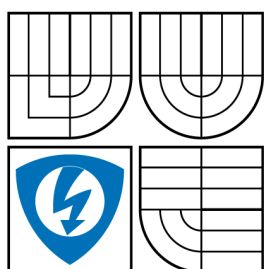


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

## NÁBOJOVÉ PUMPY

CHARGE PUMPS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

**Hála Jaroslav**

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE

**Horák Michal, RNDr. CSc.**

SUPERVISOR

BRNO 2008

# Zadávací list

# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: **Jaroslav Hála**

Bytem: **Osvobození 59, 683 35 Letonice**

Narozen/a (datum a místo): **17.07.1985, Vyškov**

(dále jen „autor“)

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

Prof. Ing. Radimír Vrba CSc.

(dále jen „nabyvatel“)

## Čl. 1

### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
  - diplomová práce
  - bakalářská práce
  - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Nábojové pumpy

Vedoucí/ školitel VŠKP: Horák Michal, RNDr. CSc.

Ústav: Mikroelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: 12.6.2008

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v\*:

tištěné formě – počet exemplářů .....2

elektronické formě – počet exemplářů .....2

\* hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

## **Článek 2**

### **Udělení licenčního oprávnění**

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ihned po uzavření této smlouvy
  - 1 rok po uzavření této smlouvy
  - 3 roky po uzavření této smlouvy
  - 5 let po uzavření této smlouvy
  - 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## **Článek 3**

### **Závěrečná ustanovení**

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29.5.2008

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

\* hodící se zaškrtněte

## ABSTRAKT

Práce se zabývá problematikou správného výběru a simulace obvodů napěťových násobičů a nábojových pump používaných v elektrotechnice. Obsahem je výčet mnoha druhů a jejich vhodnosti pro různá použití za minimalizace nákladů.

## ABSTRACT

This work deals with issues of correct choose and simulations of voltage multipliers and charge pumps used in electronics. Work contents enumeration of many types of circuits and their propriety for various usage with cost minimisation.

## KLÍČOVÁ SLOVA

násobič, nábojová pumpa, NMOS

## KEYWORDS

multiplier, charge pump, NMOS

## Bibliografická citace díla:

HÁLA, J. Nábojové pumpy. Brno, 2008. 47 s. Vedoucí bakalářské práce Horák Michal, RNDr. Csc. FEKT VUT v Brně.

## Prohlášení autora o původnosti díla:

Prohlašuji, že jsem tuto vysokoškolskou kvalifikační práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. 5. 2008

.....

## Poděkování:

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Horáku Michalovi, RNDr. CSc. za metodické a cíleně orientované vedení při plnění realizovaných úkolů a za veškerou pomoc při řešení a vypracování bakalářské práce .

## OBSAH

<b>OBRÁZKY</b> .....	<b>8</b>
<b>1 ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
<b>2 MÍSTA APLIKACE NÁBOJOVÝCH PUMP</b> .....	<b>10</b>
<b>3 NÁSOBIČE NAPĚTÍ</b> .....	<b>12</b>
<b>4 NAPĚŤOVÉ MULTIPLIKÁTORY</b> .....	<b>13</b>
4.1 MARXŮV NAPĚŤOVÝ MULTIPLIKÁTOR.....	13
4.2 COCKCROFT - WALTONŮV NÁSOBIČ NAPĚTÍ.....	17
4.3 DICKSONŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ.....	19
4.4 SROVNÁNÍ NAPĚŤOVÝCH NÁSOBIČŮ.....	22
<b>5 FUNKCE NÁBOJOVÉ PUMPY</b> .....	<b>24</b>
5.1 NORMÁLNÍ MÓD.....	25
5.2 DVOUFÁZOVÝ MÓD.....	28
5.3 PROUDEM ŘÍZENÝ MÓD.....	33
5.4 DVOUFÁZOVÝ PROUDEM ŘÍZENÝ MÓD.....	35
5.5 VÝSLEDKY SIMULACÍ.....	39
5.6 NAPĚŤOVÉ ŘÍZENÍ.....	39
OŘÍZNUTÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	39
ŘÍZENÍ AMPLITUDY.....	40
ŘÍZENÍ KMITOČTU.....	40
ŘÍZENÍ AKTIVNÍHO STAVU.....	40
5.7 IMPLEMENTACE NÁBOJOVÉ PUMPY.....	40
DIODY A PŘEPÍNAČE.....	41
ŘÍDÍCÍ OBVODY.....	42
DETEKCE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	43
PŘÍKLAD REALIZACE.....	44
<b>6 ZÁVĚR</b> .....	<b>46</b>
<b>7 POUŽITÁ LITERATURA</b> .....	<b>47</b>

## Obrázky

OBR. 2.1 STRUKTURA EEPROM S PLOVOUCÍ GATE.....	10
OBR. 3.1 BOOTSTRAPPING.....	12
OBR. 4.1 MARXŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ (A) FÁZE NABÍJENÍ (B) FÁZE BOOTSTRAP.....	14
OBR. 4.2 MARXŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ, FÁZE NABÍJENÍ.....	15
OBR. 4.3 MARXŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ, FÁZE BOOTSTRAP.....	16
OBR. 4.4 MARXŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ, FÁZE BOOTSTRAP – BEZ C0.....	17
OBR. 4.5 COCKCROFT - WALTONOVA NAPĚŤOVÁ NÁSOBIČKA (A) NABÍJECÍ FÁZE (B) FÁZE BOOTSTRAP .....	18
OBR. 4.6 DICKSONŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ (A) NABÍJENÍ (B) BOOTSTRAP.....	20
OBR. 4.7 DICKSONŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ – NABÍJENÍ.....	21
OBR. 4.8 DICKSONŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ – BOOTSTRAP.....	22
OBR. 5.1 ZÁKLADNÍ DICKSONŮV NAPĚŤOVÝ NÁSOBIČ.....	24
OBR. 5.2 1-STUPŇOVÁ NÁBOJOVÁ PUMPA.....	24
OBR. 5.3 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ.....	25
OBR. 5.4 NÁBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A PROUD VÝSTUPNÍM ODPOREM JEDNOFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	26
OBR. 5.5 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ A PROUD VÝSTUPNÍM ODPOREM JEDNOFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	26
OBR. 5.6 NÁBĚH DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	27
OBR. 5.7 ZVLNĚNÍ DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	28
OBR. 5.8 DVOUFÁZOVÁ JEDNOSTUPŇOVÁ NÁBOJOVÁ PUMPA.....	28
OBR. 5.9 TVAR VLNY DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY – TEORIE.....	29
OBR. 5.10 NÁBĚH DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	30
OBR. 5.11 ZVLNĚNÍ DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	31
OBR. 5.12 NÁBĚH DVOUFÁZOVÉ DVOUSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	32
OBR. 5.13 ZVLNĚNÍ DVOUFÁZOVÉ DVOUSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	32
OBR. 5.14 PROUDEM ŘÍZENÁ JEDNOSTUPŇOVÁ NÁBOJOVÁ PUMPA.....	33
OBR. 5.15 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PROUDEM ŘÍZENÉ PUMPY.....	34
OBR. 5.16 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PROUDEM ŘÍZENÉ JEDNOFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY PRO $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$ .....	35
OBR. 5.17 DVOUFÁZOVÁ PROUDEM ŘÍZENÁ JEDNOSTUPŇOVÁ NÁBOJOVÁ PUMPA.....	36
OBR. 5.18 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ DVOUFÁZOVÉ PROUDEM ŘÍZENÉ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	36
OBR. 5.19 NÁBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PROUDEM ŘÍZENÉ DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY PRO $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$ .....	37
OBR. 5.20 NÁBĚH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PRO .TEMP -27 27 100.....	38
OBR. 5.21 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PROUDEM ŘÍZENÉ DVOUFÁZOVÉ JEDNOSTUPŇOVÉ NÁBOJOVÉ PUMPY PRO $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$ .....	38
OBR. 5.22 ZVLNĚNÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ PRO RŮZNÉ MÓDY.....	39
OBR. 5.23 (A) NMOS TRANZISTOR ZAPOJENÝ JAKO DIODA (B) NASTAVENÍ NMOS PŘEPÍNAČE....	41
OBR. 5.24 NÁBOJOVÁ PUMPA S PARAZITNÍMI DMOS DIODAMI.....	42
OBR. 5.25 CMOS INVERTOR JAKO ŘÍZENÍ PUMPY.....	42
OBR. 5.26 PROUDOVÉ ŘÍZENÍ PRO (A) NÍZKÉ PROUDOVÉ ZATÍŽENÍ (B) VYSOKÉ PROUDOVÉ ZATÍŽENÍ .	43
OBR. 5.27 DETEKCE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ (A) JEDNOSTRANNÁ VI KONVERZE (B) MOS TRANZISTOR V TRIODĚ.....	44
OBR. 5.28 OBVOD ŘÍZENÍ NÁBOJOVÉ PUMPY.....	44



# 1 Úvod

Nábojové pumpy jsou obvody, které mohou generovat napětí vyšší, než je napětí napájecí bez použití induktorů. Některé techniky násobení napětí jsou prezentovány a porovnávány pro jejich vhodnost pro integraci. Na základě tohoto porovnání je vybrán specifický obvod napěťového násobiče zvaný *nábojová pumpa*. Metoda je prezentována pro redukci výstupního zvlnění nábojových pump. O některých z metod jde diskuse pro regulaci výstupního napětí.

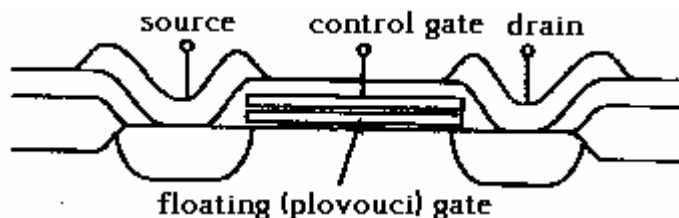
Většina elektrických obvodů vyžaduje stejnosměrné napájení. Stejnosemřný zdroj poskytuje předem určené stejnosměrné napětí, které je co možná nejvíce nezávislé na proudovém odběru. Hodnota stejnosměrného napájecího napětí je často neoptimální pro elektrické obvody, které napájí. V některých případech je vyžadováno více stejnosměrných napětí pro větší efektivitu. Pro získání těchto stejnosměrných napětí je efektivní převod DC - DC vhodný. Převod stejnosměrného napětí na vyšší se nazývá *step-up conversion*, nebo *boost conversion*.

## 2 Místa aplikace nábojových pump

Integrované nábojové pumpy mohou být použity, když je třeba napětí vyšší než napájecí napětí. Tohle druhé napájecí napětí může být příliš drahé, takže požadované napětí musí být generováno přímo na čipu (on-chip) z napětí napájecího. Dvě typická místa aplikace nábojové pumpy na čipu jsou elektricky mazatelné a programovatelné paměti pouze pro čtení (EEPROM) a NMOS přepínače.

### EEPROM

Základní princip tuhých netěkavých pamětí je, že logický stav paměťové buňky je předurčen prahovým napětím NMOS tranzistoru. Prahové napětí se může měnit změnou množství náboje, který je uložen v gate oxidu. Pro dosažení tohoto mohou být použity dva typy zařízení. První typ je Metal Nitride Oxide Silicon (NMOS) tranzistor. Gate oxid tranzistoru se skládá z velmi tenké silikon-dioxidové vrstvy, na které je nanesena vrstva silikon-nitridová. Na rozhraní oxid/nitrid mohou být zachyceny elektrony.



Obr. 2.1 Struktura EEPROM s plovoucí gate [3]

Druhý, populárnější typ je takzvaný tranzistor s plovoucí gate. Náboj na plovoucí gate určuje efektivní prahové napětí zařízení. Většina EEPROMů jsou založeny na plovoucí gate.

K nabití a vybití oxid / nitrid rozhraní nebo plovoucí gate musí být přesunuty nábojové nosiče skrze izolační oxidovou vrstvu. V částech zařízení jsou použity dva rozdílné mechanismy: Fowler-Nordheimovo tunelování a hot-electron injekce.

Pro oba mechanismy je vyžadováno veliké elektrické pole. Za účelem realizace tohoto velikého elektrického pole je zapotřebí napětí v rozmezí od 15V do 20V při napájecím napětí typicky v rozmezí od 3V do 5V. Toto vysoké napětí je obvykle generováno nábojovou pumpou. Nábojové pumpy použité v EEPROMech obvykle potřebují vysoký počet stavů (až 26) pro generování násobku napájecího napětí.

### NMOS výkonové spínače

Výkonové spínače mohou být realizovány pomocí Vertical Double-diffused MOS (VDMOS) tranzistorů. VDMOS tranzistory mají rychlou přepínací schopnost, vysoké napětí průrazu a výbornou teplotní stabilitu. Tyto vlastnosti je činí velmi vhodnými pro výkonové

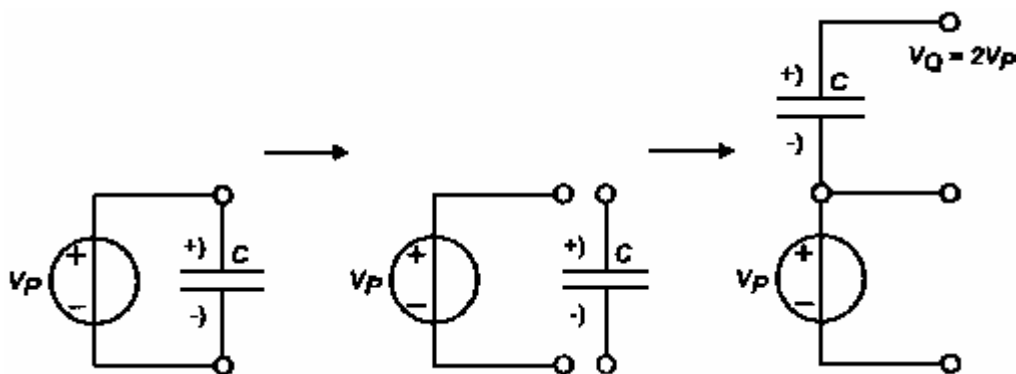
aplikace. Za účelem maximálního zapnutí tranzistoru DMOS je třeba napětí gate-source, které je vyšší (~10V), než napájecí napětí. Při použití DMOS tranzistorů v rychle přepínaných aplikacích, jako je pulsní šířková modulace (PWM), jsou pro získání tohoto napětí gate často používány kapacitory bootstrap. Nicméně pro stejnosměrné napětí toto není praktickým řešením. V tomto případě může být napětí gate generováno nábojovou pumpou. Nábojové pumpy v této oblasti aplikace obvykle musí být schopny operovat v širokém spektru napájecích napětí.

### **Nízkonapěťový clockem řízený Boosting**

Problém, který je podobný výkonovým spínačům NMOS nastane v nízkonapěťových aplikacích. Aplikace MOS tranzistorů jako analogových přepínačů, nebo přenosu gate se osvědčilo, jako velmi efektivní pro implementaci všech druhů analogových funkcí. Propojení MOS tranzistoru závisí na jiných věcech, na aplikovaném napětí gate. Kvůli redukci napájecího napětí je vytvořena nevodivá mezera ve středu napájecího zdroje napětí. Tento problém může být překonán posílením napětí clocku pro NMOS tranzistor, nebo pro oba NMOS a PMOS tranzistory. Obecně dynamický rozsah analogových obvodů může být zvětšen zvýšením napětí gate MOS tranzistorů přes napájecí napětí.

### 3 Násobiče napětí

DC - DC step-up konvertory, které nepoužívají induktory jsou založeny na booststrappingu. Napřed je kapacitor C nabit na hodnotu napájecího napětí  $U_p$ . Poté je kapacitor odpojen od napájecího zdroje. Nakonec je kapacitor zapojen do série s napájecím zdrojem. Tento bootstrap může být opakován pro vytvoření vyšších napětí. Na výstup násobiče je obvykle připojen veliký kapacitor pro zajištění dostatečně stabilního výstupního stejnosměrného napětí.



Obr. 3.1 Bootstrapping [3]

Funkce napět'ového násobiče může být popsána dvěma střídajícími se fázemi. V první fázi, fázi nabíjení, jsou kapacitory propojeny tak, aby byly nabíjeny zdrojem napětí  $U_p$ . Během této fáze je zatěžovací proud  $I_0$  poskytován kapacitorem  $C_0$ . V druhé fázi, fázi bootstrap, jsou kapacitory přepojeny tak, aby bylo dosaženo požadovaného výstupního napětí. Během této fáze je proud do zátěže  $I_0$  dodáván napět'ovým násobičem a dobíjí kapacitor  $C_0$ . Při střídání těchto fází s frekvencí  $f$ , může být dosaženo konstantního výstupního proudu.

Nezatížený výstup  $U_0$  je celočíselným násobkem napájecího napětí  $U_p$ . Nicméně tohoto napětí může být dosaženo když napět'ový násobič není zatížen. Proudová zátěž způsobuje pokles výstupního napětí  $U_0$  kvůli ztrátám při přerozdělení nabíjení v napět'ovém násobiči. Tyto ztráty mohou být demonstrovány s ekvivalentním výstupním odporem  $R_q$ .

Napět'ové násobiče mohou být realizovány použitím pouze kapacitorů, diod a / nebo přepínači, takže jsou velmi vhodné pro integraci.

