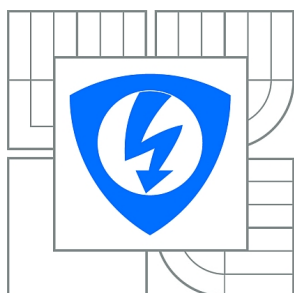


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ
ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH ZDVOJOVAČE NAPĚTÍ V TECHNOLOGII ACMOS 0,25

VOLTAGE DOUBLER DESIGN IN 0,25

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

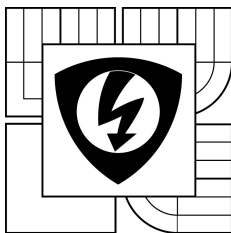
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. LADISLAV SYNEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Milan Valenta, ON Semiconductor,
Rožnov pod Radhoštěm

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Mikroelektronika

Student: Bc. Ladislav Synek

Ročník: 2

ID: 125313

Akademický rok: 2013/14

NÁZEV TÉMATU:

Návrh zdvojovače napětí v technologii ACMOS 0,25 μm

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Přehledně zpracujte problematiku generování napětí při návrhu IC pomocí spínaných zdrojů. Zpracujte možnosti, základní principy, využití, výhody a nevýhody a omezení dané technologií. Zaměřte se především na generování napětí pomocí nábojových pump. Zhodnoťte základní zapojení, využití, výhody a nevýhody a omezení dané technologií. Navrhněte zdvojovač napětí v technologii ACMOS 0,25 μm . Zaměřte se na návrhová řešení s nízkým rozkmitem a vysokou účinností se schopností dodat výstupní proud až 100 mA. Zvolte vhodný typ řízení a vyhodnoťte výhody či nevýhody daného typu řízení. Porovnejte pomocí simulací v prostředí CADENCE Virtuoso framework. Jaké jsou limitující faktory daného zapojení. Do návrhu zpracováváte řízení náběhu napětí, omezení maximálního nabíjecího proudu, atd.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 29.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Milan Valenta, ON Semiconductor, Rožnov pod Rad

Konzultanti diplomové práce:

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce se zabývá návrhem částečně integrovaného zdvojovače napětí v technologii AC-MOS 0,25 μm založeném na nábojové pumpě. Práce je rozdělena na dvě hlavní části, teoretickou a praktickou. V teoretické části jsou podrobně rozebrány topologie nábojových pump pro generování vyššího výstupního napětí než je vstupní napětí a popsány vybrané metody regulace výstupního napětí nábojových pump. Praktická část se zabývá vlastním návrhem nábojové pumpy, také je zde argumentován výběr topologie a typ regulace nábojové pumpy. Pro realizaci byly zvoleny tři typy regulace (Pulse Skip, Constant frequency a PWM), jejichž návrh je popsán. V podkapitolách práce příslušejících jednotlivým typům regulace jsou popsány všechny důležité bloky nábojové pumpy a jsou diskutovány výsledky simulací. V závěru jsou shrnuty dosažené výsledky práce návrhu nábojové pumpy, které jsou porovnány v závislosti na typu regulace výstupního napětí.

KLÍČOVÁ SLOVA

Nábojová pumpa, PulseSkip, Constant frequency, PWM, metody řízení nábojových pump, impulsní měniče, DC-DC měniče, zvyšování napětí, TPVD, MPVD, Makowski, Dickson, Min-Dou Ker, Wu and Chang's

ABSTRACT

This diploma thesis deals with the design of a partially integrated charge pump in 0.25 micron technology AC-MOS. The work is divided into two main parts, theoretical and practical. The theoretical section describes in detail various topologies of higher voltage generation of a charge pump and selected methods of regulating the output voltage of charge pumps. The practical part deals with the the actual design of a charge pump together with the arguments for the choice of the TPVD topology and the type of the regulation. Three regulation methods of a charge pump were implemented, tested and are dealt with: Pulse Skip, Constant frequency and PWM. There are 3 sub chapters, each describing a different regulation method, defining all the key elements of the design of such a charge pump and the results of the simulations are discussed. Conclusion of the thesis summarizes the results of the design of charge pumps, comparing them on the basis of the chosen type of output voltage regulation.

KEYWORDS

Charge pump, PulseSkip, Constant frequency, PWM, regulated charge pump, DC-DC converters, Step-up DC-DC converters, TPVD, MPVD, Makowski, Dickson, Min-Dou Ker, Wu and Chang's

SYNEK, Ladislav *Návrh nábojové pumpy v technologii AC-MOS 0,25 μm* : diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2014. 109 s. Vedoucí práce byl Ing. Milan Valenta,

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh nábojové pumpy v technologii AC MOS 0,25 μm “ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Milanu Valentovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost, strávený čas a podnětné návrhy k práci. Velice si cením jeho ochotné spolupráce.

Také bych rád poděkoval společnosti ON Semiconductor za poskytnutí technického vybavení, konzultací a rad odborníků.

