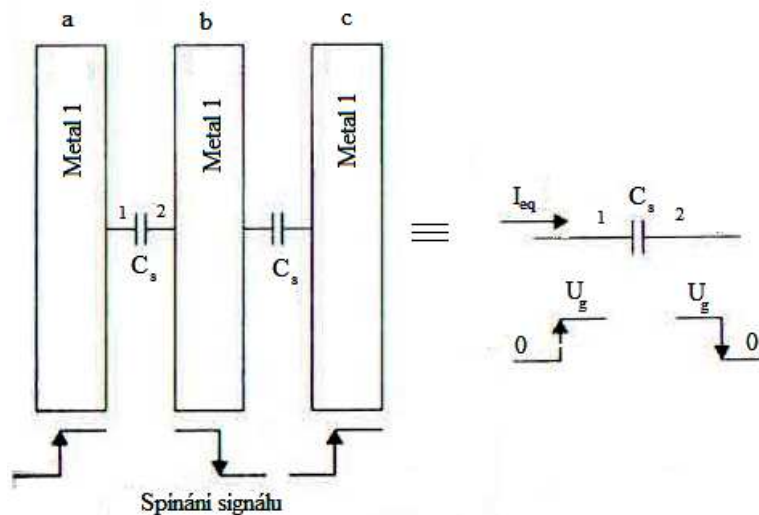
### 4.1.2 Millerův jev

Na křemíku se v reálném případě šíří velké množství signálů, kde signál v signálové cestě  $a$  je spínán v protifázi se signálem v sousední cestě  $b$  (obrázek 4.3); mezi signálovými cestami se uplatňuje vazební kapacita  $C_s$ . Ekvivalentním obvodem je kapacitor, jehož kapacita se v důsledku dvojnásobného napětí na jeho svorkách jeví (z dynamického pohledu) dvakrát zvětšena – nastává Millerův jev:

$$I_{eo} = C \frac{\partial C(U_{(1)} - U_{(2)})}{\partial t} = C \frac{\partial (U_g - (-U_g))}{\partial t} = \quad (4.3)$$

$$\dots = C \frac{\partial 2U_g}{\partial t} = 2C \frac{\partial U_g}{\partial t}$$

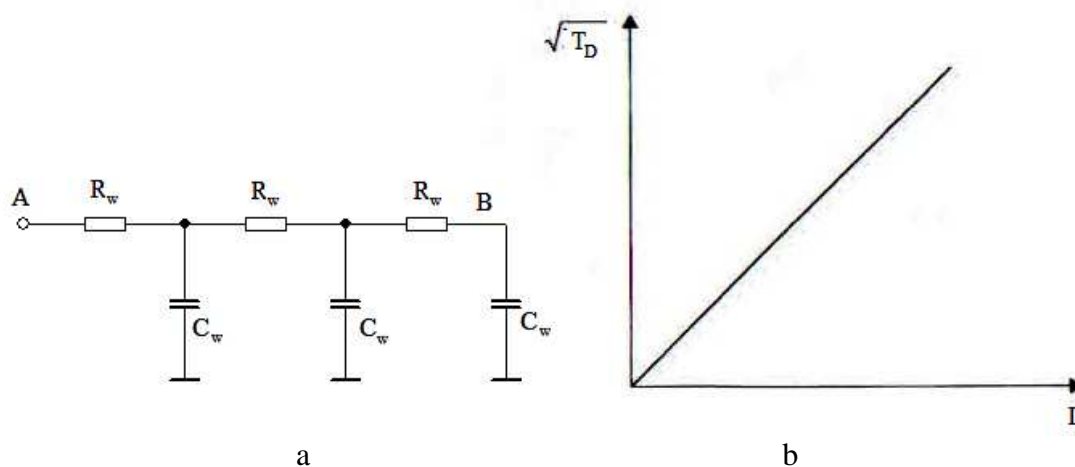
$$C_{eq} = 2C \quad (4.4)$$



**Obr. 4.4** Demonstrace Millerova jevu  
 [Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

## 4.2 Kritické signálové cesty

Signálové cesty na layoutu představují kaskádu RC článků, které zpožďují průchod signálu. Jak dimenzovat šířku kritických signálových cest? Pro dosažení správné logické úrovně u digitálních signálů není rychlost průchodu signálu podstatná. Minimální šířka nám navíc umožní snížit napájecí příkon i plochu čipu. V případě analogových signálů, které odebírají AC/DC napájecí proud, však nabývá rychlost šíření na své důležitosti. Šířka signálových cest, po nichž se šíří velký proud, musí být dostatečně dimenzována z důvodu maximálního potlačení jevu elektronové migrace. Nedodržení zásady vede v důsledku tohoto nechvalně proslulého jevu ke ztenčení šířky spoje a následnou destrukci systému v delším časovém horizontu. *Úkolem návrháře je kritická místa najít a navrhnout patřičnou šířku spoje.*



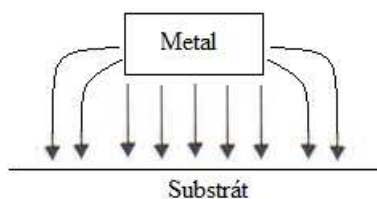
**Obr. 4.5** Model (a) a zpoždění úseku vedení v závislosti na jeho délce (b)

Zpoždění signálu kritických cest závisí na časových RC konstantách. Složka  $R_{tot}$  představuje odpor metalického vedení mezi body A a B, jenž závisí nepřímo úměrně na šířce spoje:

$$R_{tot} = \frac{\rho \cdot L}{t \cdot W} = R_{sheet} \cdot L. \quad (4.5)$$

Parazitní kapacita metalického vedení působí v důsledku vzniklého nehomogenního elektrostatického pole mezi vedením a substrátem (obrázek 4.6).

$$C_{tot} = C_s \cdot L. \quad (4.6)$$

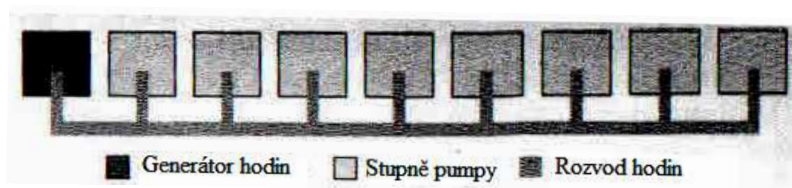


**Obr. 4.6** Elektrostatické pole úseku vedení

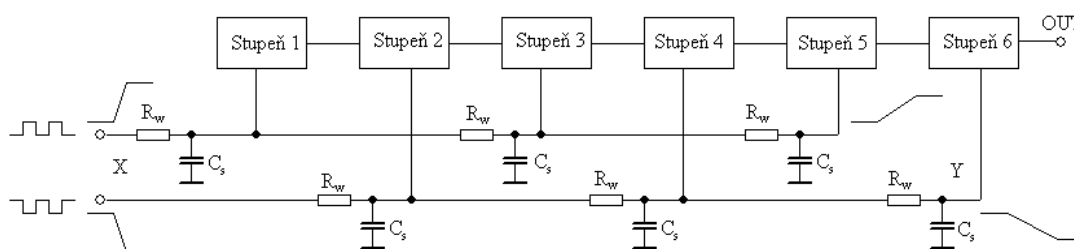
Časová konstanta úseku vedení je dána vztahem:

$$\begin{aligned} \tau &= R_{tot} C_{tot} \\ \tau &= R_{sheet} \cdot C_s \cdot L^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Typický příklad kritické signálové cesty je zachycen na následujícím obrázku. Jedná se o topologii „linear floorplan“, kde je hodinový signál rozveden do kaskádně řazených stupňů pumpy s budícím členem v bodě X. Je zjevné, že v blízkosti bodu X bude náběžná a sestupná hrana hodin kratší než v blízkosti bodu Y (obrázek 4.7b).