## 4 Napět'ové multiplikátory

První uspořádání napět'ových multiplikátorů bylo navrženo fyziky pro použití v laboratořích pro urychlení nabitých částic, nebo pro vytváření blesku. Tyto napět'ové multiplikátory byly použity k tvorbě napětí většího, než jaké snadno získáme pomocí transformátorů. Pozdější napět'ové multiplikátory se také staly populární v obrazovkách televizorů pro generování vysokého napětí pro řízení katodové trubice. Integrace napět'ových multiplikátorů se stala důležitou s nástupem netěkavých pamětí.

Sít' napět'ových multiplikátorů se skládá z kapacitorů a přepínačů a/nebo diod. Bylo vyvinuto mnoho alternativ napět'ových multiplikátorů a jejich sít'ových topologií.

### 4.1 Marxův Napět'ový Multiplikátor

Marxův napět'ový multiplikátor je založen na Marxově vysokonapět'ovém generátoru používaném v laboratorních experimentech k zisku unipolárních impulsů velmi vysokého napětí (až několik milionů voltů). V tomto vysokonapět'ovém impulsním generátoru, je řada kapacitorů nabíjena paralelně přes rezistory ze stejnosměrného napájecího zdroje a vybíjena v sérii přes řetězec jiskřících mezer. Stejný princip může být použit k tvorbě DC-DC napět'ového multiplikátoru záměnou rezistorů a jiskerných mezer za přepínače a přidáním kapacitoru na výstup.

Marxův napět'ový multiplikátor je založen na paralelně-sériovém přepínání kondenzátorů. Napřed, ve fázi nabíjení, je nabíjeno  $N-1$  kondenzátorů paralelně s napájecím napětím  $U_p$ . Pak, ve fázi zaváděcí, jsou tyto kondenzátory připojeny do série s napájecím napětím  $U_p$ , čímž docílíme výstupního napětí  $U_Q = NU_p$ . Akumulační kapacitor  $C_0$  je naplněn výstupním proudem  $I_0$  při nabíjecích ztrátách  $I_0/f$  na cyklus. Ve fázi nabíjení je akumulací kapacitor  $C_0$  dobit zdrojem  $Q$ . Ustáleného stavu je dosahováno, jestliže je  $Q$  rovno  $I_0/f$ .

Vyjádření ustáleného stavu průměrného výstupního napětí  $U_0$  Marxova napět'ového multiplikátoru je vyjádřeno vzorcem:

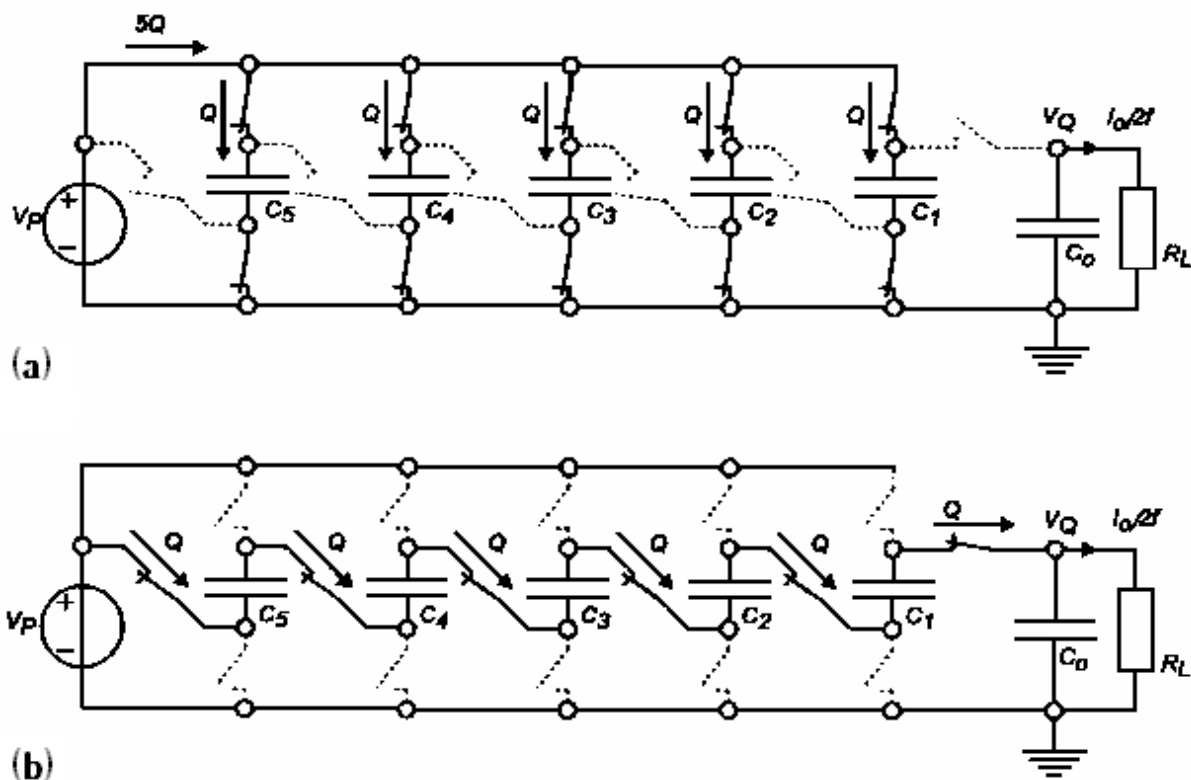
$$U_Q = N * U_p - \frac{N-1}{C * f} I_0 \quad , \quad (4.1)$$

kde  $N$  je násobič napětí,  $C$  je hodnota kapacitorů pumpy a  $f$  je přepínací frekvence. Z tohoto vyjádření můžeme vidět stejný výstupní odpor  $R_0$  Marxova napět'ového multiplikátoru:

$$R_q = \frac{N-1}{C * f} \quad , \quad (4.2)$$

který se zvyšuje lineárně s násobičem  $N$ .

Výhody Marxova násobiče napětí se objasní při použití v originální formě, jako pulsní generátor. Zprvč, napětí na každém z kapacitorů pumpy není nikdy vyšší, než napájecí napětí  $U_p$ . To znamená, že výstupní napětí může být mnohem vyšší, než je průrazné napětí kapacitorů. Zadruhé, kapacitory pumpy jsou nabíjeny paralelně, takže obvod může být dobit velmi rychle. Nicméně tyto výhody se ztrácejí, když je použit vyhlazovací kondenzátor  $C_0$  za účelem dodání konstantního výstupního napětí. Tento kapacitor  $C_0$  musí vydržet celé výstupní napětí  $U_0$ .



Obr. 4.1 Marxův napěťový násobič (a) fáze nabíjení (b) fáze bootstrap [3]

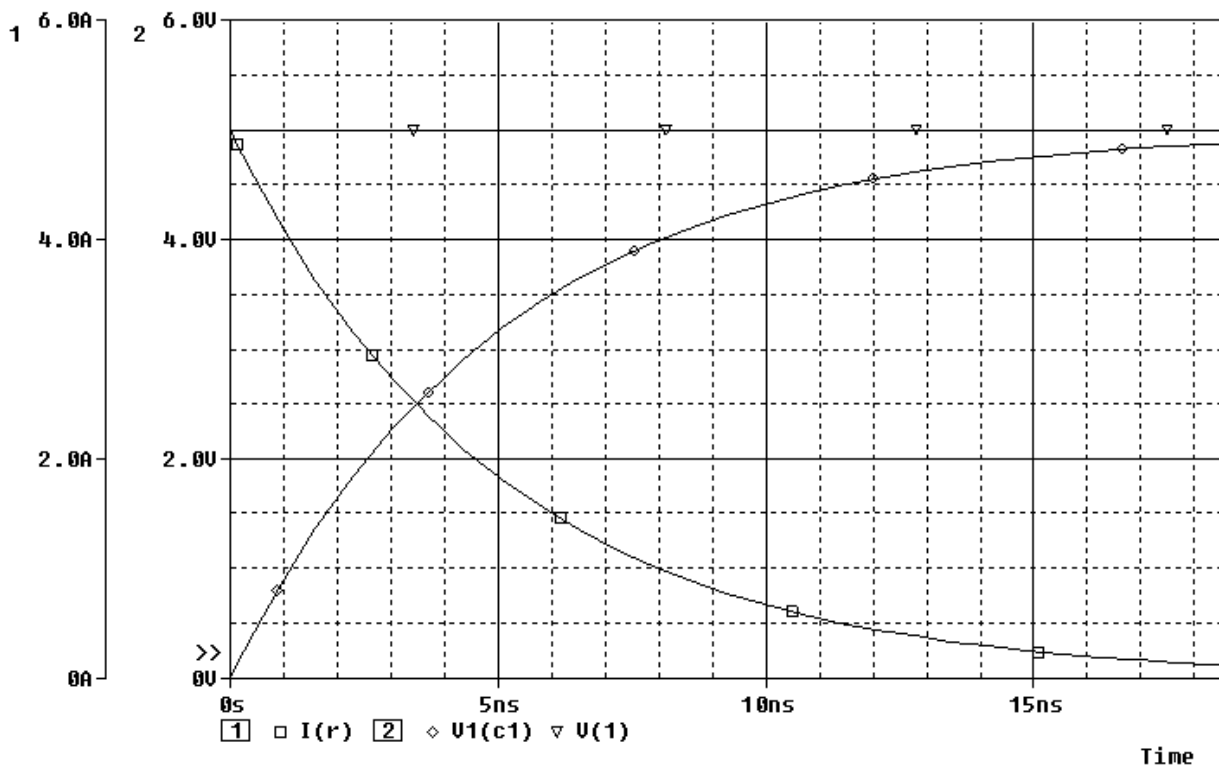
Nevýhodou Marxova napěťového násobiče je složitost příslušným přepínáním. Paralelně-sériové přepínání vyžaduje vysoký počet přepínačů a přesné časování. Tohle by činilo implementaci Marxova napěťového násobiče dosti složitou. Tento typ napěťového multiplikátoru je méně vhodný pro monolitickou integraci, protože on-chip kapacitory mají relativně veliké parazitní kapacity mezi spodní deskou a substrátem. Nabíjení a vybíjení těchto parazitních kapacit může vézt k značným ztrátám, hlavně na výstupu násobiče, kde může dojít k dosti veliké napěťové výchylce.

## Spice:

### Nabíjení:

Marx Voltage Multiplier - charging

```
*  
Vp 1 0 5V  
r 1 2 1  
c1 2 0 1nF  
c2 2 0 1nF  
c3 2 0 1nF  
c4 2 0 1nF  
c5 2 0 1nF  
*  
.TRAN 1f 35n 1f skipbp  
.PROBE  
.end
```



Obr. 4.2 Marxův napěťový násobič, fáze nabíjení

### Bootstrap:

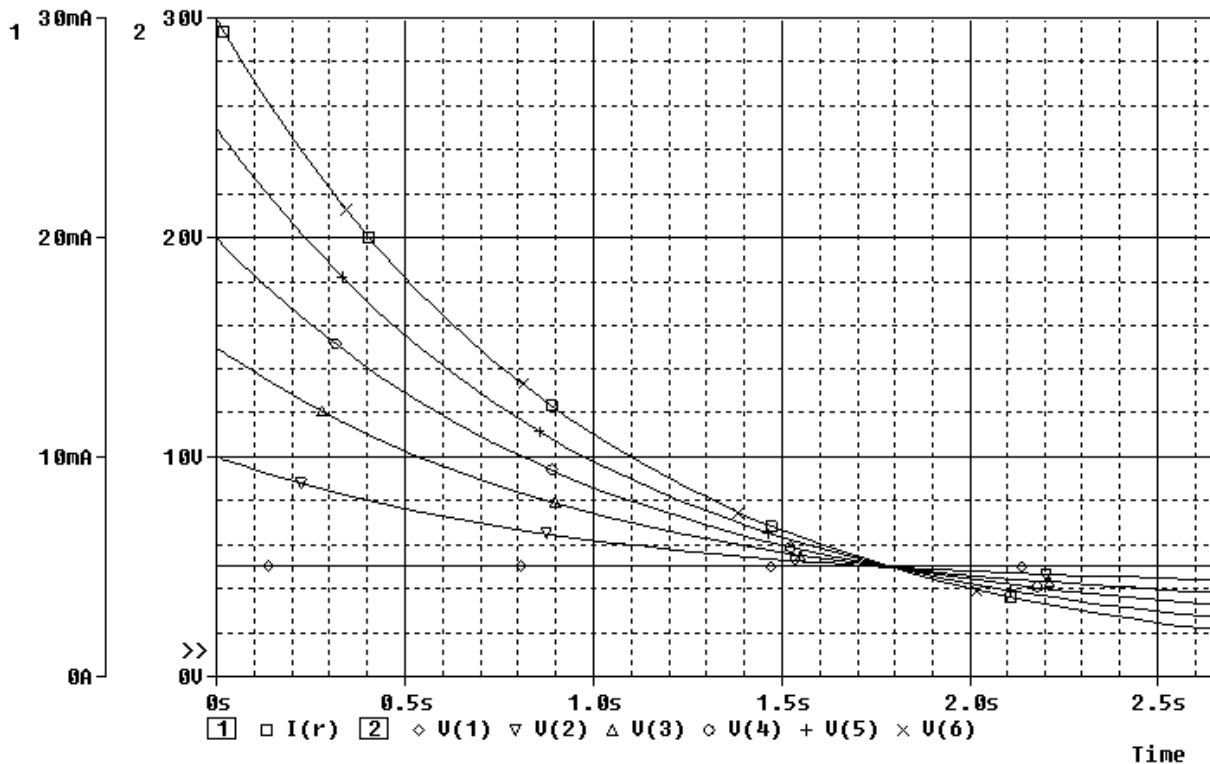
Marx Voltage Multiplier – bootstrap s C0

```
*  
Vp 1 0 5V  
r 6 0 1k  
c1 2 1 1nF ic=5v  
r1 2 0 100t  
c2 3 2 1nF ic=5v  
r2 3 0 100t  
c3 4 3 1nF ic=5v  
r3 4 0 100t
```

```

c4 5 4 1nF ic=5v
r4 5 0 100t
c5 6 5 1nF ic=5v
c0 6 0 1mF
*
.TRAN 1f 5 1f
.IC V(1)=5V
.PROBE
.end

```



Obr. 4.3 Marxův napěťový násobič, fáze bootstrap

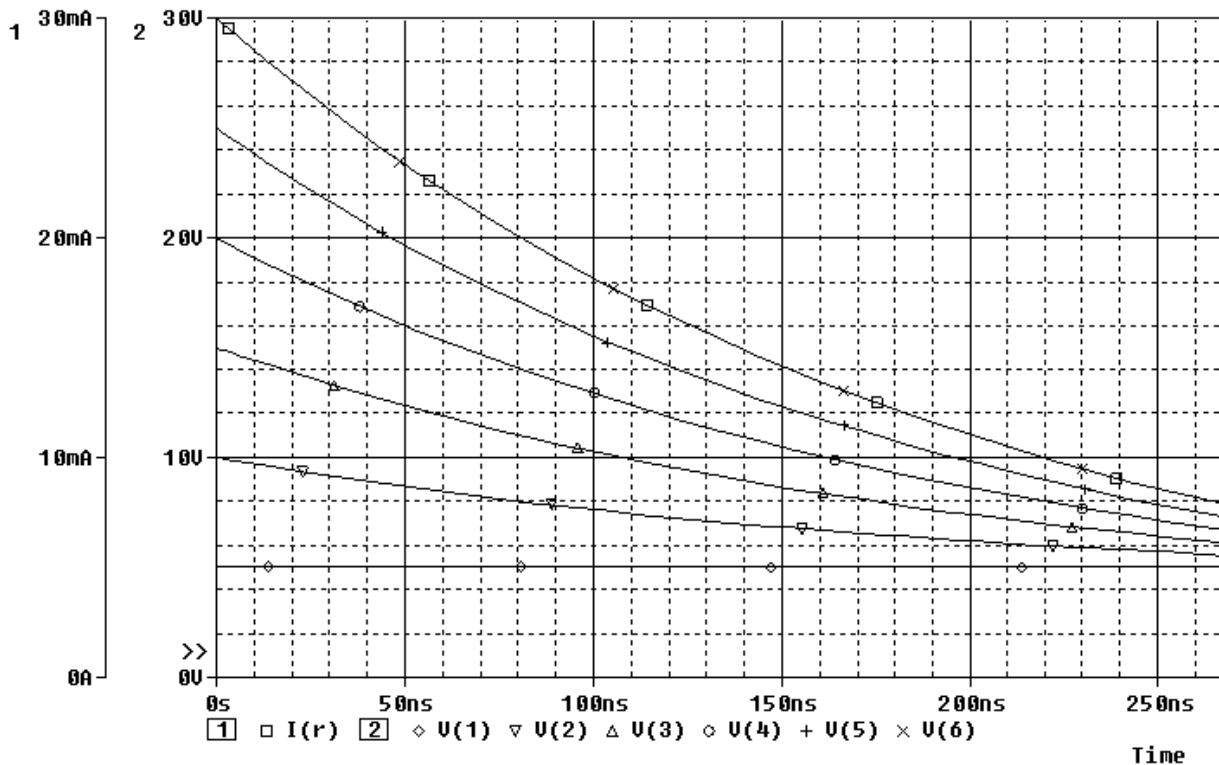
Marx Voltage Multiplier – bootstrap bez C0

```

*
Vp 1 0 5V
r 6 0 1k
c1 2 1 1nF ic=5v
r1 2 0 100t
c2 3 2 1nF ic=5v
r2 3 0 100t
c3 4 3 1nF ic=5v
r3 4 0 100t
c4 5 4 1nF ic=5v
r4 5 0 100t
c5 6 5 1nF ic=5v
*c0 6 0 1mF
*
.TRAN 1f 5 1f
.IC V(1)=5V
.PROBE
.end