Brno

.....
(podpis autora)

OBSAH

Úvod	13
1 Teoretická část	14
1.1 Nábojové pumpy	15
1.1.1 Nepřekrývající se řídicí signály (Non-overlapping clock) ([2], [3])	15
1.1.2 TPVD ([4], [5], [6], [7], [8], [14])	16
1.1.3 MPVD ([4], [5], [6])	20
1.1.4 Makowski ([5], [6])	23
1.1.5 Dickson ([6], [9], [10])	26
1.1.6 Wu and Chang's ([9], [10])	30
1.1.7 Ming-Dou Ker ([9], [10])	34
1.2 Regulace výstupního napětí nábojových pump	39
1.2.1 Pulse Skip ([2], [11], [12], [13])	39
1.2.2 Constant frequency ([8], [12], [13])	40
1.2.3 LinSkip ([12], [13])	41
2 Návrh nábojové pumpy	43
2.1 Funkce nábojové pumpy jako celku	44
2.1.1 Nábojová pumpa s regulací Pulse skip ([12], [13], [22])	44
2.1.2 Nábojová pumpa s regulací Constant frequency ([8], [12], [13], [22])	48
2.1.3 Nábojová pumpa s regulací PWM ([4], [5], [6], [7], [8], [22])	52
2.1.4 Porovnání vlastností	56
2.2 Popis funkce bloků nábojové pumpy	57
2.2.1 Spínače	57
2.2.2 Přepínač napětí pro izolované substráty ([8], [22])	64
2.2.3 Oscilátor ([17], [18], [22])	67
2.2.4 BG reference ([19], [20], [21], [22])	70
2.2.5 Pomalý náběh výstupního napětí ([22])	76
3 Závěr	78
Literatura	81
Seznam symbolů, veličin a zkratk	84
Seznam příloh	86

A	Parametry použitých součástek z technologické knihovny onc25	88
B	Modely reálných keramických kondenzátorů	91
C	Schéma zapojení oscilátoru	92
D	Schéma zapojení komparátoru oscilátoru	93
E	Schéma zapojení obvodu nepřekrývajících se řídicích signálů	94
F	Schéma zapojení pomalého náběhu	95
G	Schéma zapojení komparátoru pro pomalý náběh	96
H	Schéma zapojení přepínače napětí pro izolované substráty	97
I	Schéma zapojení komparátoru pro přepínač napětí pro izolované substráty	98
J	Schéma zapojení přepínače úrovní pro přepínač napětí pro izolované substráty	99
K	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací Pulse Skip	100
L	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací Constant frequency	101
M	Schéma zapojení operačního zesilovače pro nábojovou pumpu s regulací Constant frequency	102
N	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací PWM	103
O	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací typu Pulse Skip	104
P	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Constant frequency	105
Q	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací PWM	106
R	Schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci Pulse Skip	107

S	Schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci Constant frequency a PWM	108
T	Schéma zapojení BG reference	109

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Základní dělení spínaných zdrojů	14
1.2	Schéma zapojení non-overlapping clock	15
1.3	Časové závislosti napětí v obvodu	16
1.4	Schéma zapojení nábojové pumpy TPVD	17
1.5	Časové závislosti napětí a proudů v obvodu	18
1.6	Časová závislost výstupního napětí	18
1.7	Schéma zapojení nábojové pumpy MPVD	20
1.8	Časové závislosti napětí a proudů v obvodu	21
1.9	Časové závislosti výstupních napětí obvodu	22
1.10	Schéma zapojení nábojové pumpy Makowski	23
1.11	Časové závislosti napětí a proudů v obvodu	24
1.12	Časová závislost výstupního napětí	25
1.13	Schéma zapojení Dicksonovy nábojové pumpy	26
1.14	Časové závislosti napětí a proudů v obvodu	28
1.15	Časové závislosti napětí a proudů v obvodu	28
1.16	Časová závislost výstupního napětí	29
1.17	Schéma zapojení nábojové pumpy Wu and Chang's	30
1.18	Časové závislosti napětí v obvodu	32
1.19	Časové závislosti napětí v obvodu	32
1.20	Časové závislosti proudů v obvodu	33
1.21	Časová závislost výstupního napětí	33
1.22	Schéma zapojení nábojové pumpy Ming-Dou Ker	35
1.23	Časové závislosti napětí v obvodu	36
1.24	Časové závislosti proudů v obvodu	36
1.25	Časová závislost výstupního napětí	37
1.26	Princip regulace PulseSkip	39
1.27	Princip regulace Constant frequency	41
1.28	Princip regulace LinSkip	42
2.1	Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Pulse Skip	44
2.2	Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	45
2.3	Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	46
2.4	Časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	47
2.5	Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Constant frequency	48