a



b

**Obr. 4.7** Linear layout floor plan (a) a model zapojení (b)  
 [Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

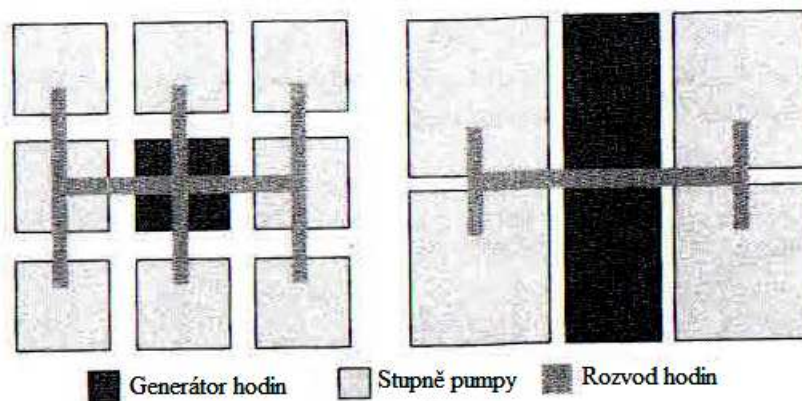
Zvolená topologie je velmi jednoduchá, ale parazitní prvky v kritických signálových cestách hodinového signálu zvyšují celkovou spotřebu obvodu. Lepší řešení nabízí topologie na obrázku 4.8, která bude předmětem další diskuze.

### 4.3 Napájení

Dlouhé napájecí sběrnice nábojové pumpy vyžadují velký budící proud, což činí čip z hlediska spotřeby neefektivním. Ve většině případů pumpa poskytuje malý výstupní výkon, neboť vzniká vysoký úbytek napětí na napájecí sběrnici.

Úbytek napětí na vedení lze výrazně snížit topologií „Patterned layout floor plan“ která je na obrázku 4.8. Obecně je lepší soustředit napájecí sběrnice do napájecího padu nebo na čipu vytvořit speciální napájecí blok určený jen pro nábojovou pumpu. Šířka vedení z napájecího padu do bloků nábojové pumpy musí být navržena pro nejvyšší povolený úbytek napětí (nejhorší možný případ). Například při zadaném specifickém napájecím napětí čipu  $3V \pm 10\%$  zvolí návrhář pro simulaci hodnotu  $2,7 V$  a dále počítá s úbytkem napětí  $0,2 V$  na napájecích přívodech. Výsledně tedy obvod simuluje pro nejhorší možný případ napájecího napětí o velikosti  $2,5 V$  [1].

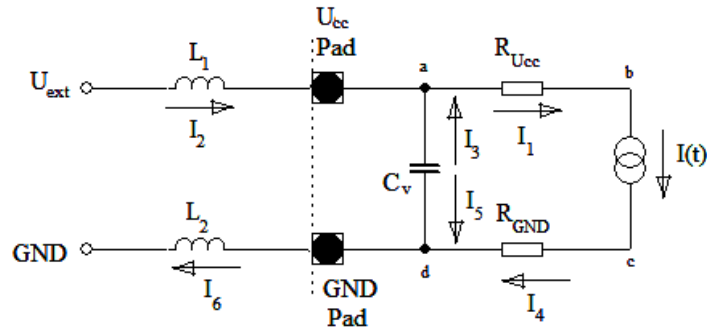
Ke vhodně rozmístěným blokům pumpy jsou přiděleny sběrací kapacitory, jejichž funkcí je vyhladit pulzní proud z výstupu budících členů hodinového signálu.



**Obr. 4.8** Patterned layout floorplan

[Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

Obrázek 4.9 ukazuje zjednodušený model napájecích přívodů na čipu. Levá strana schématu reprezentuje náhradní obvod spojení pouzdra s napájecím padem technikou „wire bonding“. Spojení pouzdra s padem ve skutečnosti vykazuje mimo indukčnosti  $L_1$  a  $L_2$  i vlastní odpor a kapacitu, ale v rámci zjednodušení tyto prvky neuvažujeme (jsou sekundárními parametry).



**Obr. 4.9** Zjednodušený model napájecího obvodu  
 [Převzato z: PAN, Feng a Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*]

Na úrovni čipu (pravá strana schématu) nalézáme prvky, jež spotřebovávají elektrickou energii, včetně zátěže – pumpy, reprezentované proudovým zdrojem s časově proměnným proudem  $I(t)$ . Proud teče ze zdroje externího napětí přes napájecí pady, dvojicí odlišného metalického vedení, prokovy, atd., Všechna vodivá spojení jsou modelována rezistory  $R_{U_{cc}}$  a  $R_{GND}$ . Mezi uzly  $a$  a  $d$  je připojen sběrací kapacitor.

Pojďme nyní vyšetřovat celkový úbytek napětí mezi externím napětím čipu a zátěží. Nejprve vyjdeme z prvního Kirchhoffova zákona a napíšeme rovnice pro uzly  $a$  a  $b$ :

$$\begin{aligned} a : I_1 &= I(t) \\ b : I_1 &= I_2 + I_3 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Celkový úbytek napětí je dán složkou časově proměnného úbytku napětí na indukčnosti (wire bonding) a složkou úbytku napětí na vodivých spojeních (činná složka).

$$U_{cc} = U_{ext} - L \frac{\partial I_2(t)}{\partial t} - I_1 \cdot R_{cc} \quad (4.9)$$

Podle Faradayova zákona je časová změna magnetického pole odpovědná za vznik elektromotorického napětí (Maxwellova rovnice), ale s opačným znaménkem. Protože veškerá energie je do obvodu dodávána „skrz“ indukčnost  $L$ , je střední hodnota proudu cívkou rovna střední hodnotě zatěžovacího proudu:

$$I_{2,av} = I(t) \quad (4.10)$$

Většinu veškerého proudu procházející indukčností spotřebuje aktivní obvod, ale změna amplitudy proudu v čase je kapacitorem  $C_v$  (dolní propust) vyhlazena.

Pro rozdíl napájecího napětí na zátěži oproti vnějšímu přiloženému napětí  $U_{ext}$  proti zemi dostáváme:

$$\Delta U_{cc} = L \frac{\partial(I_1 - I_3)}{\partial t} + I_1 \cdot R_{U_{cc}} \quad (4.11)$$

Pro návrh čipu s požadovaným napájecím napětím je potřeba splnit dvě základní podmínky: za prvé, napájecí vedení (rozvod hodin) musí mít dostatečnou šířku (délku) a za druhé, vyhlazovací kapacitor, umístěný mezi přívody napájení, musí disponovat dostatečně velkou kapacitou [1].