```

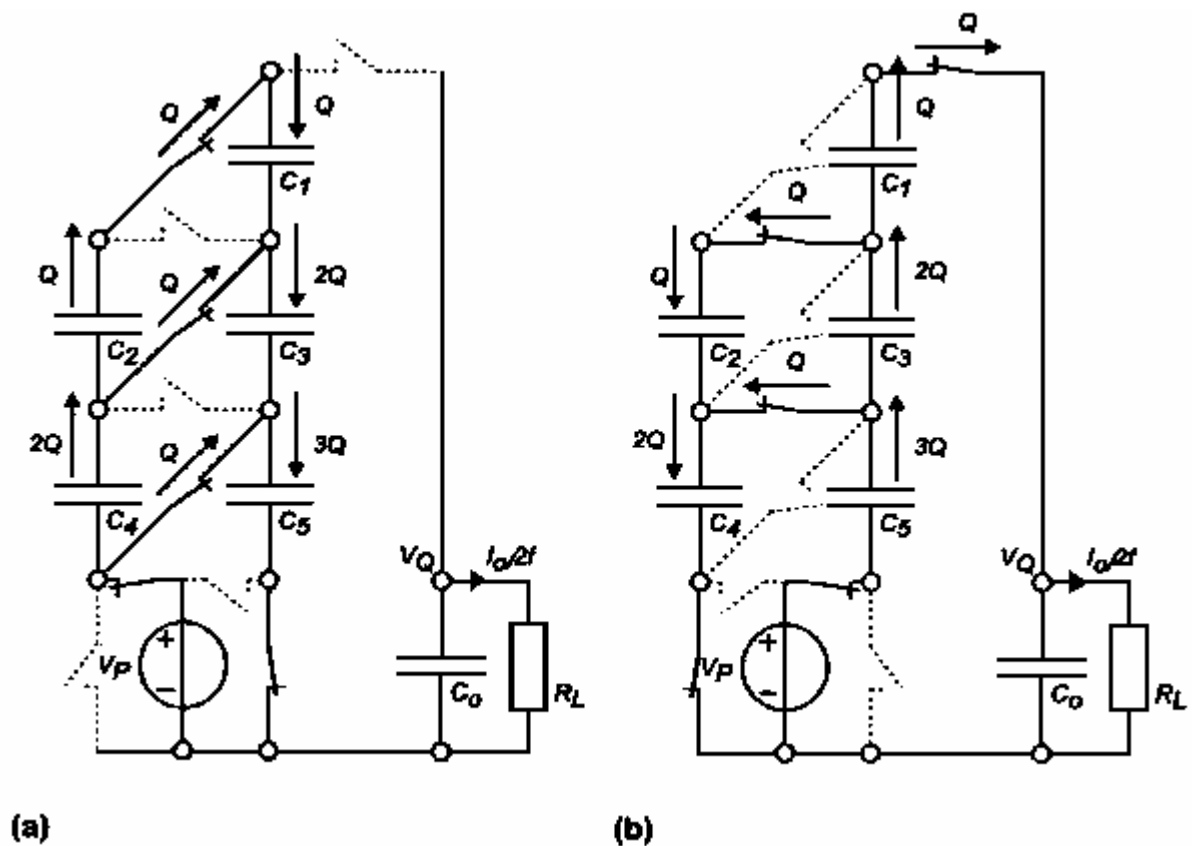




Obr. 4.4 Marxův napěťový násobič, fáze bootstrap – bez  $C_0$

## 4.2 Cockcroft - Waltonův násobič napětí

Podobně, jako Marxův, Cockcroftův napěťový násobič byl původně použit pro vysoká napětí v laboratorních experimentech. Dále byly rozsáhle používány ve vysokonapěťových výkonových zdrojích televizorů. V takových aplikacích je násobič obvykle připojen přímo na sekundární vinutí transformátoru. Střídavé napětí je pak usměrněno a znásobeno na mnoho kilovoltů. Na rozdíl od Marxova generátoru, Cockcroft - Waltonův nevytváří pulsy, ale je schopen dodávat konstantní stejnosměrné výstupní napětí.



Obr. 4.5 Cockcroft - Waltonova napěťová násobička (a) nabíjecí fáze (b) fáze bootstrap [3]

Cockcroft - Waltonův napěťový násobič se skládá ze dvou zásobovacích kondenzátorů, které jsou vzájemně propojeny diodami nebo přepínači. Celý proud, který jde na výstup násobiče je pumpován nahoru skrze celý obvod. Tento fakt činí Cockcroft - Waltonův násobič neodmyslitelně pomalejší při dosahování ustáleného stavu, než je Marxův násobič.

Vyjádření stálého stavu průměrného výstupního napětí  $U_Q$  Cockcroft - Waltonova napěťového násobiče je dáno vzorcem:

$$U_Q = \frac{\frac{N}{6} * (\frac{N^2}{2} + 1)}{C * f} * I_0 \quad (4.3)$$

kde N je násobič, C je hodnota kapacitorů pumpy a f je kmitočet přepínání. Ekvivalentní výstupní odpor Cockcroft - Waltonova násobiče je tedy:

$$R_q = \frac{\frac{N}{6} * (\frac{N^2}{2} + 1)}{C * f} \quad (4.4)$$

a zvětšuje se s druhou mocninou velikosti násobiče N. Výstupní odpor se zvyšuje mnohem rychleji, než v případě Marxova napěťového násobiče. Nicméně v těchto vzorcích se

počítá se stejnou hodnotou všech kapacitorů. Jestliže jsou hodnoty kapacitorů rozděleny úměrně podle proudů, nabíjecí napětí každého z kapacitorů je stejné. V tomto případě vyjádříme výstupní napětí  $U_Q$ :

$$U_Q = N * U_P - \frac{N^2}{4 * C * f} * I_0 \quad (4.5)$$

a k tomu ekvivalentní výstupní odpor:

$$R_q = \frac{N^2}{4 * C * f} \quad , \quad (4.6)$$

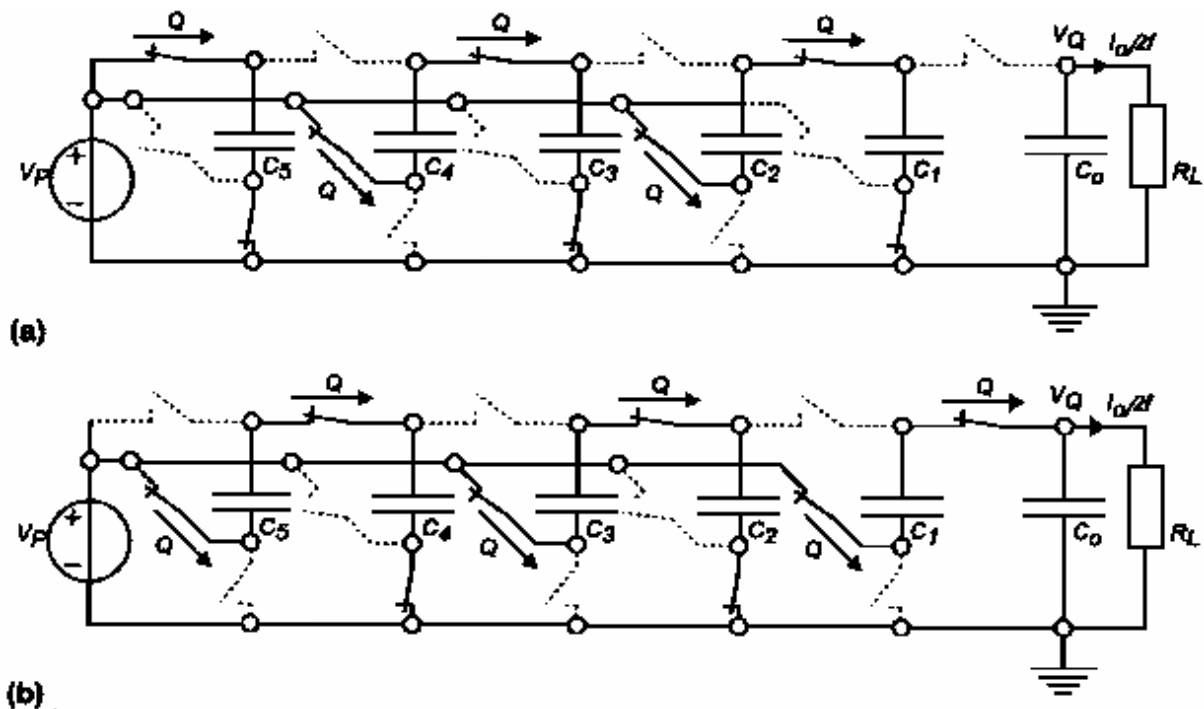
který je značně zlepšený.

Ve většině aplikací Cockcroft - Waltonova násobiče je výstupní kapacitor  $C_0$  opomenut. V tom případě napětí na každém z kapacitorů je vždy menší, než dvojnásobek napájecího napětí  $U_p$ , což je, podobně jako u Marxova napěťového násobiče, výhodou ve vysokonapěťových aplikacích. Výhodou oproti Marxovu napěťovému násobiči je, že Cockcroft - Waltonův může být konstruován mnohem jednodušeji, použitím diod místo přepínačů.

Podobně jako Marxův i Cockcroft - Waltonův napěťový násobič je dosti citlivý na parazitní kapacity, což z něj činí slabého kandidáta na integraci. Dále ekvivalentní výstupní odpor je dost vysoký a rapidně roste s násobičem.

### **4.3 Dicksonův napěťový násobič**

Marxův a Cockcroft - Waltonův napěťový násobič jsou citlivé na parazitní kapacity, což je vážný problém pro aplikaci v integrovaných obvodech. Napěťový násobič, který je méně citlivý na parazitní kapacity je Dicksonův napěťový násobič. Původně byl navržen pro aplikaci v EEPROM zařízeních. Také je možná diskretní realizace vhodná pro vyšší výstupní výkony.



Obr. 4.6 Dicksonův napěťový násobič (a) nabíjení (b) bootstrap [3]

Funkce je velmi podobná Cockcroft - Waltonově. Náboj, který se dostane na výstup násobiče prochází celým obvodem. Rozdíl je v tom, že kapacitory nejsou tříděny, ale jsou zapojeny paralelně. Spodní desky kapacitorů jsou připojeny na napájecí napětí  $U_p$ , nebo na zem. Proto tedy nabíjení a vybíjení parazitního substrátu je provedeno zdrojem napájecího napětí, takže při násobení nedochází ke ztrátám náboje.

Stálý stav průměrného výstupního napětí  $U_Q$  Dicksonova napěťového násobiče je vyjádřen stejným vzorcem, jako v případě Marxova napěťového násobiče:

$$U_Q = N * U_p - \frac{N-1}{C * f} I_0 \quad (4.7)$$

a proto má i stejný, nízký ekvivalent výstupního odporu:

$$R_q = \frac{N-1}{C * f} \quad (4.8)$$

Nejdůležitější výhodou Dicksonova napěťového násobiče je jeho necitlivost na parazitní kapacity. Dále jako Cockcroft - Waltonův napěťový násobič může být realizován snadno, pomocí diod namísto přepínačů. V tomto případě není potřebné žádné složité přepínání. V integrovaných obvodech jsou diody často nahrazovány MOS tranzistory připojenými, jako diody, nebo MOS přepínače s nižším spínaným odporem. Dicksonův napěťový násobič je nejzajímavějším kandidátem na integraci.

Kapacitory Dicksonova napěťového násobiče musí vydržet rostoucí napětí na výstupu, jak jsou zavedeny v řetězci. Tento fakt činí Dicksonův napěťový násobič neatraktivním pro vysokonapěťové aplikace.

**Spice:**

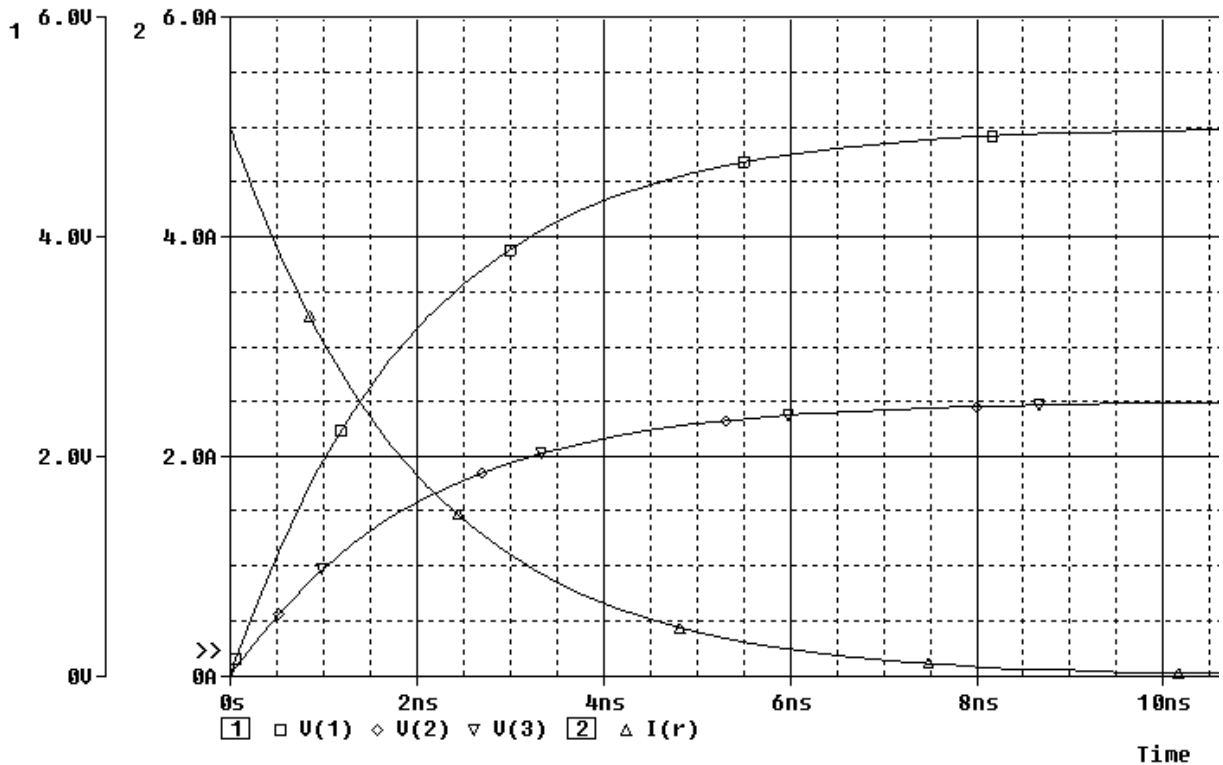
**Nabíjení:**

Dickson Voltage Multiplier - charge

```

*
Vp 10 0 5V
r 10 1 1
c1 3 0 1nF
r1 2 0 100t
c2 1 3 1nF
r2 3 0 100t
c3 2 0 1nF
c4 1 2 1nF
c5 1 0 1nF
*
.TRAN 1f 1.0m 1f skipbp
.PROBE
.end

```



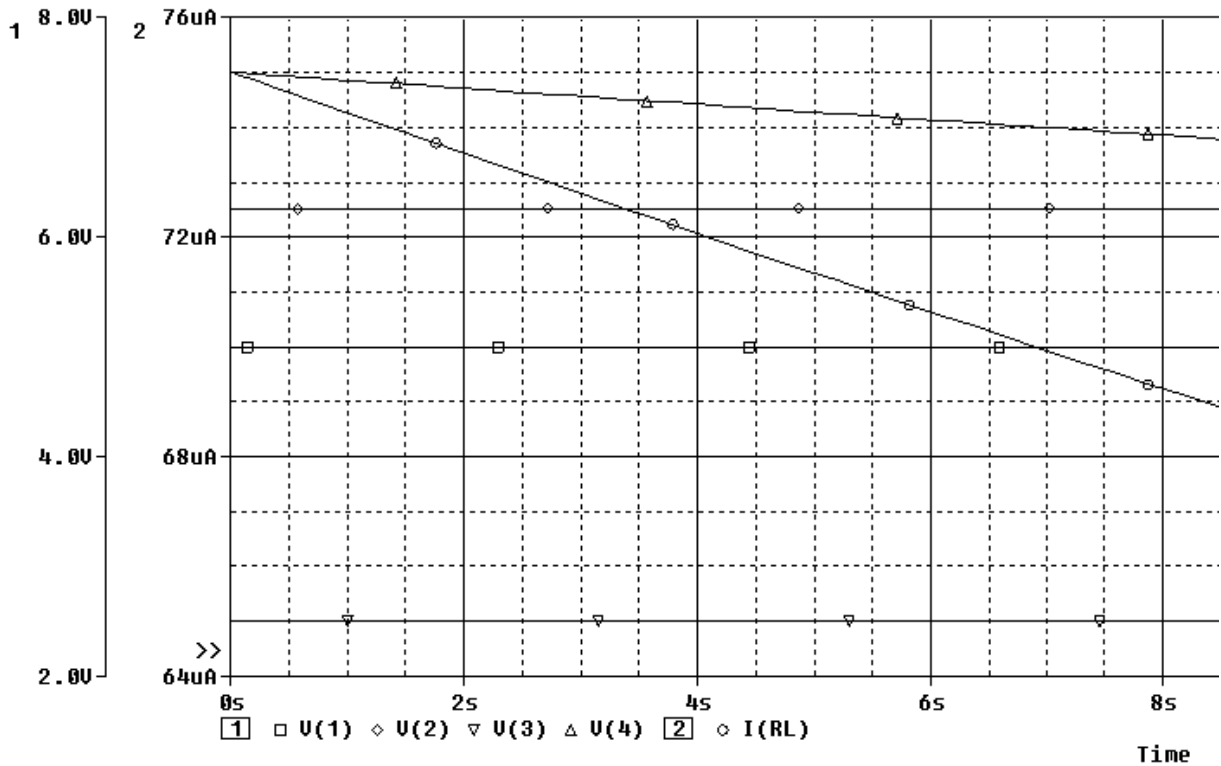
Obr. 4.7 Dicksonův napěťový násobič - nabíjení