2.6	Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	50
2.7	Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	50
2.8	Časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	51
2.9	Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací PWM	53
2.10	Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	54
2.11	Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu	54
2.12	Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a při typickém procesu	55
2.13	Blokové schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci typu Pulse Skip	58
2.14	Závislost efektivity nábojové pumpy na frekvenci spínání	60
2.15	Závislost zvlnění výstupního napětí nábojové pumpy na periodě řídicích signálů	60
2.16	Závislost výstupního napětí nábojové pumpy na periodě řídicích signálů	61
2.17	Závislost efektivity nábojové pumpy na ESR	61
2.18	Závislost výstupního napětí nábojové pumpy na ESR	62
2.19	Závislost zvlnění výstupního napětí nábojové pumpy na ESR	62
2.20	Blokové schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci typu Constant Frequency a PWM	64
2.21	Blokové schéma zapojení přepínače napětí pro izolované substráty . .	65
2.22	Časová závislost vstupních a výstupních napětí	66
2.23	Blokové schéma zapojení oscilátoru	67
2.24	Časové závislosti bloku oscilátoru	69
2.25	Blokové schéma zapojení vlastní BG reference	71
2.26	Teplotní závislost souběhu kolektorových proudů pro $V_{Bg} = 1.214$ V a napájecí napětí 2 V	72
2.27	Blokové schéma zapojení proudové reference	73
2.28	Blokové schéma zapojení zpožďovacího a spouštěcího obvodu	74
2.29	Časové závislosti vstupů a výstupů BG reference	75
2.30	Blokové schéma zapojení obvodu pomalého náběhu	77
2.31	Časové závislosti vstupů a výstupů pomalého náběhu	77

B.1	Model keramického kondenzátoru s kapacitou 1 μF	91
B.2	Model keramického kondenzátoru s kapacitou 10 μF	91

SEZNAM TABULEK

1.1	Výhody a nevýhody nábojové pumpy TPVD	19
1.2	Výhody a nevýhody nábojové pumpy MPVD	22
1.3	Výhody a nevýhody nábojové pumpy Makowski	25
1.4	Výhody a nevýhody Dicksonovy nábojové pumpy	29
1.5	Výhody a nevýhody nábojové pumpy Wu and Chang's	34
1.6	Výhody a nevýhody Ming-Dou Kerovi nábojové pumpy	37
2.1	Parametry nábojové pumpy s regulací Pulse Skip	48
2.2	Parametry nábojové pumpy s regulací Constant frequency	52
2.3	Parametry nábojové pumpy s regulací PWM	55
2.4	Porovnání jednotlivých nábojových pump s rozdílným typem regulace	57
2.5	Závislost efektivity, zvlnění a výstupního napětí nábojové pumpy na změnu hodnot kondenzátorů	63
2.6	Parametry bloku přepínače napětí pro izolované substráty	67
2.7	Parametry bloku oscilátoru	70
2.8	Parametry bloku BG reference	76
2.9	Parametry bloku pomalého náběhu	77
3.1	Hodnocení navržených nábojových pump s různým typem regulace	78
A.1	Parametry tranzistoru nmos5v z technologické knihovny onc25	88
A.2	Parametry tranzistoru pmos5v z technologické knihovny onc25	88
A.3	Parametry tranzistoru npn z technologické knihovny onc25	89
A.4	Parametry rezistoru rppoly z technologické knihovny onc25	89
A.5	Parametry rezistoru rphipoly z technologické knihovny onc25	90
A.6	Parametry kondenzátoru cmim2 z technologické knihovny onc25	90
A.7	Parametry kondenzátoru cpnw5v z technologické knihovny onc25	90

ÚVOD

Práce se zabývá návrhem částečně integrovaného zdvojovače napětí v technologii AC MOS 0.25 μm založeném na nábojové pumpě. Zdvojovač napětí je navržen dle zadání, kde je požadován, mimo jiné, maximální výstupní proud 100 mA, minimální zvlnění výstupního napětí a maximální účinnost. Navržený zdvojovač napětí je navržen se základními parametry: napájecí napětí 1.8 - 3.3 V, maximální výstupní proud 100 mA při minimálním napájecím napětí 2 V a výstupním regulovaném napětí 3.3 V, maximální výstupní proud 40 mA při napájecím napětí 1.8 V a výstupní regulovaném napětí 3.3 V. Zvlnění výstupního napětí se mění podle typu použité regulace, podle napájecího napětí a podle velikosti výstupního proudu (viz výsledky simulací).

Práce je rozdělena na dvě hlavní části, teoretickou a praktickou. Teoretická část se zabývá možnostmi, základními principy, použitím, výhodami/nevýhodami a omezením daným technologií u různých typů nábojových pump. Dále se zabývá některými typy regulace nábojových pump. Praktická část se zabývá vlastním návrhem nábojové pumpy v technologii AC MOS 0.25 μm . Návrh je zpracován pro tři různé typy regulace nábojové pumpy a výsledné parametry jsou následně porovnány.

Teoretická část se zabývá topologiemi nábojových pump. Mezi popsané topologie patří TPVD, MPVD, Makowski, Dickson, Wu and Chang's a Ming-Dou Ker. U každé z těchto topologií je popsán základní princip, jsou zobrazena odsimulovaná data dané topologie, je nastíněno použití dané topologie v praxi, v přehledné tabulce jsou zobrazeny výhody a nevýhody a je popsáno omezení dané výrobní technologií.