## Závěr

Nástroj pro návrh nízkopříkonových pump splnil naše očekávání ve smyslu nalezení správné cesty k cíli. Pomocný aparát digitálního popisu soustavy sice nezajistí absolutní přesnost návrhu, ale výrazně nám ulehčí práci tím, že poskytne základní představu o fungování analyzovaného systému. Reálné vlastnosti obvodu jsem pak schopni postihnout jen tak, jak nám použitá metodika dovolí. *Krásný příklad jsme viděli u CTS pumpy, kde jsme zavedli ztrátový koeficient  $k_z$ , díky němuž jsme se vyhnuli složitému výpočtu v časové oblasti.* Získané zkušenosti nabývají zvláště u kvazianalogových obvodů na své důležitosti, neboť bez nich bychom díky neexistenci pracovních bodů a mnohoznačnosti řešení simulovali „black box“. Bezmyšlenkovité testování v simulátoru představuje pracný a neefektivní způsob návrhu, nehledě na skutečnost, že analýzy jsou časově náročné.

Nyní stručně k nejdůležitějším vlastnostem Dicksonovy a CTS pumpy. Dicksonova pumpa se vyznačuje svou jednoduchostí, proto se stále používá. V praktických aplikacích je vhodná pro napájecí napětí  $U_{cc} \gg U_t$ , v opačném případě diverguje počet stupňů pumpy, což se obrazí v dosažených parametrech (vysoká spotřeba, dlouhá doba náběhu...). Příznivou vlastností je nezávislost statických a dynamických parametrů na ploše tranzistorů a dále zanedbatelný vliv zpětného přenosu náboje. Díky důkladně zpracovanému teoretickému rozboru se Dicksonova pumpa velmi dobře popisuje a modeluje. Při návrhu jsou podstatnými faktory: Napájecí napětí, prahové napětí, body effect.

CTS pumpa je modifikovanou strukturou Dicksonovy pumpy, doplněnou o spínací tranzistory, které eliminují prahové napětí diod. Pro zajištění funkce pumpy musí být splněna podmínka  $U_{cc} > U_t$ . Pro návrh vyžaduje CTS pumpa nižší počet stupňů, než Dicksonova pumpa, ale statické i dynamické parametry jsou mj. závislé na míře ztrát v obvodu. **Zpětný přenos náboje**, jenž se odvíjí od plochy spínacích tranzistorů, závažným způsobem komplikuje popis a modelování soustavy. Řekli jsme si, že existují zapojení, které uvedený nedostatek odstraňují (voltage controller), ovšem pak s každým počtem stupňů narůstá i počet tranzistorů celkového zapojení. Návrhář proto musí uvážit, zda se vyplatí pokročilejší zapojení použít, či nikoliv. Klíčovými parametry pro modelování jsou: napájecí napětí, prahové napětí, ztráty.

Při návrhu obou pump bylo zvoleno kritérium spočívající v minimalizaci vnitřní kapacity. Uvedený způsob optimalizace nemusí být vždy výhodný, což si předvedeme na jednoduchém příkladu: Realizujeme pumpu pro „výkonovou“ aplikaci, jejíž specifickou vlastností je

minimální reálná složka vnitřní impedance, tedy přesný opak původního kritéria. Zhotovená pumpa je pak specifická minimálním počtem stupňů a vysokou hodnotou hlavních kapacitorů. Určitě bychom našli celou řadu dalších požadavků, dle kterých můžeme pumpy navrhovat (spotřeba, plocha...). Problém nastane v okamžiku, kdy potřebujeme optimalizovat několik parametrů najednou (multikriteriální optimalizace). Řešení, pokud vůbec existuje, se hledá jen obtížně.

Nastíněný postup by měl být předmětem dalšího zkoumání. Nejprve však musíme celkový model zdokonalit v oblasti dynamických vlastností a rozšířit o montážní prvky, které se uplatňují na layoutu, jako jsou odpory, kapacitory v napájecích větvích, apod. Pro návrh využijeme programových prostředků, stejně jako bylo předvedeno, ale s tím, že algoritmus bude plně automatizovaný a požadavky (vstupní parametry) návrhu budou vkládány prostřednictvím uživatelského rozhraní (mapletu). Návrhovou utility podrobíme důkladnému testování a na základě statistické analýzy stanovíme „spolehlivost“ použitého modelu, neboť pro praktický návrh je klíčová **předvídatelnost** dosažitelných parametrů.

## Seznam použité literatury

- [1] PAN, Feng and Tapan SAMADDAR. *Charge pump circuit design*. McGraw-Hill, c2006, xv, 247 p. ISBN 978-007-1470-452.
- [2] SHIAU, Miin and et al. A Novel Static CTS Charge Pump with Voltage Level Controller for DC-DC Converters. *IEEE Electron Devices and Solid-State Circuits*, Vol. 33, Issue 2, 2007, p. 481-484.
- [3] TANZAWA, Toru. A Behavior Model of a Dickson Charge Pump Circuit for Designing a Multiple Charge Pump System Distributed in LSIs. *IEEE Circuits and Systems II: Express Briefs*, Vol. 57, Issue 7, 2010, p. 527-530.
- [4] TANZAWA, Toru and Tomahoru TANAKA. A dynamic analysis of the Dickson charge pump circuit. *IEEE Journal of solid-state circuits*, Vol. 32, Issue 8, 1997, p. 1231-1240.
- [5] WONG, Yan Chin and et al. An evaluation of 2-phase charge pump topologies with charge transfer switches for green mobile technology. *IEEE Industrial Electronics*, Vol. 32, 2011, p. 136-140.
- [6] ZHANG, Ming and Nicolas LLASER. A dynamic analysis of the Dickson charge pump circuits with a resistive load. *IEEE Electronics, Circuits and Systems*, Vol. 2, Issue 8, 2003, p. 431-434.
- [7] ZHANG, Ming and Nicolas LLASER. Optimization design of the Dickson charge pump circuit with a resistive load. *IEEE Circuits and Systems*, Vol. 5, 2004, p. V-840-V-843.

## **Seznam příloh**

Příloha 1: Ukázka části skriptu v programu Maple 16

Příloha 2: Naměřené charakteristiky záporných nábojových pump v regulační smyčce

Příloha 3: Průběh výstupního napětí CTS pumpy v závislosti na ploše spínacích tranzistorů –  
výsledky simulace

Příloha 4: Příklad ukázky časových průběhů napětí a proudu v regulační smyčce kladné CTS  
pumpy – výsledky simulace

Příloha 5: CD s dokumentem

## Příloha 1: Ukázka části skriptu v programu Maple 16

```

> restart;
> #Dicksonova pumpa
>
> #Napeti naprazdno
> Um[obecne] :=  $\left( (korekce \cdot \alpha)^{N+1} \cdot (U_{cc} - U_t) + \left( \frac{U_g \cdot 1}{1 + \beta} - U_t \right) \cdot \frac{1 - (korekce \cdot \alpha)^N}{1 - (\alpha \cdot korekce)} \cdot (\alpha \cdot korekce) \right)$ ;

```

$$U_{m_{obecne}} := (korekce \alpha)^{N+1} (U_{cc} - U_t) + \frac{\left( \frac{U_g}{1 + \beta} - U_t \right) (1 - (korekce \alpha)^N) \alpha korekce}{1 - korekce \alpha}$$

```

> #Stredni hodnota vystupniho napeti
> Uav[obecne] :=  $\frac{U_{m[obecne]}}{1 + \frac{N}{f \cdot 10^6 \cdot RL \cdot 10^6 \cdot C \cdot 10^{12}}}$ ;