## Bootstrap:

Dickson Voltage Multiplier - charge

```
*
Vp 1 0 5V
c1 4 1 1nF ic=2.5v
r1 2 0 100t
c2 0 3 1nF ic=2.5v
r2 3 0 100t
c3 3 1 1nF ic=2.5v
c4 1 2 1nF ic=2.5v
c5 2 1 1nF ic=5v
RL 4 0 100k
C0 4 0 1mF
*
```

```
.TRAN 1f 15 1f
.PROBE
.end
```



Obr. 4.8 Dicksonův napěťový násobič – bootstrap

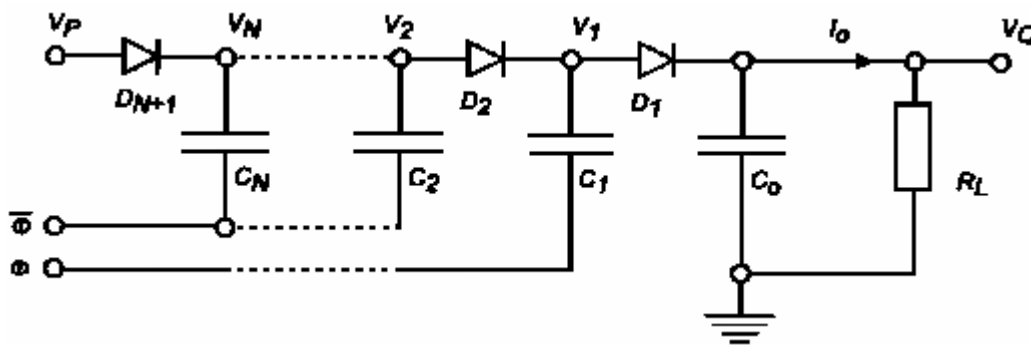
### 4.4 Srovnání napěťových násobičů

Kromě tří napěťových multiplikátorů popsaných v této kapitole jsou možná také jiná uspořádání. Nicméně tyto alternativy uspořádání nemají žádné výhody co do integrace. Všechny napěťové násobiče mají v podstatě násobič N a vyžadují N-1 násobících kapacitorů. Jestliže je požadováno pouhé zdvojnásobení napájecího napětí, tak se všechny napěťové

násobiče redukuje na stejný obvod. Jestliže je požadováno ztrojnásobení napájecího napětí, pak jsou Cockcroft - Waltonův a Dicksonův napěťový násobič stejné. Rozdíl mezi různými uspořádáními při zvyšování násobiče. V následujících sekcích budeme pro integraci uvažovat pouze Dicksonův napěťový násobič nebo nábojovou pumpu z důvodu největší vhodnosti.

## 5 Funkce nábojové pumpy

Většina používaných obvodů s integrovanými nábojovými pumpami jsou založeny na obvodech navržených Dicksonem v roce 1976. Obvod obsahuje řetězec kapacitorů  $C_n$ , které jsou propojeny diodami  $D_n$  a spojeny paralelně dvěma neprokládanými clock signály  $\Phi(t)$  a  $\text{non}\Phi(t)$  s frekvencí  $f$  a amplitudou  $U_\Phi$ . Náboj je přesunut z jednoho kapacitoru do druhého, jestliže clock řídící první kapacitor je v log. 1 a clock řídící další kapacitor je v log. 0.



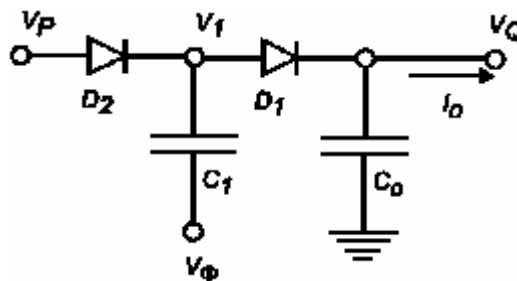
Obr. 5.1 Základní Dicksonův napěťový násobič [3]

Jednoduché vyjádření pro stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  je dáno vztahem:

$$U_Q = U_P - (N+1) \cdot U_\Delta + N \cdot U_\Phi - \left( \frac{N}{C} + \frac{1}{2 \cdot C_0} \right) \cdot \frac{I_0}{f}, \quad (5.1)$$

kde  $U_\Delta$  je náběžná hrana napětí diod.  $N$  je počet stupňů a  $C$  je velikost kapacitorů pumpy. Toto vyjádření dává minimální hodnotu výstupního napětí namísto průměrné hodnoty.

V originální Dicksonově nábojové pumpě jsou kapacitory řízeny obdélníkovým signálem napětí. Časové průběhy prudkého napětí způsobují špičkové proudy a zvlnění na výstupním napětí. Tyto nežádoucí efekty mohou být redukovány použitím rozdílného řídicího režimu. Analýza je omezena na jednostupňovou pumpu. Nicméně vylepšení presentovaná v této sekci jsou také aplikovatelná na vícestavové pumpy.



Obr. 5.2 1-stupňová nábojová pumpa [3]



## 5.1 Normální mód

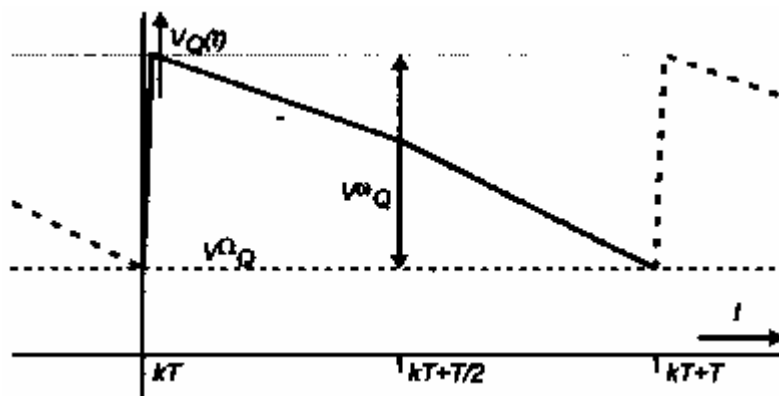
Stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  jednostupňové nábojové pumpy je dán vztahem:

$$U_Q = U_P - 2 * U_{\Delta} + N * U_{\phi} - \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{2 * C_0} \right) * \frac{I_0}{f} \quad (5.2)$$

Jestliže je obvod zatížen konstantním proudem  $I_0$ , zvlnění napětí  $U_Q$  na výstupu kvůli vybíjení kapacitoru  $C_0$  má pilovitý tvar. Amplituda zvlněného napětí  $U_Q$  je dána vztahem:

$$B_Q = \left( \frac{1}{C_1 + C_0} + \frac{1}{C_0} \right) * \frac{I_0}{2 * f} = \frac{I_0}{f * C_0} \quad (5.3)$$

Ostrá náběžná hrana je způsobena téměř instantním přenosem náboje mezi kapacitorem  $C_1$  pumpy a vyrovnávacím kapacitorem  $C_0$ . Po částech lineární napěťový pokles je způsoben vybíjením výstupního kapacitoru  $C_0$ .

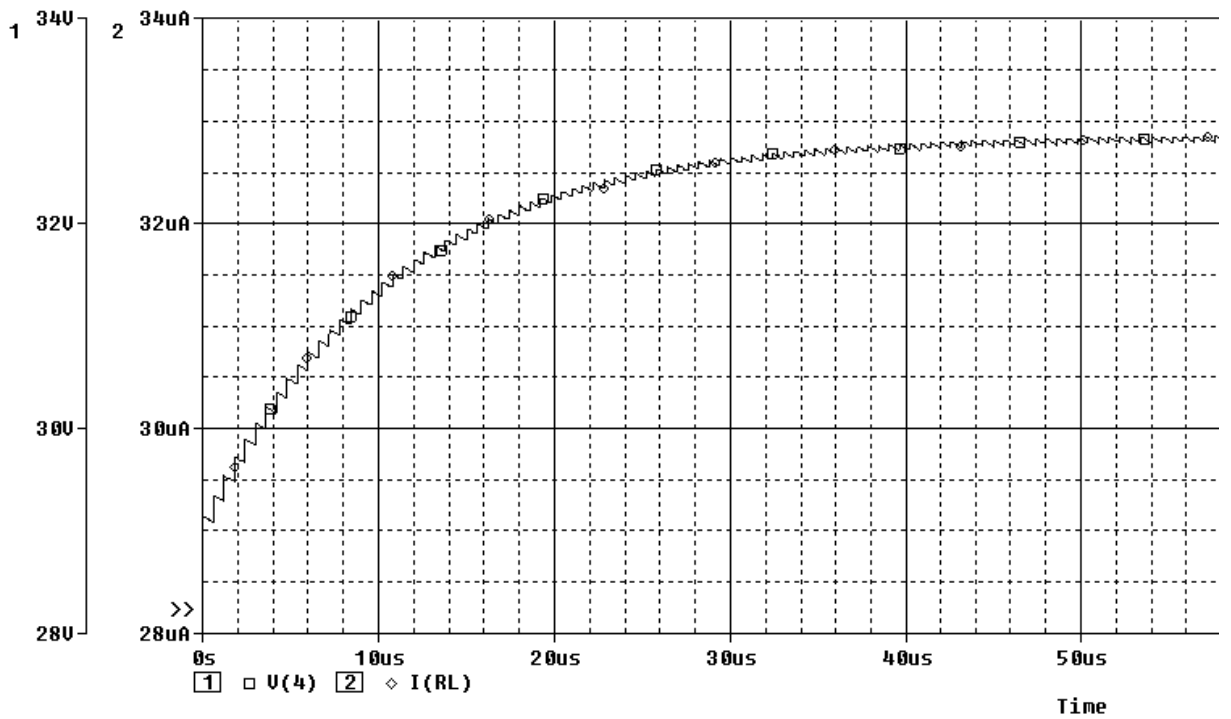


Obr. 5.3 Zvlnění výstupního napětí - teorie [3]

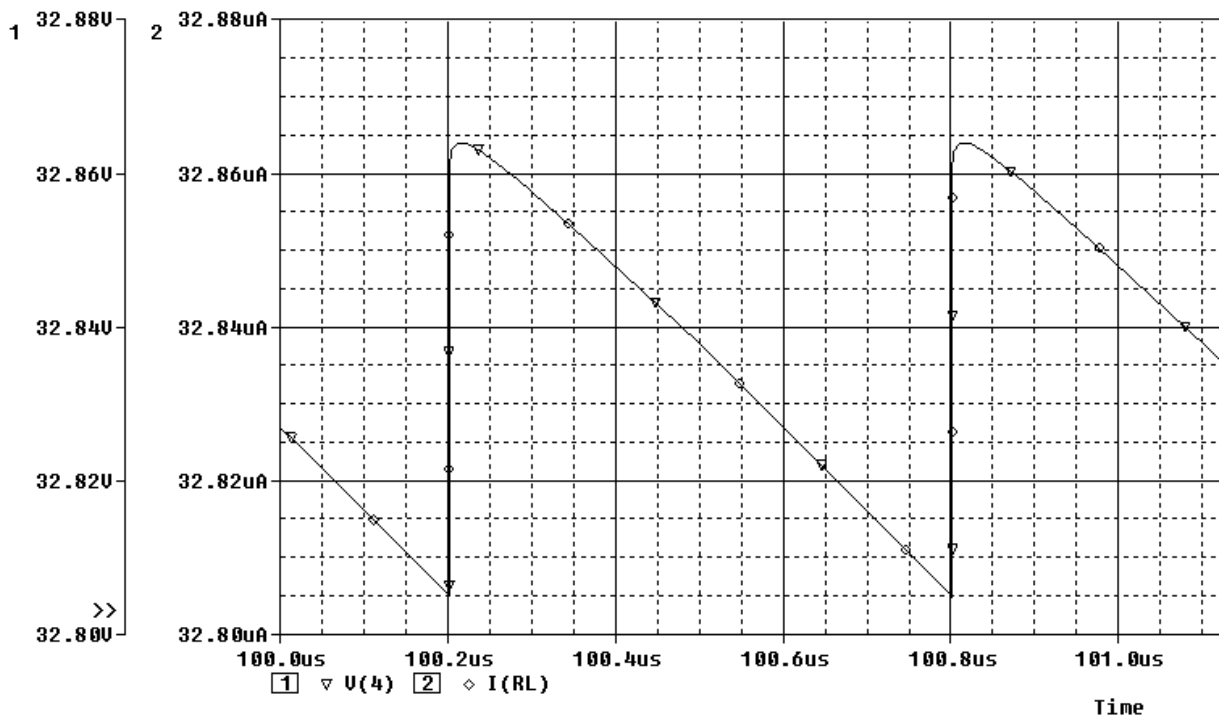
Během první poloviny periody, dioda  $D_1$ , která spojuje kapacitor  $C_1$  pumpy a vyrovnávací kapacitor  $C_0$  vede. Následkem toho  $C_1$  a  $C_0$  jsou zapojeny paralelně, což se projevuje ve velké kapacitní reaktanci. V druhé polovině periody clock dioda  $D_1$  není průchozí a pouze  $C_0$  je vybíjen. Tím se vysvětluje rozdíl v  $dU_0/dt$  mezi oběma polovinami periody clock.

### Spice:

```
1-stage chargepump
VPULSE 3 0 pulse 0 5 1n 1n 1n 0.3u 0.6u
Vp 1 0 30V
D1 2 4 obycejna_dioda
D2 1 2 obycejna_dioda
RL 4 0 1meg
c1 2 3 16.7pF
C0 4 0 300pF
*
.MODEL obycejna_dioda D
.TRAN 1n 102u 100u
.PROBE
.end
```



Obr. 5.4 Výstupního napětí a proud výstupním odporem jednofázové jednostupňové nábojové pumpy



Obr. 5.5 Zvlnění výstupního napětí a proud výstupním odporem jednofázové jednostupňové nábojové pumpy

2-stages chargepump

```

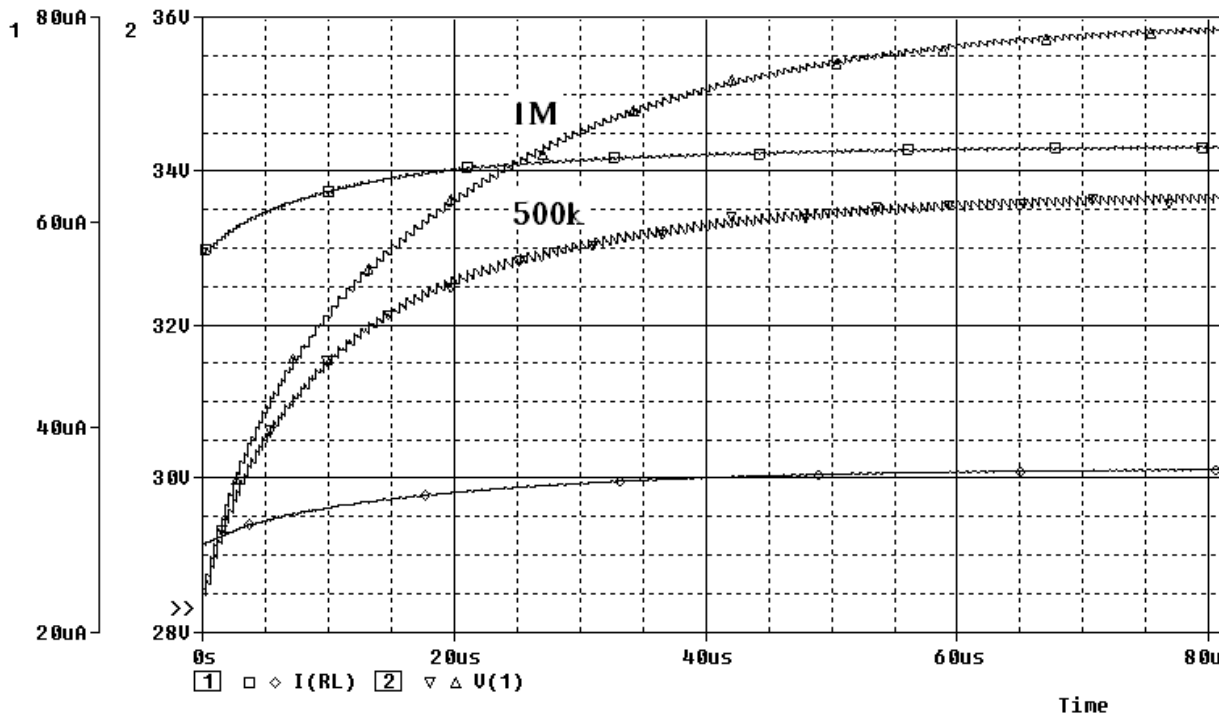
*
VPULSE1 5 0 pulse 0 5 0 1n 1n 0.3u 0.6u
VPULSE2 6 0 pulse 0 5 0.3u 1n 1n 0.3u 0.6u
Vp 4 0 30V
D1 2 1 obycejna_dioda
D2 3 2 obycejna_dioda
D3 4 3 obycejna_dioda
RL 1 0 {odpor}
C0 1 0 300pF
c1 2 5 16.7pF
c2 3 6 16.7pF
*