Praktická část nejprve popisuje daný návrh jako celek, následně jsou popsány jednotlivé funkční bloky, které jsou potřebné pro funkci nábojové pumpy. Zpočátku je popsána nábojová pumpa s regulacemi Pulse Skip, Constant frequency a PWM. U všech těchto regulací jsou zobrazena odsimulovaná data v grafech a tabulkách. Výhody a nevýhody daných typů regulací jsou následně porovnány v tabulce. Následně jsou popsány dílčí bloky, potřebné pro správnou funkci nábojové pumpy. Každý blok je popsán a odsimulované výsledky jsou zobrazeny ve formě grafů a tabulek. Odsimulované parametry nábojových pump s rozdílným typem regulace jsou následně porovnány a popsány.

V závěru práce jsou porovnány a zhodnoceny odsimulované výsledky, popsána možná vylepšení a možné dokončení nutné pro výrobu.

1 TEORETICKÁ ČÁST

Spínané zdroje můžeme rozdělit na dva základní typy podle akumulátoru energie: se spínanou cívkou a se spínaným kondenzátorem. Oba typy mohou jak napětí zvyšovat, tak i snižovat, záleží na zapojení měniče. Na obr. 1.1 je zobrazeno základní dělení měničů, které jsou následně popsány.

Spínané zdroje			
Cívka		Kondenzátor	
Zvyšující	Snižující	Dva řídící signály	Více řídících signálů
Zvyšující měnič	Snižující měnič	TPVD	MPVD
Invertující měnič SEPIC Čukův měnič		Dickson Makowski Wu and Chang's Ming-Dou Ker	

Obr. 1.1: Základní dělení spínaných zdrojů

U měničů se spínanou cívkou je rozdělení na zvyšující měniče a snižující běžné, ale u měničů se spínaným kondenzátorem se spíše uvažuje o tzv. nábojových pumpách, tedy měničích, které zvyšují napětí. Spínané kondenzátory v jistých zapojeních mohou samozřejmě napětí i snižovat, ale tato práce se zabývá převážně zvyšujícími měniči, nejvíce pak zvyšujícími měniči pracujícími na základě nábojových pump. Nábojové pumpy tedy následně rozlišujeme podle způsobu řízení na TPVD se dvěma (fázově otočenými) řídícími signály a MPVD s více řídícími signály, které jsou navzájem fázově posunuty.

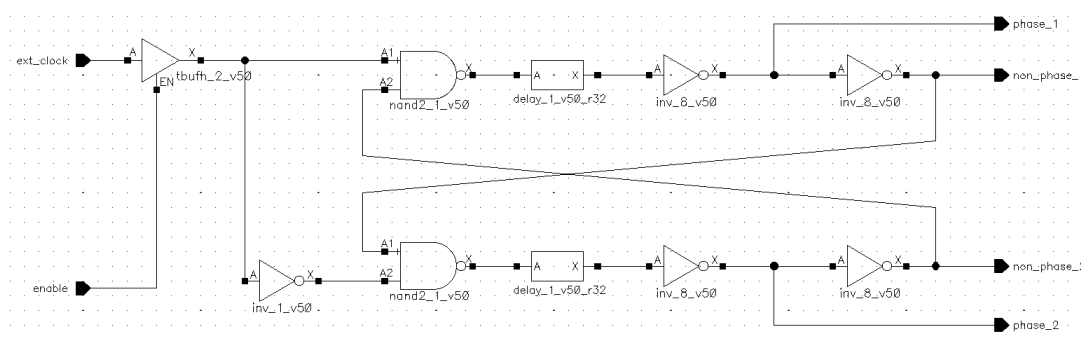
V práci jsou podrobně popsány pouze zvyšující měniče založené na nábojových pumpách, které jsou sepsány na obr. 1.1. Snižující měniče nejsou popsány z důvodu zaměření práce na zdvojovač napětí vytvořený na principu nábojové pumpy. V semestrálním projektu [1] jsou podrobně probrány jak zvyšující měniče se spínanou cívkou, tak se spínaným kondenzátorem (nábojové pumpy). V této diplomové práci se již měniči se spínanou cívkou nezabývám z důvodu rozsahu a zaměření práce.

1.1 Nábojové pumpy

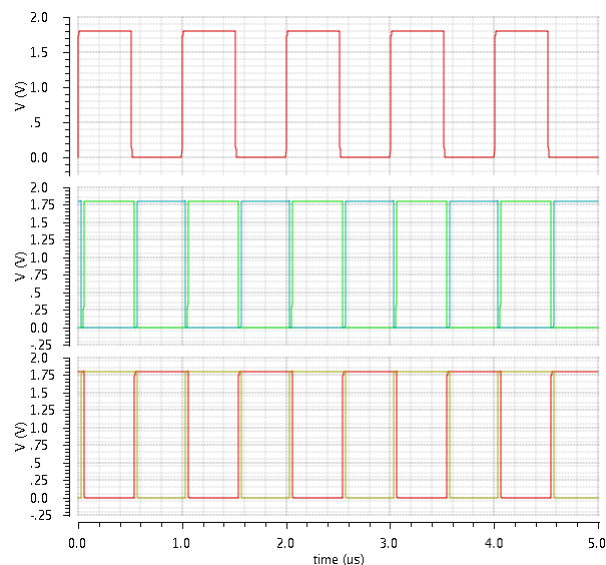
Nábojové pumpy jsou impulsní měniče napětí, které uchovávají energii v kondenzátorech. Účinnost těchto měničů může být stejná jako u impulsních měničů s cívkami (tedy kolem 90 %), ale mají mnohem menší výkonové zatížení. Největší nábojové pumpy, které se vyrábějí, mají výstupní proud maximálně 0,5 A, tedy i oproti nejjednodušším impulsním měničům je to zhruba 1/10 výkonu, jejich výhoda je ale zcela jiného charakteru. Nábojové pumpy jsou lépe implementovatelné na čip s méně externími součástkami oproti indukčním měničům a zabírají mnohem menší plochu na PCB. Nábojové pumpy mohou být využity pro napájení různých částí integrovaných obvodů, které potřebují vyšší (nebo nižší) napětí než je napájecí napětí. Tato práce se zabývá jen zvyšujícími měniči napětí, tedy problematika snižujících měničů zde nebude probírána. V této kapitole jsou postupně analyzována jednotlivá zapojení nábojových pump.