```

$$U_{av_{obecne}} := \frac{1}{1 + \frac{1.000000000N}{fRLC}} \left( (korekce \alpha)^{N+1} (U_{cc} - U_t) + \frac{\left( \frac{U_g}{1 + \beta} - U_t \right) (1 - (korekce \alpha)^N) \alpha korekce}{1 - korekce \alpha} \right)$$

```

> #Zavislost vystupniho napeti naprazdno na poctu stupnu
> Um[N] := subs(alpha = 0.940, Ucc = 1, Ug = 1, Ut = 0.3599, korekce = 1.03, beta = 0.1, Um[obecne]);

```

$$U_{m_N} := 0.6401 \cdot 0.96820^{N+1} + 15.74978194 - 15.74978194 \cdot 0.96820^N$$

```

>
> #Limitace vystupniho napeti
> limit(Um[N], N = infinity);

```

15.74978194

```

> # Prevodni charakteristika
> Uav[nap] := subs(alpha = 0.941, Ucc = Ucc, Ug = Ucc, Ut = 0.3599, korekce = 1.018, beta = 0.1, f = 20 \cdot 10^6, RL = 22 \cdot 10^6, N = 73, C = 4 \cdot 10^{-12}, Uav[obecne]);

```

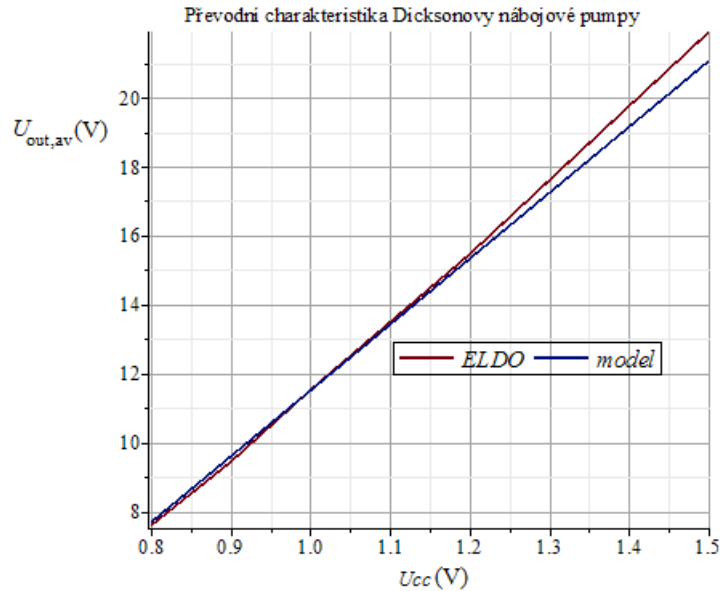
$$U_{av_{nap}} := 19.05636208 U_{cc} - 7.542786041$$

```

> plot([[(0.8, 0.9, 1, 1.2, 1.5)|(7.6091, 9.3925, 11.507, 15.457, 21.915)], Uav[nap]], Ucc = 0.8..1.5, title = "Převodní charakteristika Dicksonovy nábojové pumpy", axis = [gridlines], legend = [ELDO, model]);

```

## Příloha 1: Ukázka části skriptu v programu Maple 16 (pokračování)



- >
- > # Vypocet minimalni kapacity pro dosazeni vystupniho napeti
- >  $C_{min}[obecne] := \text{solve}(U_{av} - U_{av}[obecne], C);$

$$C_{min}_{obecne} := \left( U_{av} N \left( -1. + korekce \alpha - 1. \beta + \beta korekce \alpha \right) \right) /$$

$$\left( f_{RL} \left( U_{av} - 1. U_{av} korekce \alpha + U_{av} \beta - 1. U_{av} \beta korekce \alpha \right. \right.$$

$$- 1. (korekce \alpha)^{N+1} U_{cc} + (korekce \alpha)^{N+1} U_{cc} korekce \alpha$$

$$- 1. (korekce \alpha)^{N+1} U_{cc} \beta + (korekce \alpha)^{N+1} U_{cc} \beta korekce \alpha$$

$$+ (korekce \alpha)^{N+1} U_t - 1. (korekce \alpha)^{N+1} U_t korekce \alpha$$

$$+ (korekce \alpha)^{N+1} U_t \beta - 1. (korekce \alpha)^{N+1} U_t \beta korekce \alpha$$

$$- 1. korekce \alpha U_g + korekce \alpha U_g (korekce \alpha)^N + U_t korekce \alpha$$

$$- 1. korekce \alpha U_t (korekce \alpha)^N + U_t \beta korekce \alpha$$

$$\left. \left. - 1. korekce \alpha U_t \beta (korekce \alpha)^N \right) \right)$$

- > # Vypocet minimalni kapacity pro dosazeni vystupniho napeti
- >  $C_{min}[obecne] := \text{solve}(U_{av} - U_{av}[obecne], C);$

## Příloha 1: Ukázka části skriptu v programu Maple 16 (pokračování)

$$\begin{aligned}
 Cmin_{obecne} := & (UavN(-1. + korekce\alpha - 1.\beta + \beta korekce\alpha)) / \\
 & (fRL(Uav - 1.Uavkorekce\alpha + Uav\beta - 1.Uav\beta korekce\alpha \\
 & - 1.(korekce\alpha)^{N+1}.Ucc + (korekce\alpha)^{N+1}.Ucc korekce\alpha \\
 & - 1.(korekce\alpha)^{N+1}.Ucc\beta + (korekce\alpha)^{N+1}.Ucc\beta korekce\alpha \\
 & + (korekce\alpha)^{N+1}.Ut - 1.(korekce\alpha)^{N+1}.Ut korekce\alpha \\
 & + (korekce\alpha)^{N+1}.Ut\beta - 1.(korekce\alpha)^{N+1}.Ut\beta korekce\alpha \\
 & - 1.korekce\alpha Ug + korekce\alpha Ug(korekce\alpha)^N + Ut korekce\alpha \\
 & - 1.korekce\alpha Ut(korekce\alpha)^N + Ut\beta korekce\alpha \\
 & - 1.korekce\alpha Ut\beta(korekce\alpha)^N)
 \end{aligned}$$

> #Celkova kapacita pumpy

>

$$\begin{aligned}
 > Cpumps[obecne] := & \frac{1}{(N+1) \cdot (1 - \alpha^N)} \left( \frac{\alpha \cdot N^2 + (N+1)^2 - 1}{4 \cdot \text{alpha}} \right. \\
 & \left. - \frac{1 - (N+1) \cdot \alpha^N + N \cdot \alpha^{N+1}}{(1 - \text{alpha})^2} \right) \cdot C \cdot (1 + \text{beta}); \\
 & \#sudy\ pocet\ stupnu
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Cpumps_{obecne} := & \frac{1}{(N+1) (1 - \alpha^N)} \left( \left( \frac{1}{4} \frac{\alpha N^2 + (N+1)^2 - 1}{\alpha} \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{1 - (N+1) \alpha^N + N \alpha^{N+1}}{(1 - \alpha)^2} \right) C (1 + \beta) \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 > Cpump[obecne] := & \frac{1}{(N+1) \cdot (1 - \alpha^N)} \left( \frac{\alpha \cdot (N+1)^2 + N^2 - 1}{4 \cdot \text{alpha}} \right. \\
 & \left. - \frac{1 - (N+1) \cdot \alpha^N + N \cdot \alpha^{N+1}}{(1 - \text{alpha})^2} \right) \cdot C \cdot (1 + \text{beta}); \\
 & \#lichy\ pocet\ stupnu
 \end{aligned}$$