```

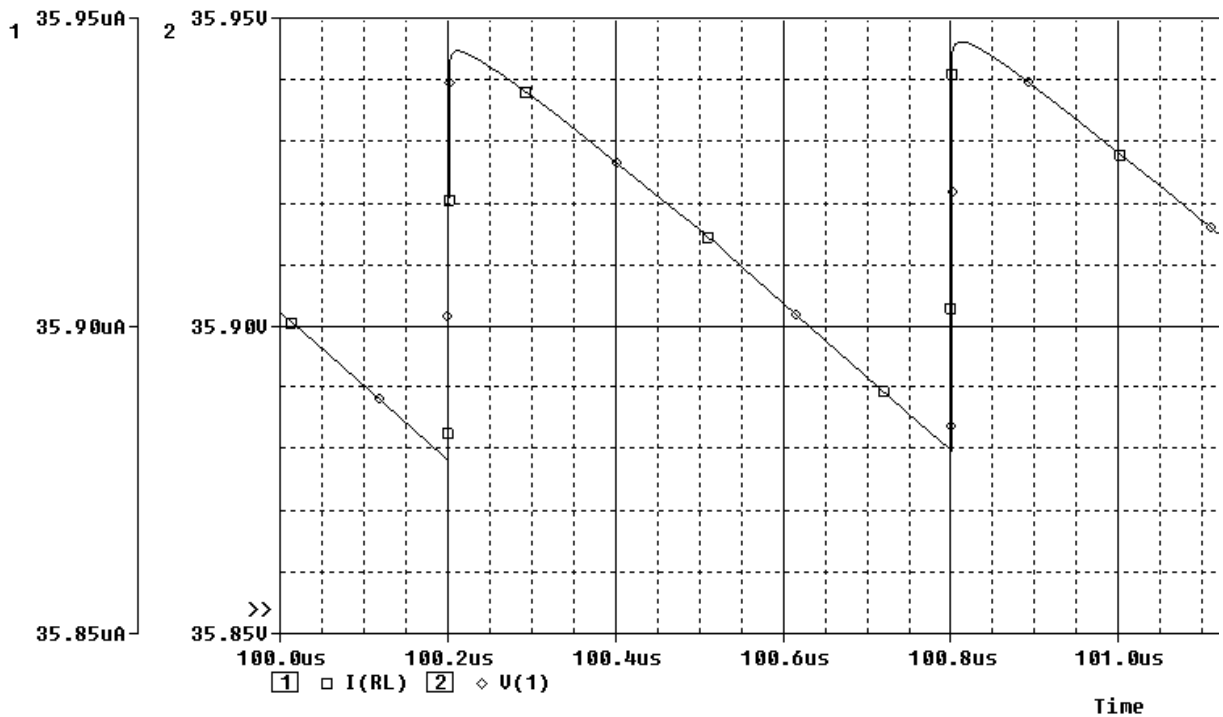
```

.param odpor=1meg
*.step param=odpor list 500k 1meg
.MODEL obycejna_dioda D
*.TRAN 1f 140u 1f
.TRAN 1f 102u 100u
.PROBE
.end

```



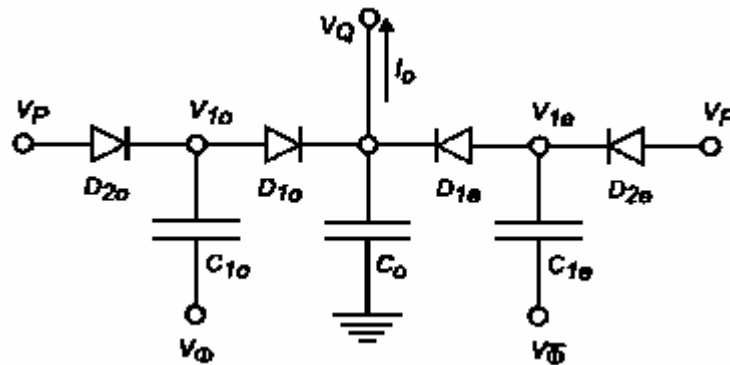
Obr. 5.6 Náběh jednofázové dvoustupňové nábojové pumpy



Obr. 5.7 Zvlnění jednofázové dvoustupňové nábojové pumpy

## 5.2 Dvoufázový mód

Napěťové zvlnění může být redukováno rozdělováním toku náboje směrem k vyrovnávacímu kapacitoru  $C_0$  na delší časovou periodu.



Obr. 5.8 Dvoufázová jednostupňová nábojová pampa [3]

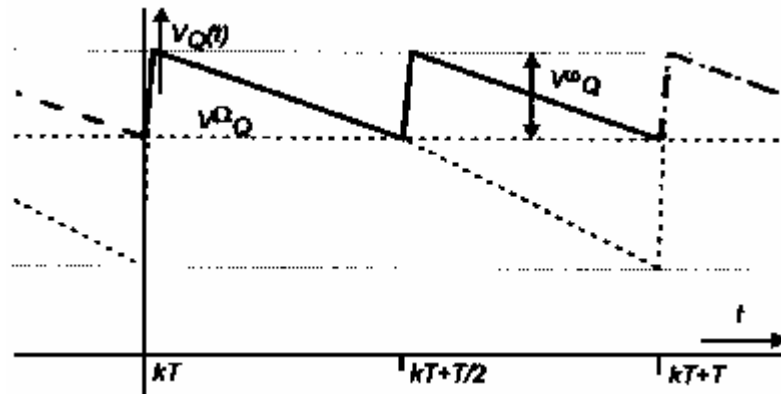
Dvoufázová nábojová pampa je v podstatě složena z dvou nábojových pump paralelně spojených a řízených v protifázi. Originální kapacitor pumpy  $C_1$  je rozdělen na dvě stejné části  $C_{1o}$  a  $C_{1e}$ :

$$C_{1o} = C_{1e} = \frac{C_1}{2} \quad (5.4)$$

Ustálený stav výstupního napětí je dán vztahem:

$$U_Q = U_P - 2 * U_A + U_\phi - \frac{I_0}{f * C_1} \quad (5.5)$$

Tato hodnota ustáleného stavu je o něco vyšší, než ustálený stav výstupního napětí klasické jednofázové nábojové pumpy. U jednofázové pumpy je vyrovnávací kapacitor izolován od zbytku obvodu během druhé poloviny periody clock.



**Obr. 5.9** Tvar vlny Dvoufázové jednostupňové nábojové pumpy - teorie [3]

Během periody je vyrovnávací kapacitor  $C_0$  vybit zatěžovacím proudem  $I_0$ , působícím pokles napětí. U dvoufázové pumpy je náboj přenášen do vyrovnávacího kapacitoru během obou polovin periody clock. Proto je výstupní napětí během druhé poloviny periody clock identické s výstupním napětím při první polovině periody. Tečkovaná čára indikuje zvlnění výstupního napětí pro jednofázovou pumpu. Amplituda zvlnění výstupního napětí  $V_Q$  je:

$$U_Q = \left( \frac{1}{C_0 + \frac{1}{2} * C_1} \right) * \frac{I_0}{2 * f} = \frac{\frac{1}{2} * I_0}{f} * C_0 \quad (5.6)$$

takže redukce zvlnění s více, než dvěma faktory může být dosažena touto snadnou modifikací.

### Spice:

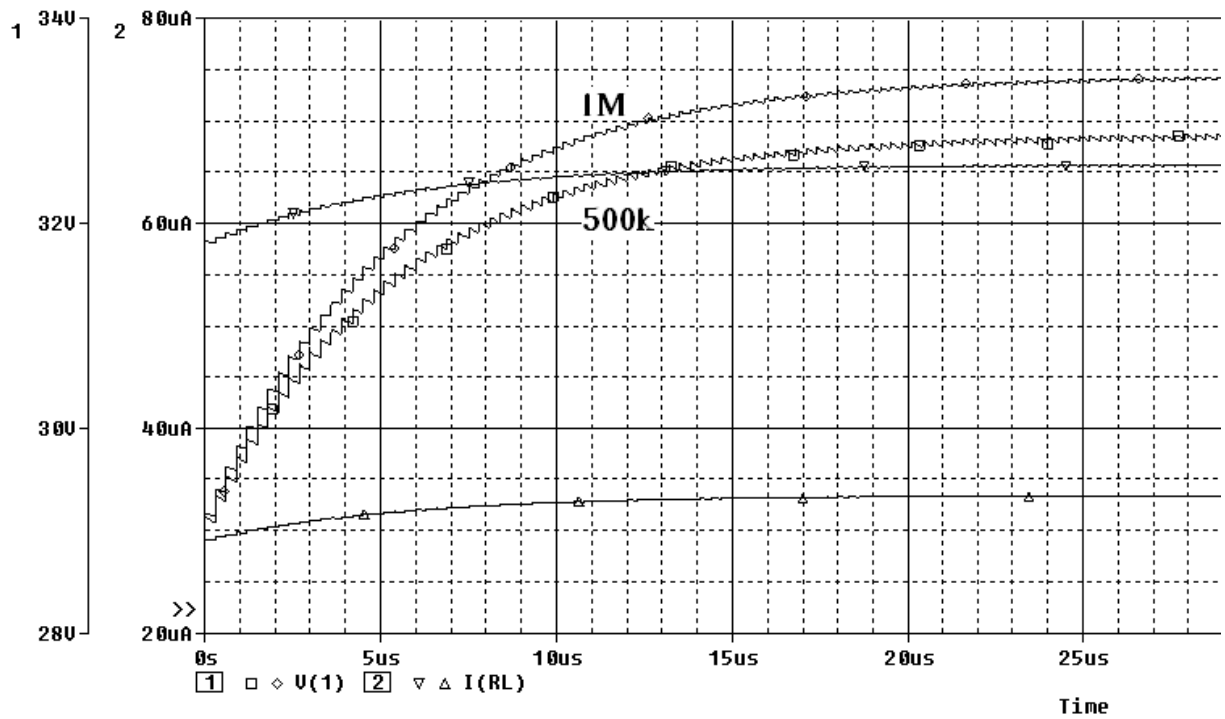
2\_phases\_1\_stage chargepump

```
*
VPULSE1      5      0      pulse  0      5      0      1n      1n      0.3u  0.6u
VPULSE2      6      0      pulse  0      5      0.3u  1n      1n      0.3u  0.6u
Vp           4      0      30V
D1o          3      1      obycejna_dioda
D2e          2      1      obycejna_dioda
D2o          4      3      obycejna_dioda
D3e          4      2      obycejna_dioda
RL           1      0      {odpor}
C0           1      0      300pF
```

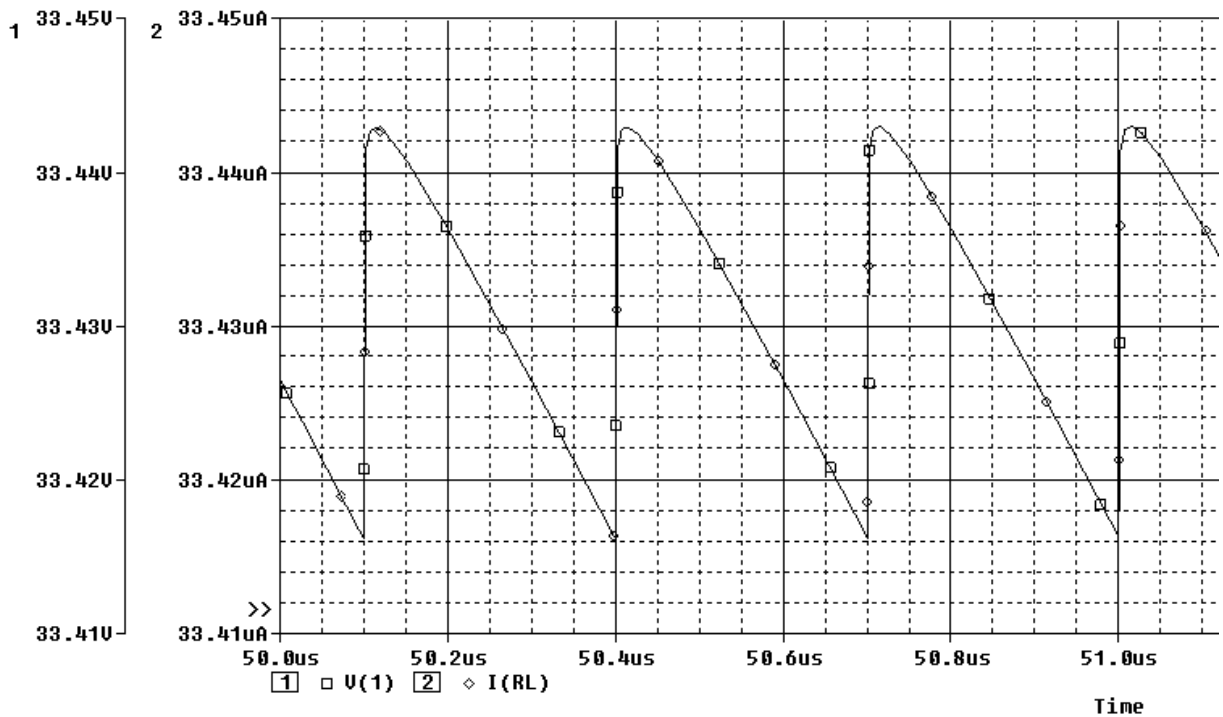
```

c1o  3    5    16.7pF
c1e  2    6    16.7pF
*
.param odpor=1meg
*.step param=odpor list 500k 1meg
.MODEL obycejna_dioda D
*.TRAN 1f 50u 1f
.TRAN 1f 52u 50u
.PROBE
.end

```



Obr. 5.10 Náběh dvoufázové jednostupňové nábojové pumpy



Obr. 5.11 Zvlnění dvoufázové jednostupňové nábojové pumpy

2\_phases\_2\_stages chargepump

```

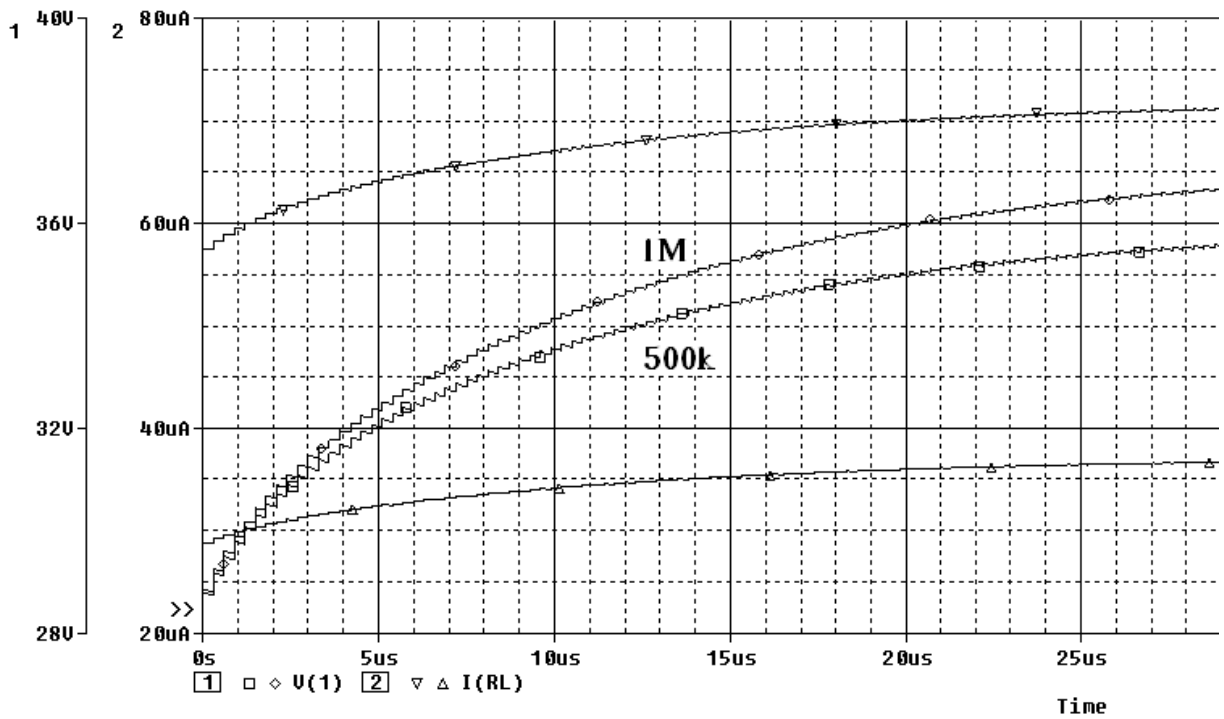
*
VPULSE1 5 0 pulse 0 5 0 1n 1n 0.3u 0.6u
VPULSE2 6 0 pulse 0 5 0.3u 1n 1n 0.3u 0.6u
Vp 4 0 30V
D1o 3 1 obycejna_dioda
D1e 2 1 obycejna_dioda
D2o 7 3 obycejna_dioda
D2e 8 2 obycejna_dioda
D3o 4 7 obycejna_dioda
D3e 4 8 obycejna_dioda
RL 1 0 {odpor}
C0 1 0 300pF
c1o 3 5 16.7pF
c1e 2 6 16.7pF
c2o 7 6 16.7pF
c2e 8 5 16.7pF