1.1.1 Nepřekrývající se řídicí signály (Non-overlapping clock) ([2], [3])

Základem každé nábojové pumpy je obvod, který zajišťuje nepřekrývání řídicích signálů tzv. Non-overlapping clock circuit. U každé nábojové pumpy musí být mezi sepnutí jedné a druhé fáze určitý minimální čas, po který jsou oba spínače rozepnuty. Toto opatření je z hlediska návrhu nábojových pump velice důležité z hlediska výkonu nábojové pumpy. Na obr. 1.2 je schéma zapojení a na obr. 1.3 jsou jednotlivé průběhy napětí non-overlapping clock systému. Jedná se o jednoduché zapojení, kde se na jedné straně připojí zdroj hodin a na straně druhé vystupují dva (čtyři) řídicí signály, které jsou navzájem fázově obráceny s bezpečnostní rezervou.



Obr. 1.2: Schéma zapojení non-overlapping clock



Obr. 1.3: Časové závislosti napětí (sestupně) ext_clock, phase_1 a phase_2, non:phase_1 a non_phase_2

1.1.2 TPVD ([4], [5], [6], [7], [8], [14])

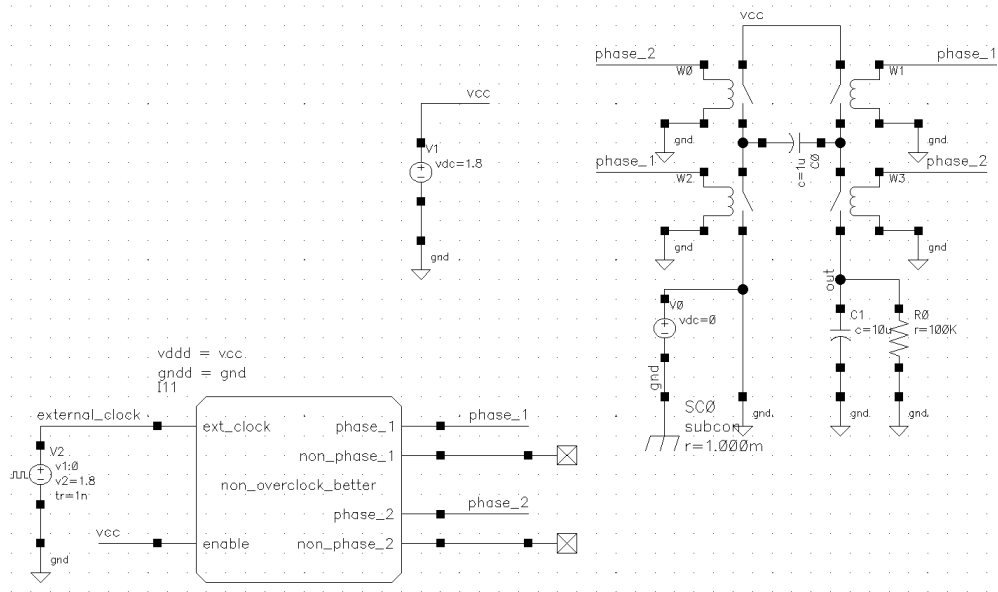
Základní princip funkce nábojových pump lze lépe vysvětlit na dvou základních modulech nábojových pump, ze kterých následně vycházejí složitější zapojení těchto měničů. Jedním ze základních zapojení je nábojová pumpa TPVD (Two Phase Voltage Doubler (TPVD)) neboli česky zdvojovač napětí řízený dvěma řídicími signály s rozdílnou fází (většinou posunutou o 180°). Obsahuje pouze jeden vnitřní kondenzátor, do kterého je ukládána energie a následně je tato energie ve formě napětí sečtena s napětím zdroje, výsledné napětí je poté dvojnásobné oproti napájecímu napětí. Nábojová pumpa typu TPVD je zobrazena na obr. 1.4.

Možnosti návrhu

Práce se převážně zabývá návrhem nábojové pumpy na čipu. Návrh této pumpy je samozřejmě možný i pomocí diskrétních součástek. Koncepce TPVD se ale většinou navrhuje na čipu.