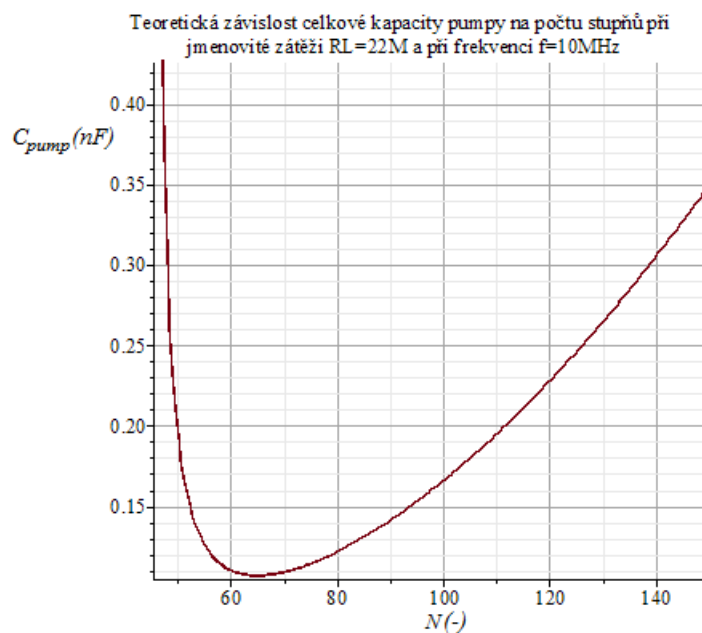
$$\begin{aligned}
 Cpump_{obecne} := & \frac{1}{(N+1) (1 - \alpha^N)} \left( \left( \frac{1}{4} \frac{\alpha (N+1)^2 + N^2 - 1}{\alpha} \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{1 - (N+1) \alpha^N + N \alpha^{N+1}}{(1 - \alpha)^2} \right) C (1 + \beta) \right)
 \end{aligned}$$

> Cpumps[Cmin,obecne] := subs(C = Cmin[obecne],  
Cpumps[obecne]);

## Příloha 1: Ukázka části skriptu v programu Maple 16 (pokračování)

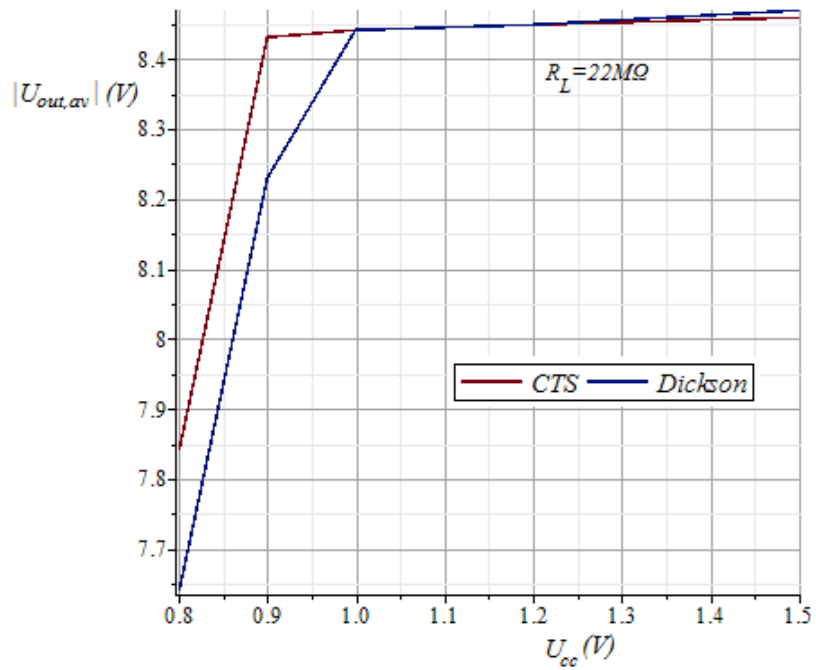
$$\begin{aligned}
 C_{pumps} C_{min, obecné} := & \left( \left( \frac{1}{4} \frac{\alpha N^2 + (N+1)^2 - 1}{\alpha} \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{1 - (N+1)\alpha^N + N\alpha^{N+1}}{(1-\alpha)^2} \right) U_{av} N (-1. + korekce \alpha - 1. \beta \right. \\
 & \left. + \beta korekce \alpha) (1 + \beta) \right) / (f_{RL} (U_{av} - 1. U_{av} korekce \alpha \\
 & + U_{av} \beta - 1. U_{av} \beta korekce \alpha - 1. (korekce \alpha)^{N+1}. U_{cc} \\
 & + (korekce \alpha)^{N+1}. U_{cc} korekce \alpha - 1. (korekce \alpha)^{N+1}. U_{cc} \beta \\
 & + (korekce \alpha)^{N+1}. U_{cc} \beta korekce \alpha + (korekce \alpha)^{N+1}. U_t \\
 & - 1. (korekce \alpha)^{N+1}. U_t korekce \alpha + (korekce \alpha)^{N+1}. U_t \beta \\
 & - 1. (korekce \alpha)^{N+1}. U_t \beta korekce \alpha - 1. korekce \alpha U_g \\
 & + korekce \alpha U_g (korekce \alpha)^N + U_t korekce \alpha \\
 & - 1. korekce \alpha U_t (korekce \alpha)^N + U_t \beta korekce \alpha \\
 & - 1. korekce \alpha U_t \beta (korekce \alpha)^N) (N+1) (1 - \alpha^N))
 \end{aligned}$$

- > #Zavislost celkove kapacity pumpy na poctu stupnu, parametr napajeci napeti:
- > `plot(109·[Cpumps[Cmin, N, UccI]], N = 46 ..150, title`  
 = "Teoretická závislost celkové kapacity pumpy na počtu stupňů  
 při jmenovité zátěži RL=22M a při frekvenci f=10MHz", axis  
 = [gridlines]);