```

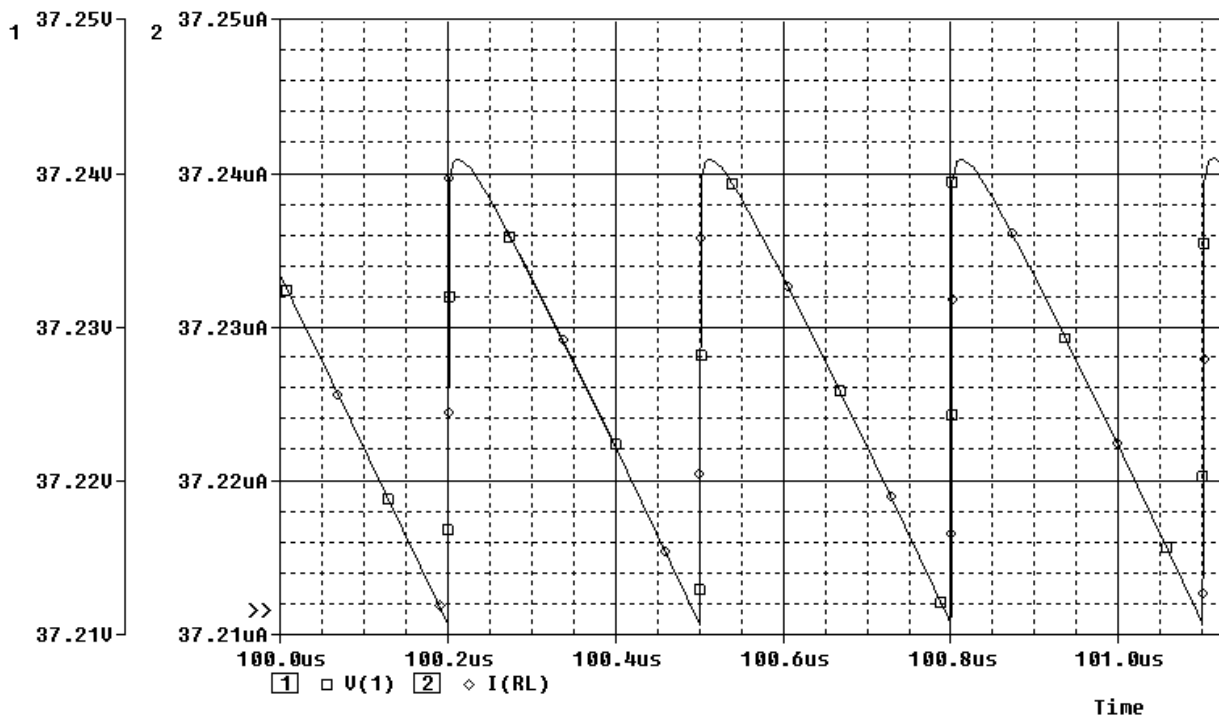
```

*
.param odpor=1meg
*.step param=odpor list 500k 1meg
.MODEL obycejna_dioda D
.TRAN 1f 102u 100u
*.TRAN 1f 50u 1f
.PROBE
.end

```



Obr. 5.12 Náběh dvoufázové dvoustupňové nábojové pumpy

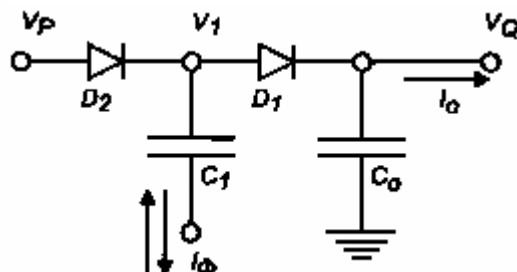


Obr. 5.13 Zvlnění dvoufázové dvoustupňové nábojové pumpy



### 5.3 Proudem řízený mód

Další metodou pro redukci zvlnění výstupního napětí je zabránit přenosu náboje do vyrovnávacího kapacitoru, než dopustit náhlou změnu. Jednoduchou metodou k dosažení tohoto je řízení kapacitoru pumpy konstantním proudem  $I_\phi$  místo obdélníkového střídavého napětí  $U_\phi$ .



Obr. 5.14 Proudem řízená jednostupňová nábojová pumpa [3]

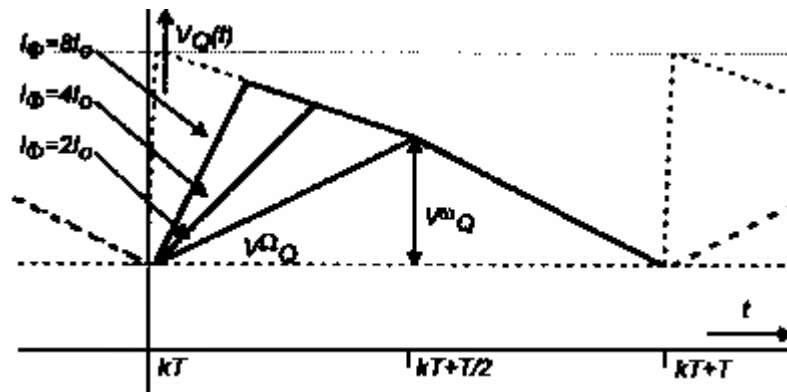
Dokud je řídicí proud  $I_\phi$  přinejmenším dvojnásobně veliký, jako zatěžovací proud  $I_0$ , stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  je identický s originální nábojovou pumpou. V tomto případě řídicí jednotka proudu bude saturovat a amplituda napětí na výstupu řídicí jednotky bude srovnatelná s napájecím napětím v případě klasické pumpy řízené napětím. Pro jednostupňovou nábojovou pumpu zůstává stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  nezměněn:

$$U_Q = U_P - 2 * U_\Delta + U_\phi - \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{2 * C_0} \right) * \frac{I_0}{f} \quad (5.7)$$

Jestliže je řídicí proud  $I_\phi$  přesně roven dvojnásobku řídicího proudu  $I_0$ , zvlnění je minimální. V případě, že proud tekoucí do vyrovnávacího kapacitoru  $C_0$  během první poloviny periody clock je roven proudu tekoucímu z tohoto kapacitoru v druhé polovině periody clock, projeví se toto trojúhelníkovým zvlněním. Amplituda zvlnění výstupního napětí  $U_Q$  je dána vzorcem:

$$\frac{1}{C_0} * \frac{I_0}{2 * f} \leq U_Q \leq \left( \frac{1}{C_0 + C_1} + \frac{1}{C_0} \right) \frac{I_0}{2 * f} \quad (5.8)$$

a závisí na řídicím proudu  $I_\phi$ .



Obr. 5.15 Zvlnění výstupního napětí proudem řízené pumpy [3]

Další výhodou řízení proudem je, že špičkový proud diodami je mnohem menší. Ve skutečnosti všechny hodnoty  $dU/dt$  v obvodu jsou menší, takže se dá očekávat, že obvod bude produkovat menší šum a interference s ostatními obvody na stejném čipu.

### Spice:

1-stage chargepump - current driven

\*

```

I1      3      0      PULSE(0 57.746uA 0 1n 1n 0.3u 0.6u)
Vp      4      0      30V
D1      2      1      obycejna_dioda
D2      4      2      obycejna_dioda
RL      1      0      1meg
c1      2      3      16.7pF
C0      1      0      300pF
rx      3      0      1t

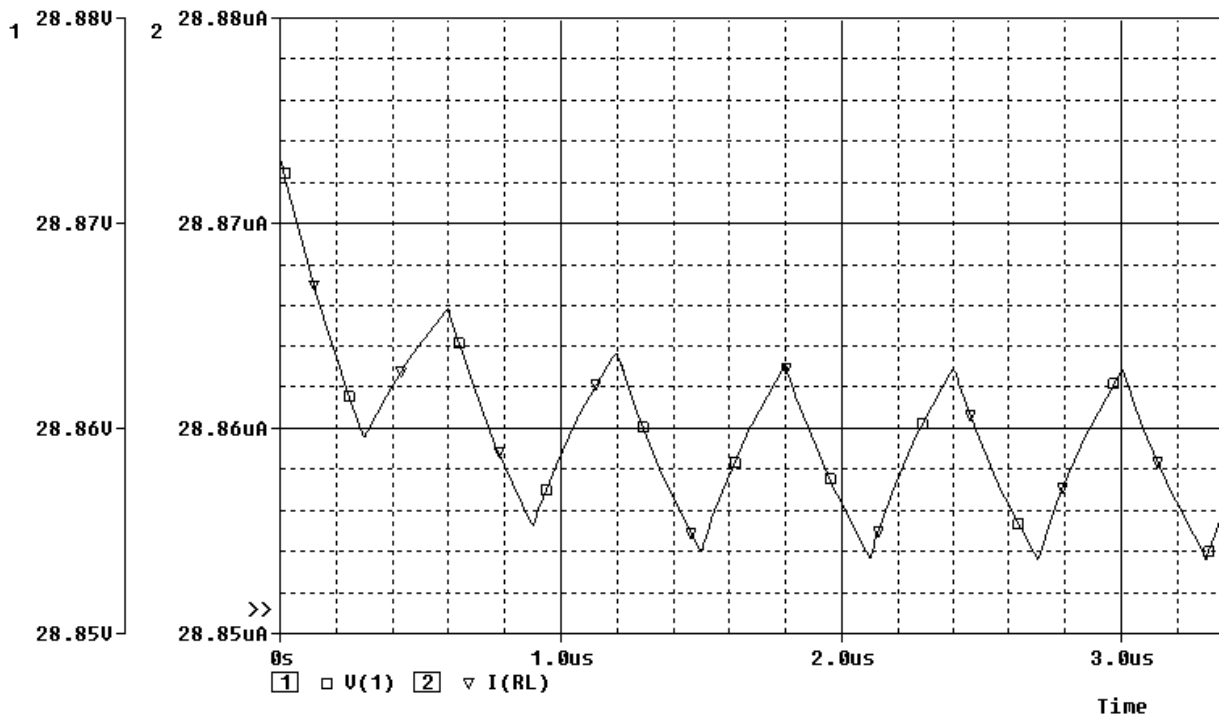
```

\*

```

.MODEL obycejna_dioda D
.TRAN 1f      6u 0
.PROBE
.end

```



**Obr. 5.16** Zvlnění výstupního napětí proudem řízené jednofázové jednostupňové nábojové pumpy pro  $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$

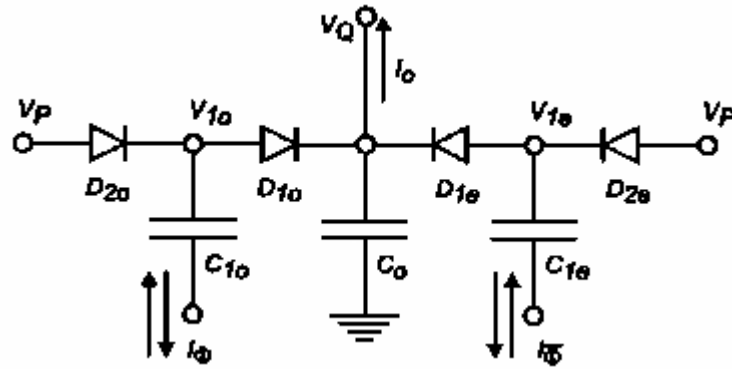
#### 5.4 Dvoufázový proudem řízený mód

Dalším krokem je kombinace dvoufázových a proudem řízených módů. V tomto případě přenos náboje do vyrovnávacího kapacitoru  $C_0$  je maximálně rozprostřen v čase.

Pokud řídicí proud  $I_{\phi}$  na obou stranách nábojové pumpy je větší, nebo roven zatěžovacímu proudu  $I_0$ , dynamické chování této pumpy je stejné, jako u dvoufázové napěťově řízené pumpy. Stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  jednostupňové dvoufázové proudem řízené nábojové pumpy je dán vzorcem:

$$U_Q = U_P - 2 \cdot U_{\Delta} + U_{\phi} - \frac{I_0}{f \cdot C_1} \quad (5.9)$$

Minimální zvlnění výstupního napětí vyžaduje, aby řídicí proud  $I_{\phi}$  byl přesně roven zatěžovacímu proudu  $I_0$ . V tomto případě proud tekoucí do vyrovnávacího kapacitoru  $C_0$  během obou polovin periody clock je nulový, tedy i napěťové zvlnění je nulové.

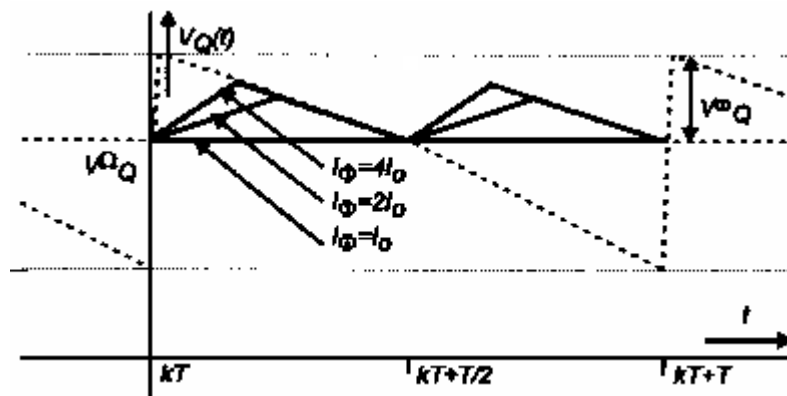


Obr. 5.17 Dvoufázová proudem řízená jednostupňová nábojová pumpa [3]

Amplituda zvlnění výstupního napětí  $U_Q$  je:

$$0 \leq U_Q \leq \left( \frac{1}{C_0 + C_1} + \frac{1}{C_0} \right) * \frac{I_0}{2 * f} \quad (5.10)$$

a závisí na řídicím proudu  $I_\Phi$ .



Obr. 5.18 Zvlnění výstupního napětí dvoufázové proudem řízené nábojové pumpy [3]

Dalším výhodným efektem tohoto módu je že proud tažený od napájecího napětí  $U_P$  je také konstantní. Ideální nulové napěťové zvlnění nemůže být dosaženo v praxi kvůli přítomnosti parazitních vlivů a tolerancím. Nicméně je možná značná redukce napěťového zvlnění.