Základní princip

V první fázi jsou sepnuty spínače W1 a W2 a kondenzátor C0 je nabíjen na úroveň napájecího napětí 1,8 V. V druhé fázi jsou sepnuty spínače W0 a W3 a napětí na kondenzátoru je sečteno s napájecím napětím. Byla-li zvolena správná frekvence řídicího signálu a kondenzátor se stačil během této doby nabít na napětí napájecího



Obr. 1.4: Schéma zapojení nábojové pumpy TPVD

napětí, bude na výstupu v druhé fázi dvojnásobná hodnota napětí. Za jakou dobu bude na výstupu dvojnásobné napětí, závisí na velikosti kondenzátorů C_0 a C_1 a na velikosti napájecího napětí, ale také na zvolené střídě a frekvenci řídicího signálu. Výstupní napětí by se mělo ideálně přibližovat hodnotě $2 \cdot V_{CC}$, ale vzhledem ke ztrátám při přenosu náboje bude výstupní napětí menší, viz. rovnice (1.1), citováno z [14], a se započtením ztrát na spínačích rovnice (1.2), citováno z [14]. Zvlnění výstupního napětí je vyjádřeno rovnicí (1.3), citováno z [14].

$$V_{out} = \frac{C_{OUT}}{C_{FLY} \cdot C_{OUT}} \cdot 2 \cdot V_{DD} \quad (1.1)$$

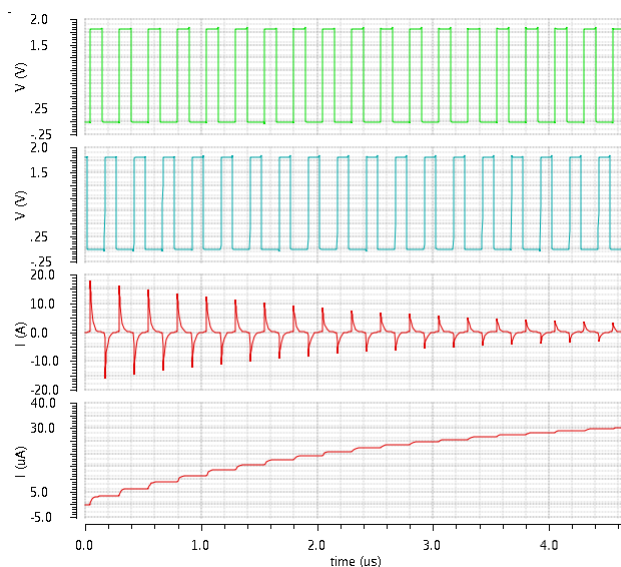
$$V_{out} = \frac{C_{FLY}}{C_{FLY} \cdot C_{OUT}} \cdot 2 \cdot V_{DD} - I_{LOAD} \cdot \sum_{i=1}^4 R_{Sw} \quad (1.2)$$

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT}}{f_{OSC} \cdot C_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{f_{osc} \cdot R_L \cdot C_{OUT}} \quad (1.3)$$

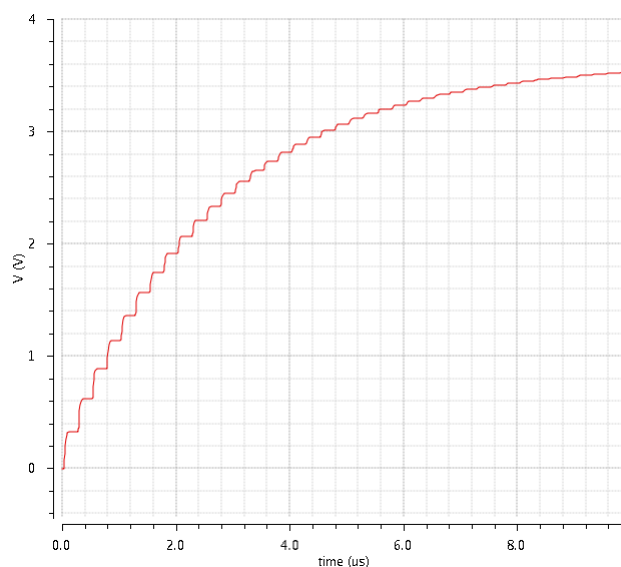
Kde V_{OUT} je hodnota výstupního napětí, C_{FLY} kapacita spínaného kondenzátoru, C_{OUT} kapacita výstupního kondenzátoru, V_{DD} hodnota napájecího napětí, I_{LOAD} hodnota výstupního proudu, R_{Sw} odpor spínačů (tranzistorů) v sepnutém stavu, V_{RIPPLE} hodnota zvlnění výstupního napětí, f_{osc} frekvence řídicích signálů a R_L hodnota zátěže.

Na obr. 1.5 jsou zobrazeny časové průběhy řídicích napětí a proudů přes jednotlivé součástky a na obr. 1.6 je zobrazeno výstupní napětí v závislosti na čase.