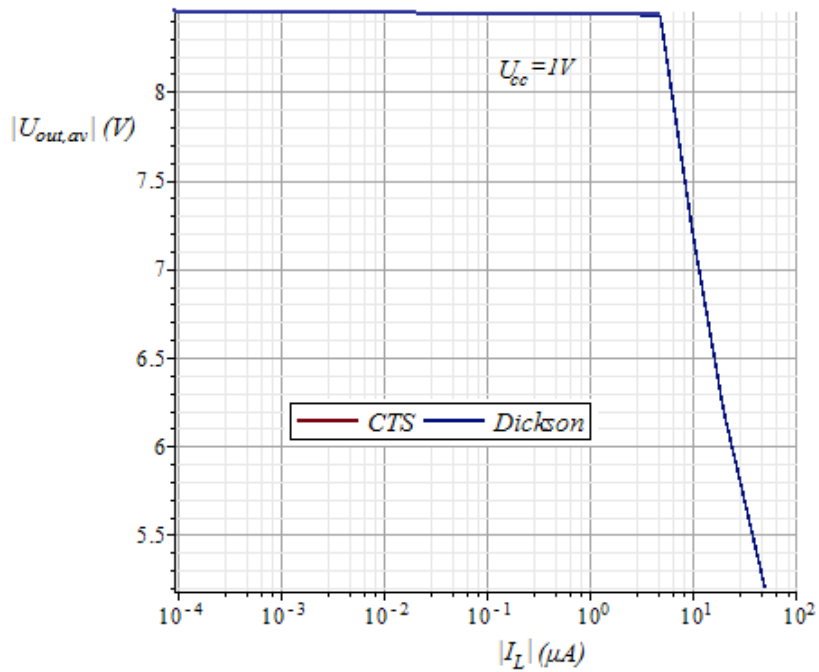




## Příloha 2: Naměřené charakteristiky záporných nábojových pump v regulační smyčce

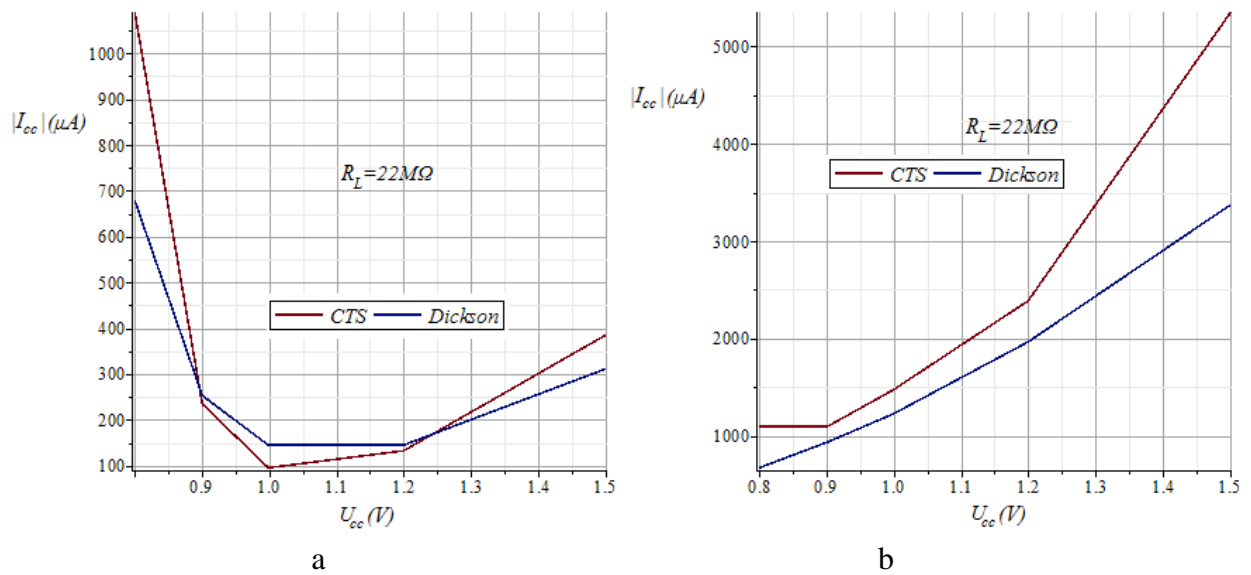


Obr. p.2.1 Převodní charakteristika

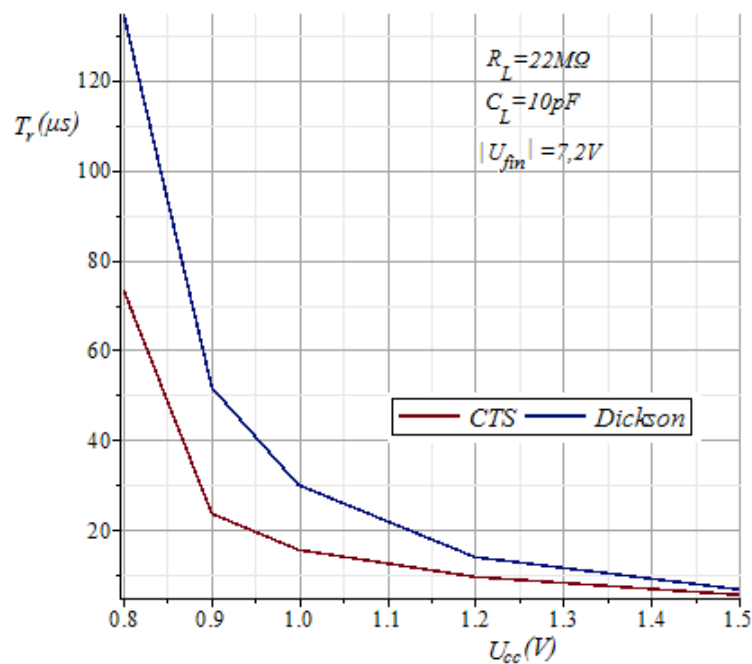


Obr. p.2.2 Zatěžovací charakteristika

## Příloha 2: Naměřené charakteristiky záporných nábojových pump v regulační smyčce (pokračování)

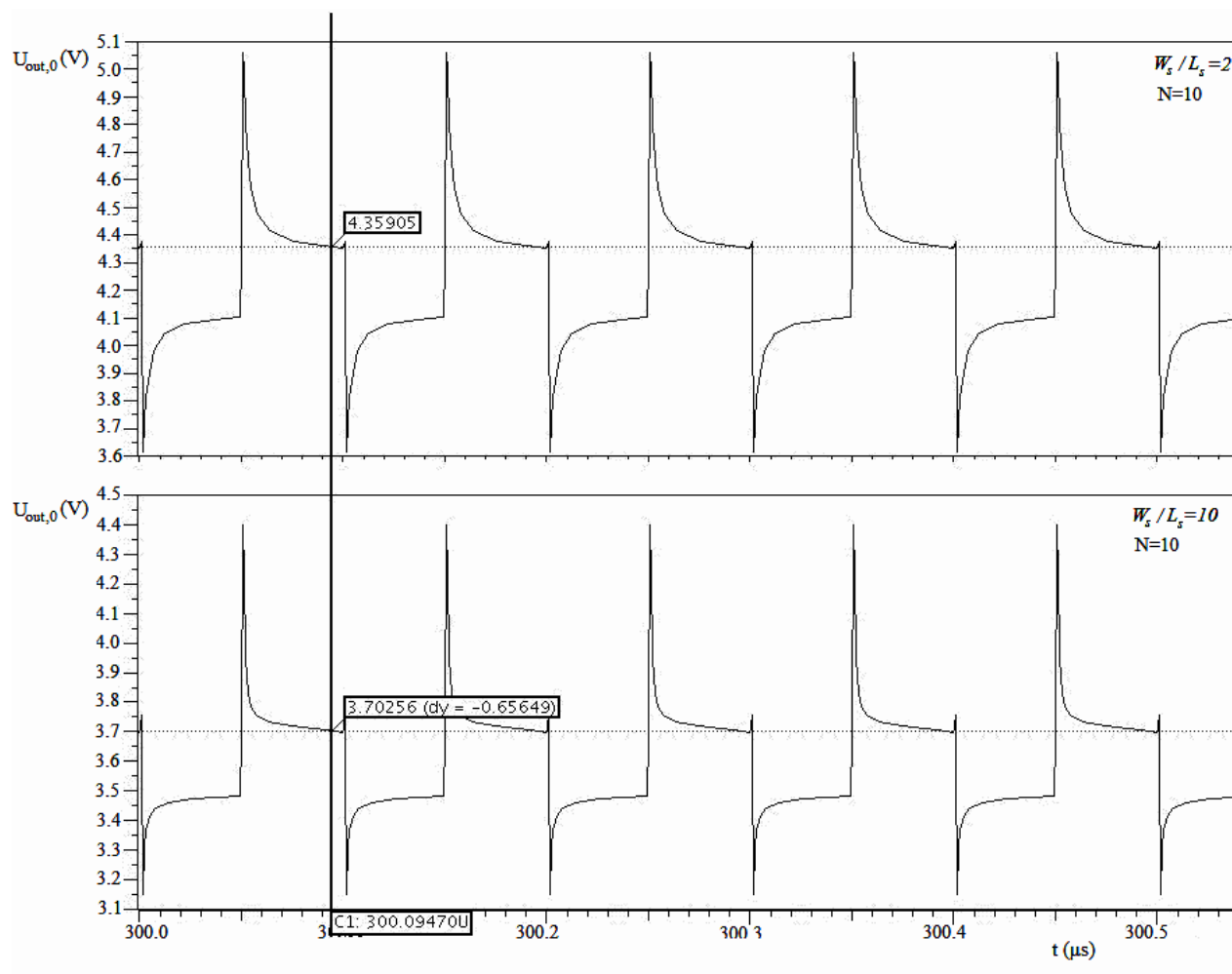