**Spice:**

2-stages chargepump - current driven

```

*
I1      5      0      PULSE(0 57.818uA 0 1n 1n 0.3u 0.6u)
I2      6      0      PULSE(0 57.818uA 0.3u 1n 1n 0.3u 0.6u)
Vp      4      0      30V
D1o     2      1      obycejna_dioda
D1e     3      1      obycejna_dioda
D2o     4      2      obycejna_dioda
D2e     4      3      obycejna_dioda
RL      1      0      1meg

```

```

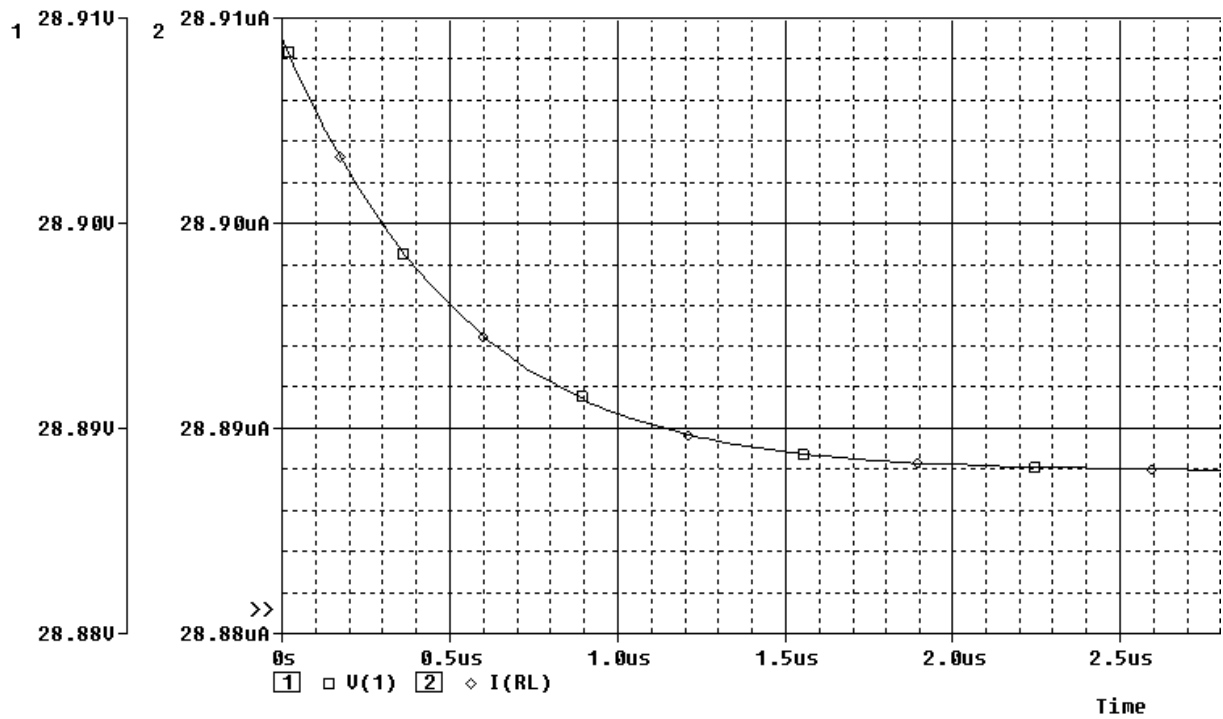
c1o  2    5    16.7pF
c1e  3    6    16.7pF
C0   1    0    300pF
rx1  5    0    1t
rx2  6    0    1t
*

```

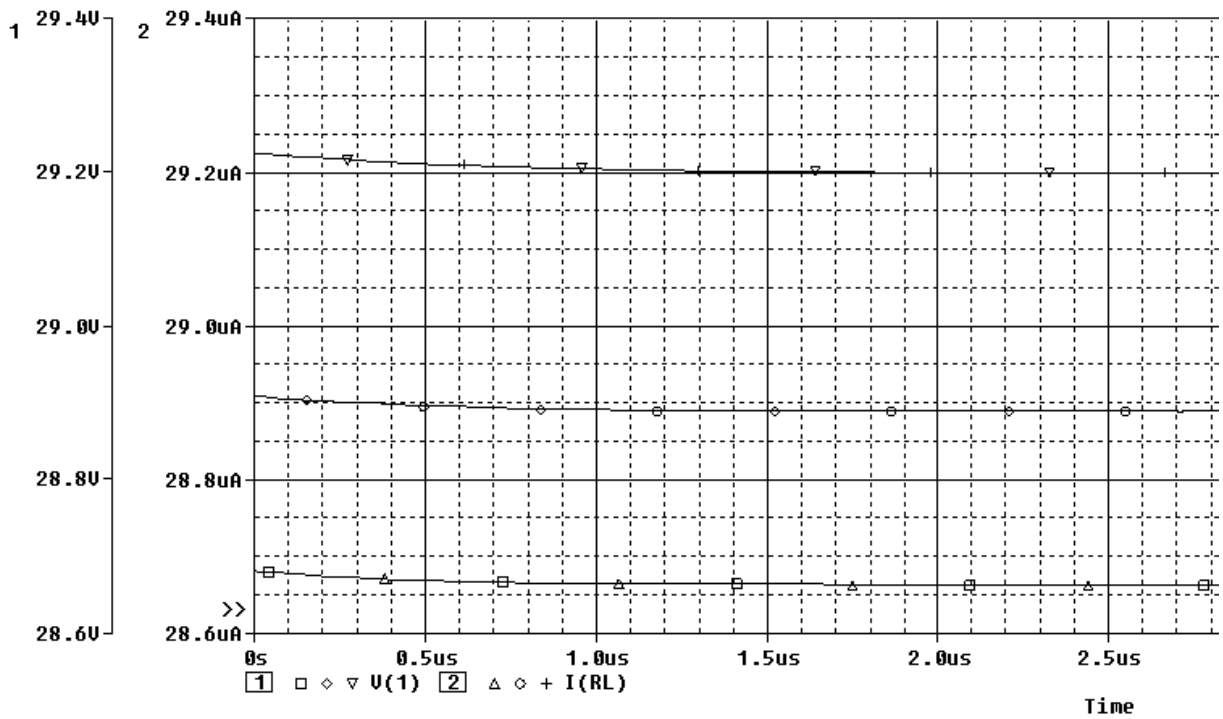
```

.MODEL obycejna_dioda D
.TRAN 1f 6u 0
.PROBE
.end

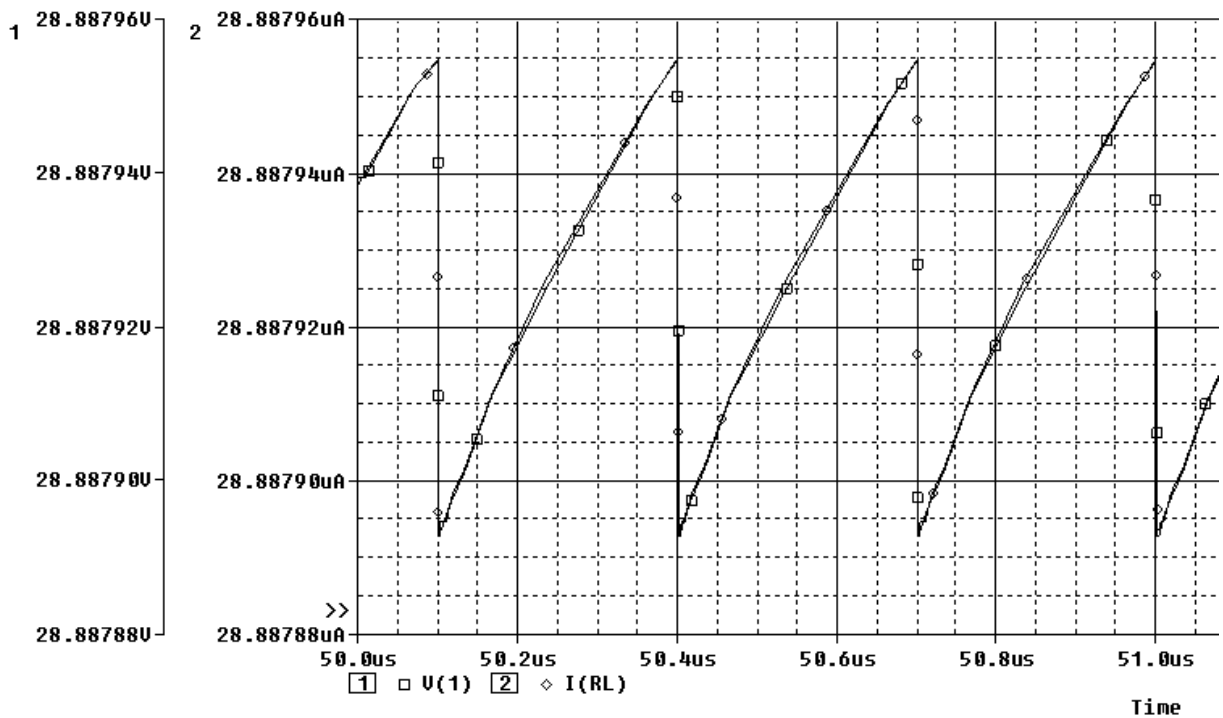
```



Obr. 5.19 Náběh výstupního napětí proudem řízené dvoufázové jednostupňové nábojové pumpy pro  $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$



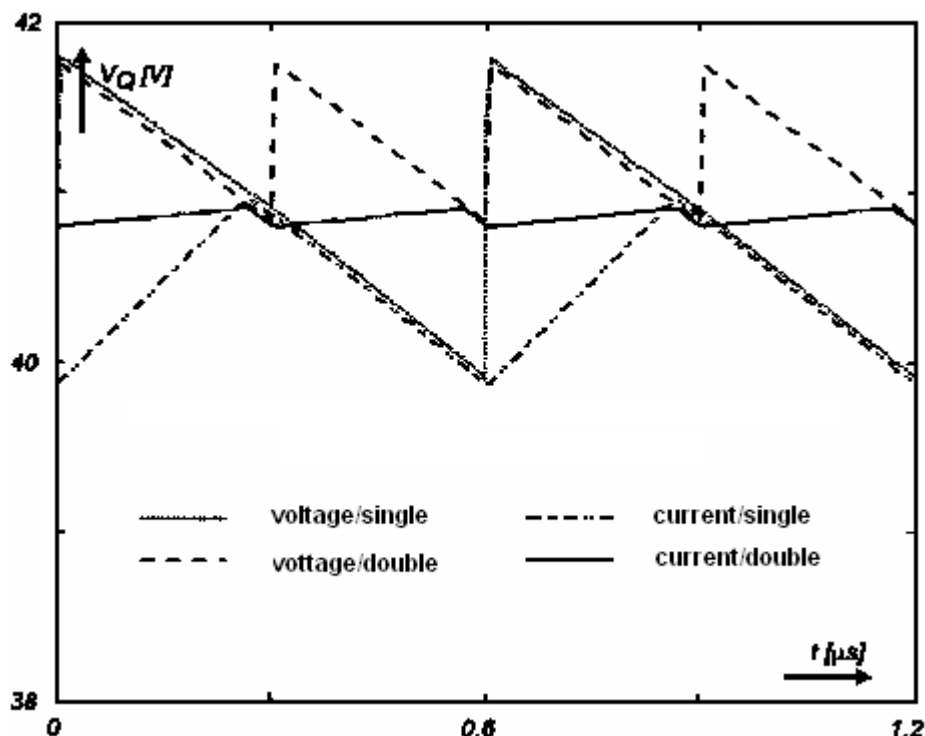
Obr. 5.20 Náběh výstupního napětí pro .TEMP -27 27 100



Obr. 5.21 Zvlnění výstupního napětí proudem řízené dvoufázové jednostupňové nábojové pumpy pro  $I_{\phi} = 2 \cdot I_0$

## 5.5 Výsledky simulací

Za účelem ověření jakostních aspektů popsaných v předchozích sekcích, byly provedeny některé simulace obvodů. Při simulacích byly použity idealizované součástky.



Obr. 5.22 Zvlnění výstupního napětí pro různé módy [3]

Parametry použité při této simulaci:  $f=1,67\text{MHz}$ ,  $I_0=1,0\text{mA}$ ,  $C_{1e}=C_{1c}=16,7\text{pF}$ ,  $C_0=300\text{pF}$ ,  $U_p=30\text{V}$  a  $U_\Delta=0,6\text{V}$ . Pro simulaci proudem řízených módů odpovídal proud  $I_\phi$  zatěžovacímu proudu  $I_0$ . V praxi tato rovnost vyžaduje nějaký kontrolní mechanismus.

## 5.6 Napěťové řízení

Stálý stav výstupního napětí  $U_Q$  obvodu nábojové pumpy je závislý na počtu parametrů. Stálý stav výstupního napětí N-stupňové pumpy je dán vztahem:

$$U_Q = U_p - (N+1) \cdot U_\Delta + N \cdot U_\phi - \left( \frac{N}{C} + \frac{1}{2 \cdot C_0} \right) \cdot \frac{I_0}{f} \quad (5.11)$$

V mnoha aplikacích s nábojovými pumpami by mělo výstupní napětí mít dobře definovanou hodnotu, která je nezávislá na zatěžovacím proudu  $I_0$ . Toto vyžaduje nějaký druh napěťové regulace. Za účelem regulace výstupního napětí musí být kontrolován alespoň jeden z parametrů  $U_p$ ,  $U_\phi$ ,  $N$ ,  $f$ ,  $C$ , nebo  $I_0$ . Hodnota  $U_\Delta$  je předurčena použitou technologií. Dále hodnota  $1/2C_0$  je obvykle mnohem menší, než  $N/C$ . Takže změna hodnoty  $C_0$  není efektivní pro regulaci.

### **Oříznutí výstupního napětí**

Nejsnazší metodou pro regulaci výstupního napětí nábojové pumpy je oříznout je Zenerovým obvodem. Tato metoda je často používána v EEPROM aplikacích. Dost vysoký počet (6 až 26) stupňů je použit pro získání vysoké nominální hodnoty výstupního napětí, které musí být regulováno kvůli předejití zkratu. Pouze tato napěťová regulační metoda není velmi efektivní s ohledem na výkonový odběr, protože pumpa musí vždy dodat maximální možný proud na regulované výstupní napětí. Nepotřebný proud do zátěže se ztrácí v ořezávacím obvodu.

### **Řízení amplitudy**

Ořezávací obvody mohou být také k omezení amplitudy napájení a hodinových napětí  $U_p$  a  $U_\phi$ . Tato metoda je využívána v DMOS řídicích obvodech, kde vyžadované výstupní napětí pumpy  $U_0$  není celočíselným násobkem napájecího napětí, ale musí být asi o 10V vyšší než napájecí napětí. Toto napětí je nezbytné pro maximální otevření DMOS tranzistoru. Toho je dosaženo použitím jednostupňové nebo dvoustupňové nábojové pumpy s omezeným napájecím napětím. Napájecí napětí je omezeno uvedeným hlavním napájením nebo zemí s Zenerovým ořezávacím obvodem. Výhodou této metody je, že celý obvod může pracovat na širokém rozsahu hlavního napájecího napětí. Tato metoda může být považována za formu řízení amplitudy hodinového signálu.

Důmyslnější formy řízení amplitudy může být dosaženo užitím zpětné vazby. Užití zpětnovazební smyčky tvořené řízením hodinového signálu s říditelným výstupním rozkmitem, obvodem nábojové pumpy, řízením napětí a rozdílovým zesilovačem. Záporná zpětná vazba nutí výstupní napětí vyrovnat se referenčnímu napětí násobenému podobným řídicím činitelem.

### **Řízení kmitočtu**

Kmitočet obvodu nábojové pumpy může být optimalizován. Zvětšení kmitočtu sníží vnitřní impedanci řetězce diod a kapacitorů. Nicméně kvůli určité době náběžné hrany se zvýšení kmitočtu projevuje u kapacitorů pumpy, které nejsou úplně vybíjeny na maximum, což snižuje efektivitu. Navrhovaný konvertor má dvoufázovou konfiguraci a užívá jednoduché logiky. Ihned po prvním cyklu je kapacitor  $C_{1o}$  maximálně vybitý. V druhém cyklu se kapacitor  $C_{1e}$  začíná vybíjet, zatímco  $C_{1o}$  se znova nabíjí a naopak. Kapacitor pumpy je maximálně vybit, jestliže napětí na spodní straně dosáhlo napájecího napětí. Takže obvod nábojové pumpy je tvořen částí oscilátoru s kmitočtem určeným velikostí kapacitorů pumpy.



### Řízení aktivního stavu

Metoda, která modifikuje počet aktivních stavů v nábojové pumpě krátkou obvodovou částí řetězce násobiče. Výhodou je, že výkonová spotřeba je minimalizována, během nabíjení kapacitorů hodinovým signálem. Také veliký rozsah výstupních napětí je možný.

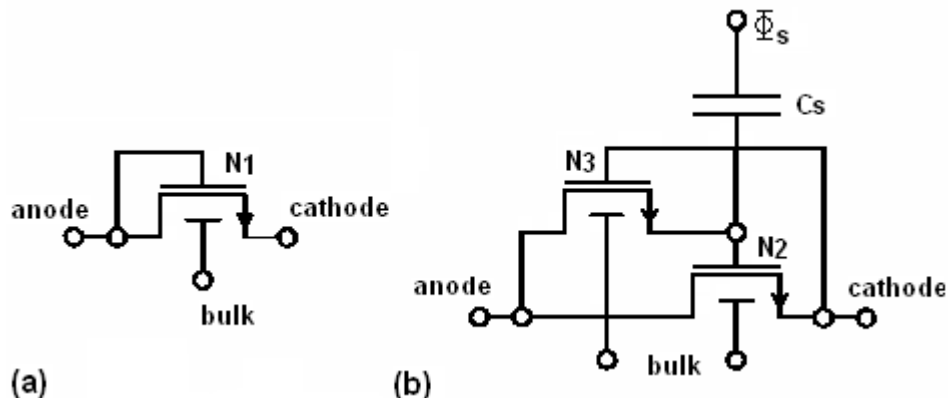
Metoda pro řízení hodnoty  $C$  nebyla v literatuře nalezena. Nicméně toto může být snadno implementováno dále spojením více obvodů pump paralelně. Závisí to na zatěžovacím proudu a požadovaném výstupním napětí. Výhodou je znovu minimalizace výkonového odběru.

## 5.7 Implementace nábojové pumpy

Spojuje se s popisem obvodu plně integrované nábojové pumpy navržené pro aplikaci v řízení výstupního stupně DMOS.

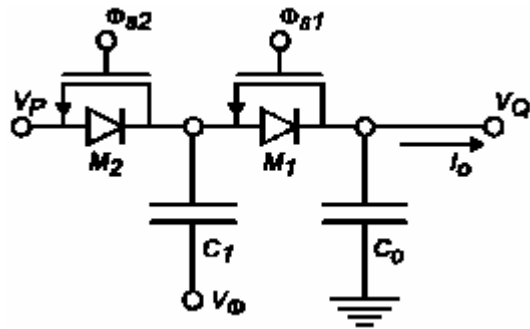
### Diody a přepínače

Nejsnazší cesta k implementaci diod v nábojových pumpách je použití izolovaných PN přechodů. Nicméně v mnoha CMOS technologiích není izolovaný PN přechod možný. V tomto případě mohou být diody nahrazeny MOS tranzistory se spojenými gaty s drainy. Výsledný dopředný sklon napětí této MOS diody je téměř shodný s prahovým napětím  $U_T$  MOS tranzistoru.