Všechny průběhy byly simulovány při napájecím napětí 2 V, frekvenci řídicího signálu 4 MHz se střídou 50 %, s kondenzátorem C0 o kapacitě 100 nF, výstupním kondenzátorem C1 o kapacitě 1 μ F. Spínače měly odpor v sepnutém stavu cca 100 m Ω a ve vypnutém stavu cca 1 T Ω .



Obr. 1.5: Časové závislosti (sestupně) řídicího napětí phase_1, řídicího napětí phase_2, proudu kondenzátorem a proudu zatěžovacím rezistorem



Obr. 1.6: Časová závislost výstupního napětí

Využití

Tento design nábojové pumpy je jedním z nejrozšířenějších v oblasti návrhu nábojových pump. Nábojové pumpy TPVD se využívají spíše pro nízké napětí, ale pro vyšší výstupní výkony. Jestliže je zapojen externí spínaný kondenzátor s dostatečnou kapacitou a jestliže jsou spínače dostatečně dimenzovány, může toto zapojení dodávat relativně vysoký výkon. Největší problém činí právě správný návrh spínačů.

Výhody/nevýhody

V tab. 1.1 jsou sepsány výhody a nevýhody použití nábojové pumpy TPVD.

TPVD	
Výhody	Nevýhody
jednoduché zapojení, lehce implementovatelné	spíše pro použití s externím kondenzátorem
možno dosáhnout relativně velkého výkonu	pro dvojnásobné napětí je potřeba 4 stejně velkých tranzistorů dimenzovaných na daný výstupní proud
úbytek napětí závisí pouze na odporu tranzistoru při sepnutém stavu	ztrojování a vyšší násobení napětí není vhodné touto nábojovou pumpou provádět – příliš mnoho tranzistorů
použitelné spíše pro větší výkony a s externím kondenzátorem, pro malé výkony existují výhodnější zapojení	

Tab. 1.1: Výhody a nevýhody nábojové pumpy TPVD

Omezení dané technologií

Největším omezením je samozřejmě použití externího kondenzátoru. Lze použít i integrovaný kondenzátor, ale jeho kapacita bude velice malá a bude zabírat na čipu velký prostor. Dalším důvodem použití externího kondenzátoru je použití této nábojové pumpy spíše pro vyšší výkony. Malý integrovaný kondenzátor by nedokázal uchovat dostatečný náboj pro daný výkon.

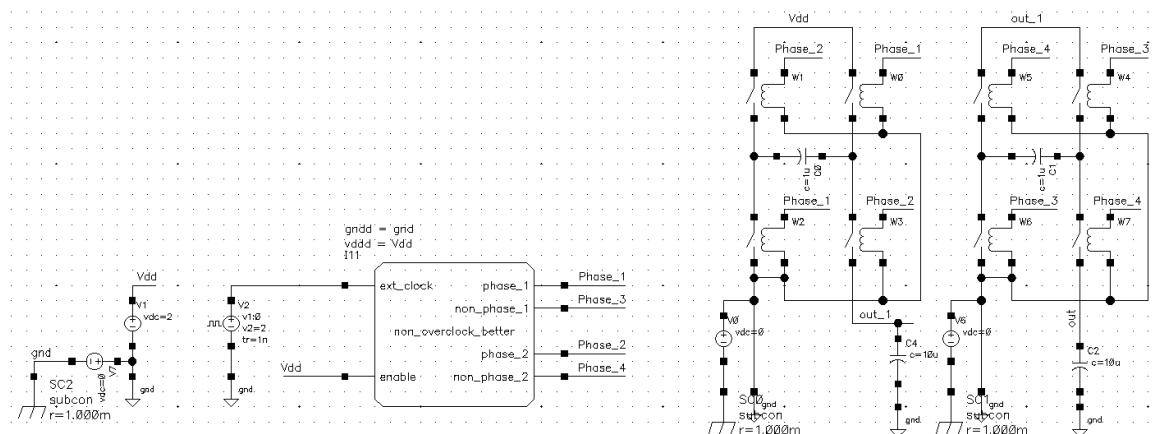
Druhým omezením je použití tranzistorů jak s vodivostí N, tak i s vodivostí P, se substrátovým kontaktem u tranzistorů s vodivostí P. U této nábojové pumpy je

potřeba přepínat napěťovou úroveň izolovaných substrátů na některých tranzistorech z důvodu spolehlivého spínání.

Třetím omezením je minimální odpor kanálů při otevření tranzistorů a při protékání nejvyššího proudu a maximální odpor při uzavření tranzistorů. Tranzistory by měly mít rozumně zvolenou velikost kanálů v závislosti na dané technologii.

1.1.3 MPVD ([4], [5], [6])

Druhým základním zapojením nábojové pumpy je MPVD (Multi Phase Voltage Doubler) neboli zdvojovač napětí s vícefázovým řízením. Zapojení této nábojové pumpy (obr. 1.7) je stejné jako u nábojové pumpy TPVD s tím rozdílem, že jednotlivé bloky se řídí jiným fázově posunutým napětím. Tedy např. pro nábojovou pumpu složenou z dvou těchto bloků musí být čtyři řídicí signály s různou fází.