Obr. p.2.3 Závislost střední hodnoty napájecího proudu na napájecím napětí: a) se ZV, b) bez ZV

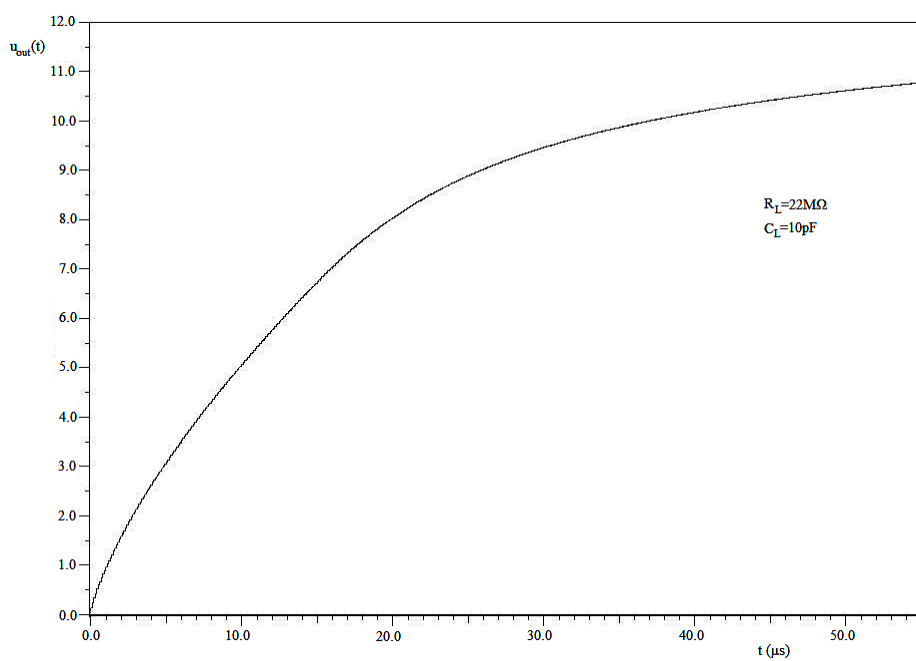


Obr. p.2.4 Závislost doby náběhu na napájecím napětí při jmenovitém zatížení

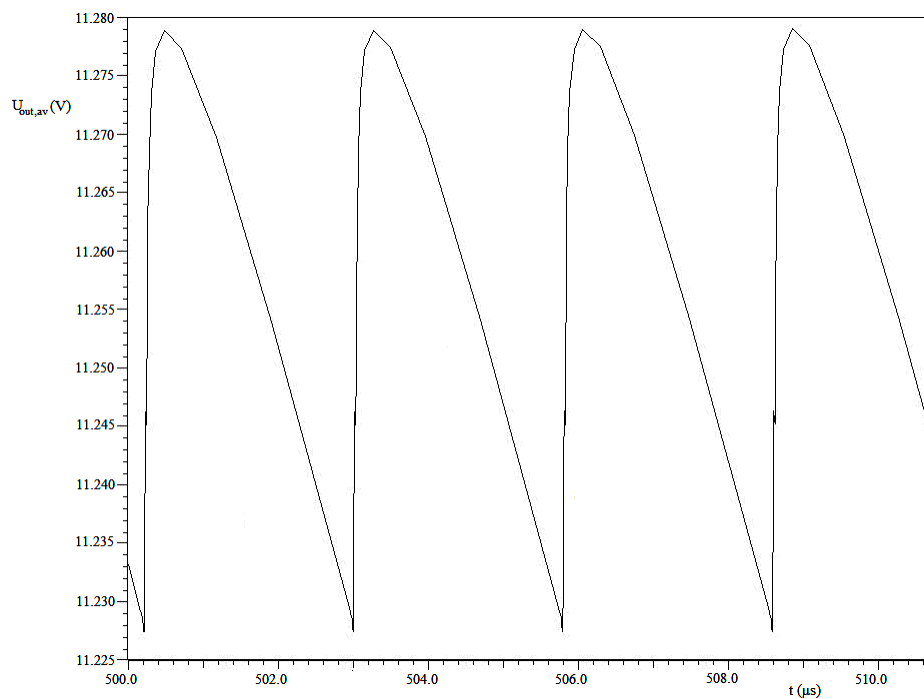
### Příloha 3: Průběh výstupního napětí CTS pumpy v závislosti na ploše spínacích tranzistorů – výsledky simulace