Obr. 5.23 (a) NMOS tranzistor zapojený jako dioda (b) nastavení NMOS přepínače [3]

Důmyslnějším řešením je použití MOS přepínačů namísto diod. V této konfiguraci je transistor  $N_2$  přepínačem. Pro dobrou vodivost napětí gatu tranzistoru  $N_2$  musí být přinejmenším prahové napětí vyšší, než napájecí napětí. Tohoto je dosaženo užitím zaváděcího kapacitoru  $C_s$ . Během doby, kdy je přepínač ve stavu „vypnuto“, clock je v logické nule. Během toho je napětí katody přinejmenším o prahové napětí vyšší než napětí na anodě. Transistor  $N_s$  spojí napájecí kapacitor  $C_s$  s anodovým napětím.



Obr. 5.24 Nábojová pumpa s parazitními DMOS diodami [3]

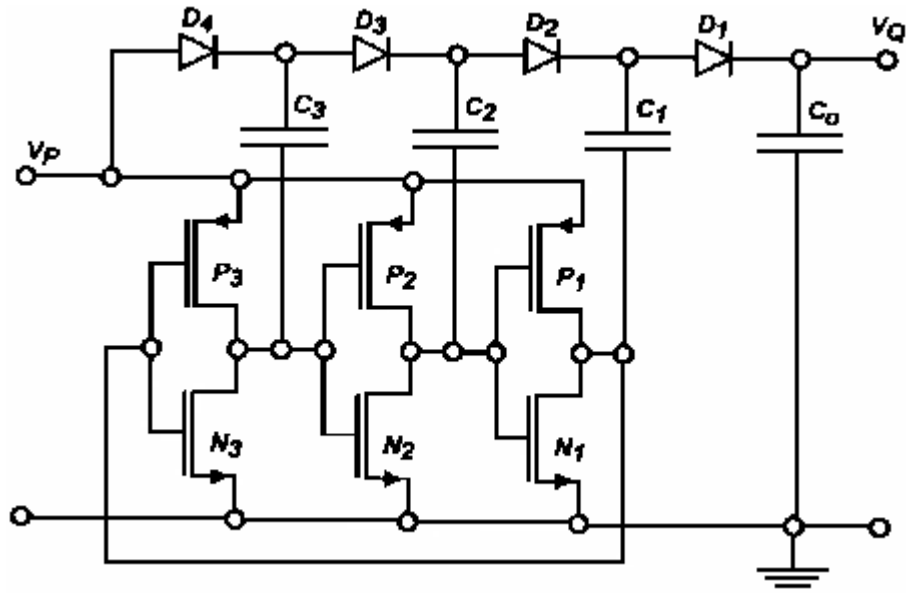
Přepínač zapnut, jestliže napětí anody je vyšší než katody. V tomto případě, transistor  $N_3$  je zavřený a když hodinový signál  $\Phi_s$  je v logické 1, tranzistor  $N_2$  sepne.

Výhodou použití přepínačů namísto diod je, že přepínače nemají pokles náběžné hrany napětí. Proto je výstupní napětí mírně větší. Nevýhodou je nutnost čtyř hodinových signálů, což vyžaduje komplexní časování.

V případě užití BCD technologie je také možné užít parazitní diody skryté v DMOS transistorech. Pokles náběžné hrany napětí může být redukován užitím vhodného napětí gat. Pak jsou znovu zapotřebí přídavné signály clock.

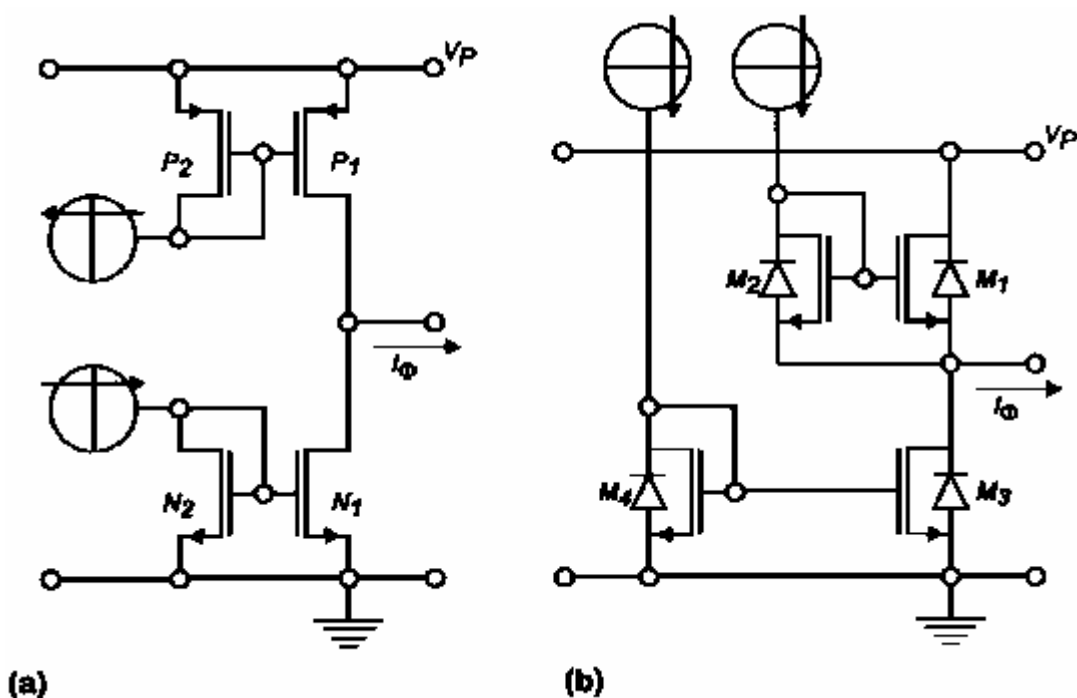
### Řídící obvody

Ve většině EEPROM aplikacích jsou užívány jednoduché CMOS invertory jako řízení pump. CMOS invertory mohou být přímo připojeny do zpětné vazby z kruhového oscilátoru.



Obr. 5.25 CMOS invertor jako řízení pumpy [3]

V případě proudového řízení je žádoucí možnost použití proudových zrcadel. Jedna z možností je vhodná pro plně integrované nábojové pumpy s malou proudovou kapacitou. V případě velké proudové kapacity, například při použití nábojové pumpy jakožto napájecího zdroje, je vyžadována možnost užití výkonových tranzistorů v kombinaci s externími kapacitami. Za účelem dosažení vysoké efektivity, zrcadlený podíl DMOS zrcadel musí být zvolen veliký (asi 1:1000). Pro všechny tyto ovladače je vyžadováno maximalizovat proudovou zatížitelnost a efektivitu. Pro DMOS ovladače toto znamená, že gate zatíženého zrcadla musí být řízen napětím vyšším, než  $U_p$ . Toto napětí může být odvozeno od výstupu nábojové pumpy.

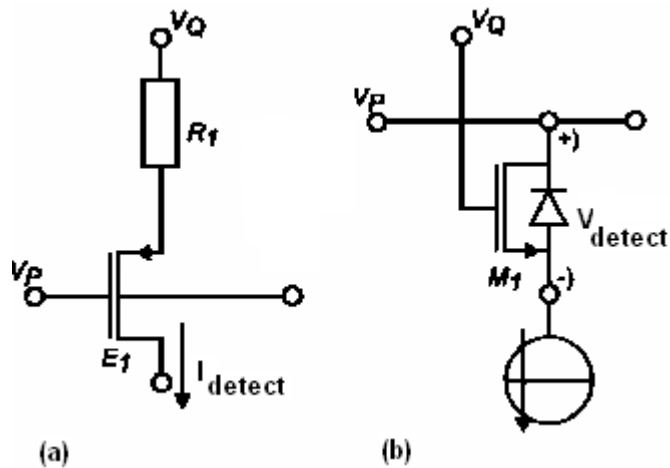


Obr. 5.26 Proudové řízení pro (a) nízké proudové zatížení (b) vysoké proudové zatížení [3]

### **Detekce výstupního napětí**

Za účelem řízení výstupního napětí nábojové pumpy je nezbytné měřit výstupní napětí. Toto může být problém, jelikož toto napětí je obvykle vyšší, než napájecí napětí. Snadným řešením je použití jednostranného UI-konvertoru.

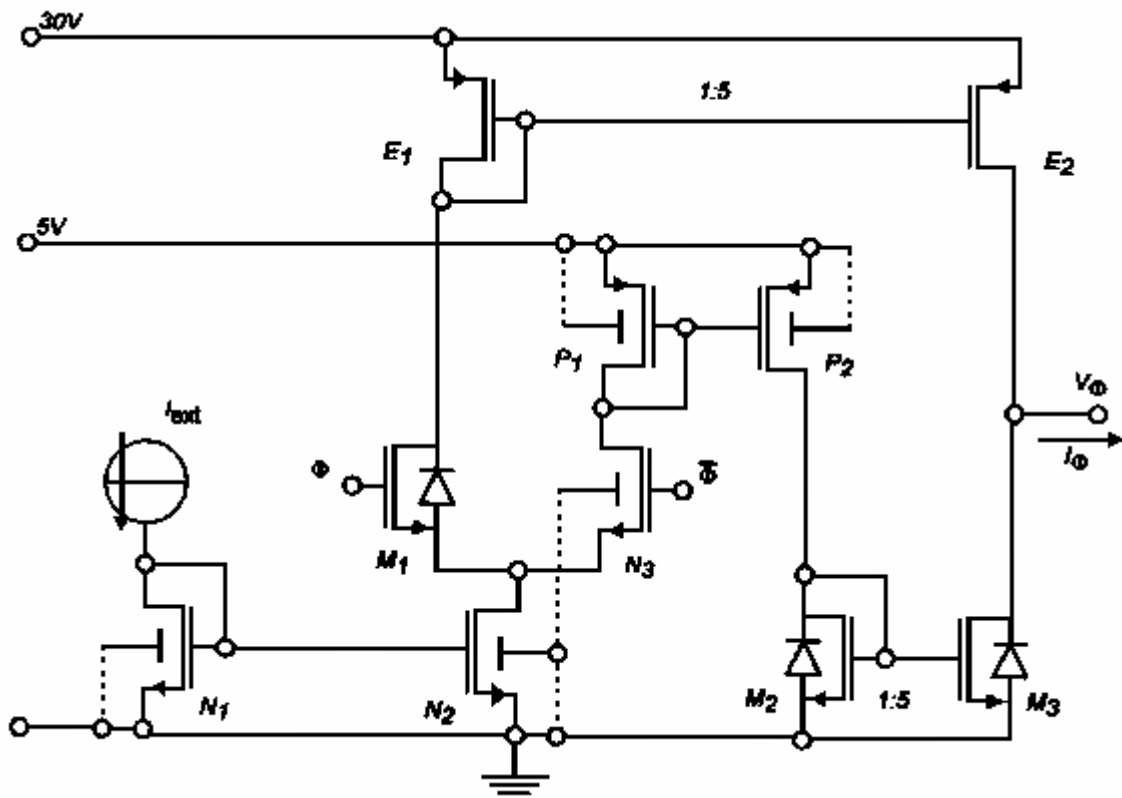
Nevýhodou této metody jsou velké hodnoty rezistorů potřebných pro redukci proudu potřebného pro obvod. Jestliže musí být generován pouze relativně malý napěťový rozdíl jako v případě ovladačů s DMOS gate, gate DMOS tranzistoru může být použit pro měření výstupního napětí. V tomto případě není vyžadován stejnosměrný proud z výstupu nábojové pumpy. Nicméně je vhodné použít tento obvod v kombinaci s Zenerovým ořezávacím zapojením pro ochranu DMOS tranzistoru před poškozením gate oxidu.



Obr. 5.27 Detekce výstupního napětí (a) jednostranná UI konverze (b) MOS tranzistor v triodě [3]

### Příklad realizace

Pumpa má dvoufázovou strukturu. Schéma jednoho z ovládacích obvodů se skládá z dvou proudových zrcadel  $M_2/M_3$  a  $E_1/E_2$ , pracujících na napájecím napětí 30V. Proudové zrcadlo  $E_1/E_2$  je zapojeno s takzvaným tranzistorem s prodlouženým drainem PMOS (EPMOS).



Obr. 5.28 Obvod řízení nábojové pumpy [3]

Jestliže na  $\Phi$  je log. 1, DMOS tranzistor  $M_1$  je otevřen a EPMOS proudové zrcadlo  $E_1/E_2$  je řízeno, takže proud  $I_\Phi$  je veden na výstup. Když hodinový signál  $\Phi$  je v log. 0, transistor  $N_3$  je otevřen a PMOS proudové zrcadlo  $P_1/P_2$  a DMOS proudové zrcadlo  $M_2/M_3$  jsou řízeny, takže proud  $I_\Phi$  na výstupu klesá. Velikost výstupního proudu  $I_\Phi$  je řízena externím zdrojem  $I_{ext}$ . Nábojová pumpa může pracovat v obou fázích jednotlivě, nebo v dvoufázovém módu, řízením dvou stran ve fázi, nebo v protifázi.

Oba napěťově řízené a proudově řízené módy mohou být vybrány změnou řídicího proudu  $I_{ext}$ . Řízení bylo navrženo takovým způsobem, že může dodat proud mnohem větší, než zatěžovací proud za účelem přiblížení módu napěťového řízení. Jestliže je vyžadován pouze proudem řízený mód, ovládací obvod může být vytvořen mnohem menší.

Hotový obvod nábojové pumpy je složen z povoleného oscilátoru běžícího na 1,67Mhz, nějaké řídicí logiky, dvou řídicích obvodech, dvou kapacitorů pumpy, jeden 16,7pF druhý 300pF a čtyř proudových diod. Obvod vyžaduje dvě napájecí napětí  $U_{low}$  (5V) a  $U_{high}$  (30V). Spodní část vyrovnávacího kapacitoru je připojena na napájecí napětí, takže napětí na tomto kapacitoru bude okolo 10V. Proto je vyrovnávací kapacitor vyroben z tlustého gate oxidu. Kapacitory pumpy jsou nabity na plné napájecí napětí, proto jsou realizovány tlustým oxidem.

Zatěžovací proud  $I_0$  byl ve všech případech 1,0mA. Redukce napěťového zvlnění oproti původnímu napěťovému řízení v jednofázovém módu a proudovým řízením v dvoufázovém módu je značný. Další redukce napěťového zvlnění je možná zlepšením návrhu řízení.

Kvůli saturaci proudových zrcadel v řídicích obvodech, řídicí proudy  $I_\Phi$  se sníží, jestliže se výstupní napětí řízení blíží napájecímu. Pro kompenzaci tohoto poklesu musí být zvýšen proud v nesaturační oblasti.

V této implementaci je proud zdroje roven poklesu proudu. Proto je možné, že výstupní napětí řízení nedosahuje spodní hranice a kapacitory pumpy nejsou plně zatíženy. Toto snižuje efektivní amplitudu řízení a tedy i výstupního napětí.

## 6 Závěr

Napětí vyšší než napájecí napětí mohou být generována napěťovými násobiči, nebo nábojovými pumpami. Nábojové pumpy nevyžadují cívky nebo transformátory a mohou proto být integrovány na čip. Integrovaná nábojová pumpa je atraktivní alternativou pro externí zaváděcí kapacitor.

V případě zatížení nábojové pumpy relativně vysokým proudem, zvlnění napětí může být významně sníženo užitím proudového řízení v dvoufázovém módu. Další výhodou tohoto operačního módu je, že se konstantní proud odvíjí od napájecího.

Bylo presentováno několik možností pro řízení výstupního napětí obvodu nábojové pumpy. Řízení je vyžadováno ze dvou důvodů. Výstupní napětí generované volně běžící nábojovou pumpou může způsobit poškození obvodu na výstupu. Zadruhé je často požadováno mít konstantní výstupní napětí pod proměnnou zatěžovací hodnotou.

Nábojové pumpy také mohou být použity jakožto napájecí zdroje. Nicméně pokud jsou vyžadovány velké proudy, musí být použity externí kapacitory. Obvody nábojových pump způsobují menší vyzařování než přepínací regulátory s cívkami, hlavně při užití proudem řízeného dvoufázového módu. U přepínaných regulátorů je pro vysokou účinnost nutná vysoká hodnota  $dU/dt$ .

## 7 Použitá literatura

- [1] MARCO BERKHOUT, Integrated audio amplifiers in BCD technology, Kluwer Academic Publishers, P.O. Box 17, 3300 AA Dordrecht, The Netherlands, 1997. 210 pp. ISBN 0-7923-8003-7
- [2] HUMLHANS, J. Nábojové pumpy – funkce, přehled a použití, Nakladatelství BEN – technická literatura, Věšínova 5, Praha 10 , 2002. 196 stran. ISBN 80-7300-046-6.
- [3] HAO SAN, HARUO KOBAYASHI, TAKAO MYONO, TAKASHI IJIMA, NOBUYUKI KUROIWA Highly-Efficient Low-Voltage-Operation Charge Pump Circuits Using Bootstrapped Gate Transfer Switches,
- [4] JIEH-TSORNG WU, KUEN-LONG CHANG MOS Charge Pumps for Low-Voltage Operation