## Příloha 4: Příklad ukázky časových průběhů napětí a proudu v regulační smyčce kladné CTS pumpy – výsledky simulace

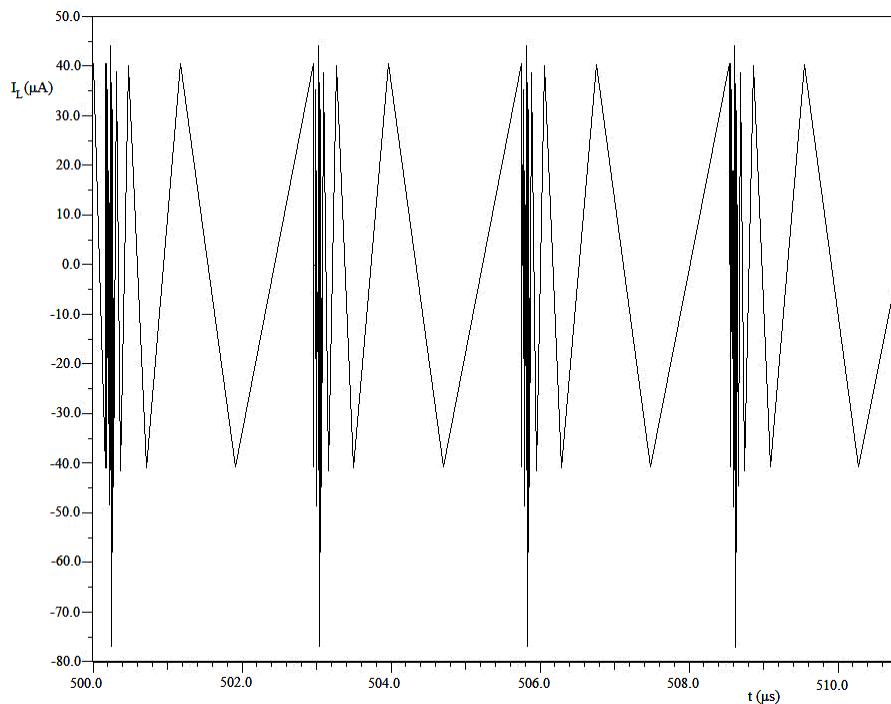


*Obr. p.4.1 Náběh výstupního napětí*

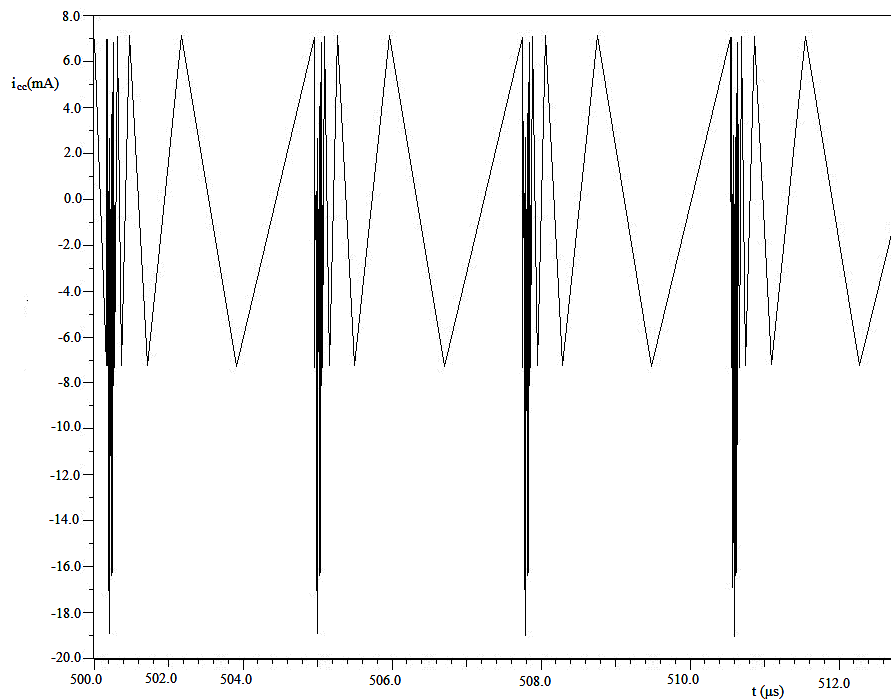


*Obr. p.4.2 Časový průběh výstupního napětí v ustáleném stavu*

## Příloha 4: Příklad ukázky časových průběhů napětí a proudu v regulační smyčce kladné CTS pumpy – výsledky simulace (pokračování)

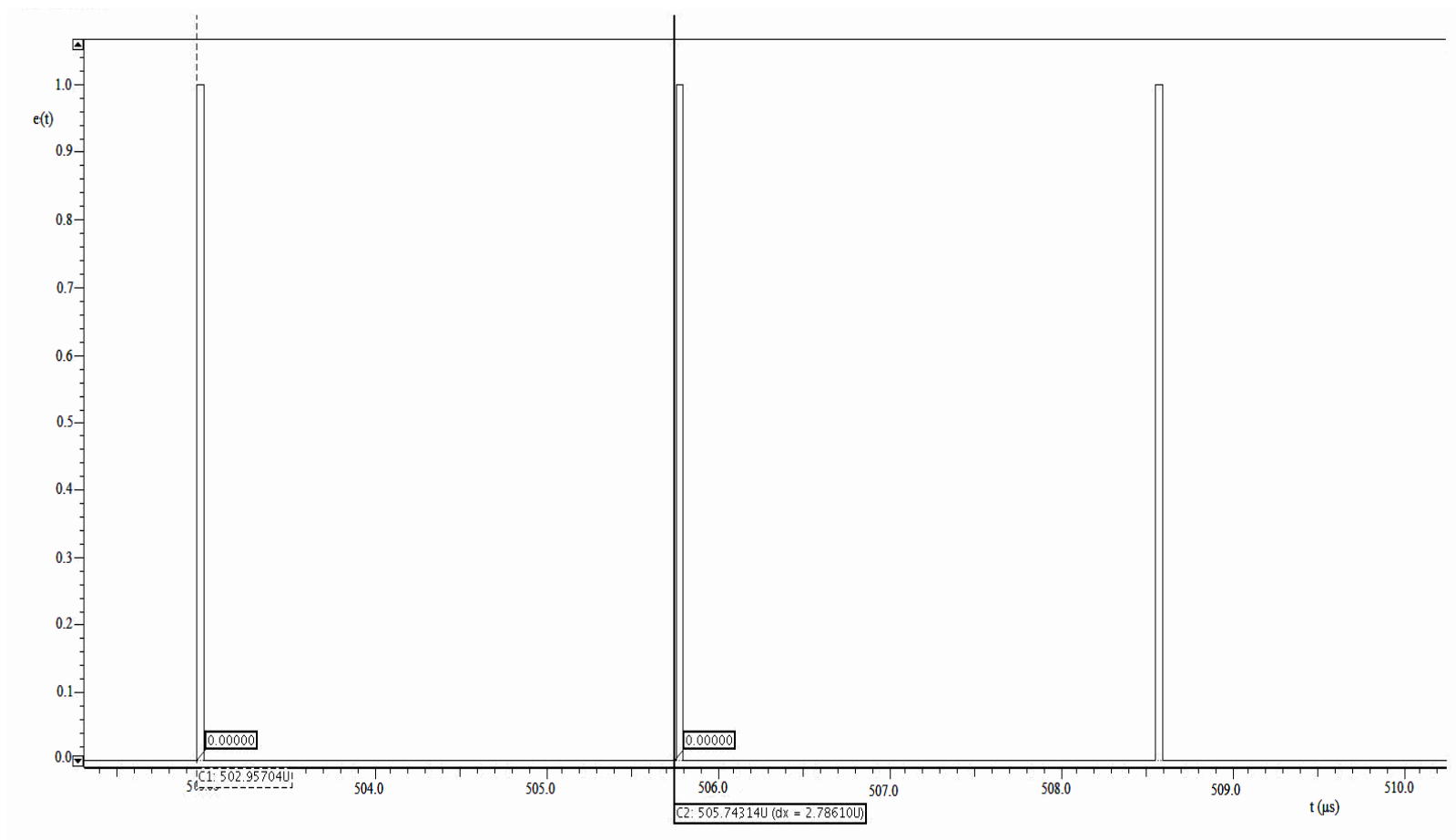


*Obr. p.4.3 Časový průběh zatěžovacího proudu v ustáleném stavu*



*Obr. p.4.4 Časový průběh napájecího proudu v ustáleném stavu*

## Příloha 4: Příklad ukázky časových průběhů napětí a proudu v regulační smyčce kladné CTS pumpy – výsledky simulace (pokračování)



*Obr. p.4.5 Časový průběh napětí na výstupu komparátoru – chybový signál*