Obr. 1.7: Schéma zapojení nábojové pumpy MPVD

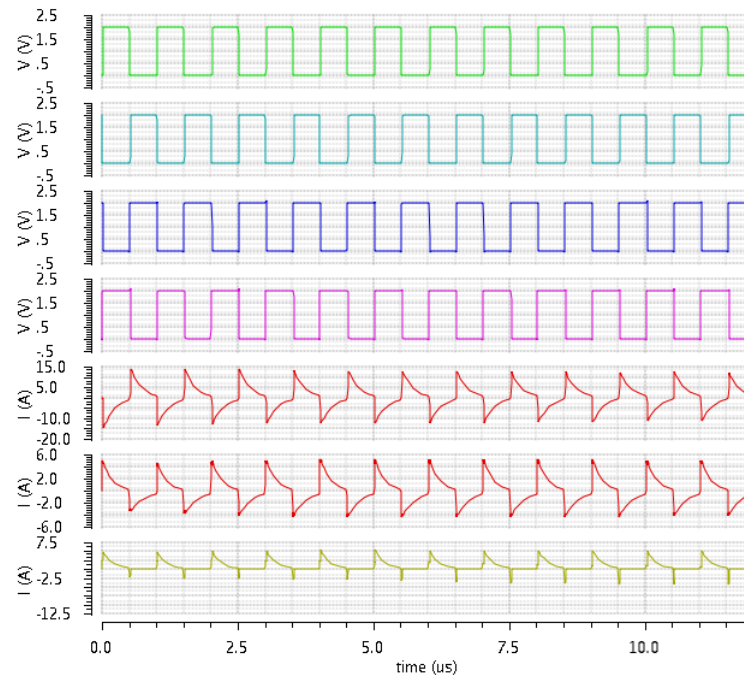
Možnosti návrhu

Návrh nábojové pumpy je nejčastěji realizován pomocí specializovaných obvodů, ale lze jej provést i na diskretních součástkách, i když tento návrh nemá, z důvodu velikosti, smysl. Jako spínače se opět nejvíce používají MOSFET tranzistory, kondenzátory u této pumpy jsou nejčastěji externě připojeny k integrovaného obvodu.

Základní princip

V první fázi jsou sepnuty spínače W0 a W2 a je nabíjen kondenzátor C0, ve druhé fázi jsou sepnuty spínače W1 a W3 a nabitý kondenzátor je připojen sériově s napájecím zdrojem, na výstupu se tedy objeví (po několika cyklech) dvojnásobné napětí oproti

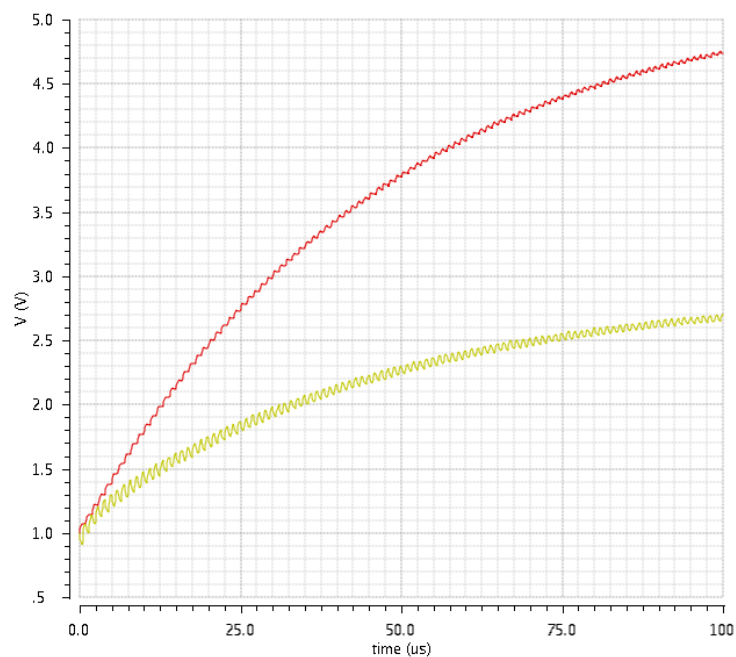
vstupnímu. V době, kdy se na výstupu prvního bloku objeví dvojnásobné napětí, jsou už sepnuty spínače W4 a W6 a je nabíjen kondenzátor C1 na hodnotu přibližně $2 \cdot V_{DD}$. V dalším kroku jsou sepnuty spínače W5 a W7 a na výstupu by se mělo objevit napětí $4 \cdot V_{DD}$. Výstupní napětí velice závisí na rozložení fází u řídících signálech. Možná je také konstrukce s např. dvojnásobnou frekvencí druhého bloku oproti prvnímu bloku. Na obr. 1.8 jsou zobrazeny časové závislosti napětí řídících signálů a proudů přes jednotlivé součástky, na obr. 1.9 je zobrazena časová závislost výstupního napětí. Všechny průběhy byly simulovány při napájecím napětí 2 V, frekvenci řídícího signálu 1 MHz se střídou 50 % s kondenzátory C0 a C1 o kapacitě 1 μF , výstupními kondenzátory C2 a C4 o kapacitě 10 μF . Spínače měly odpor v sepnutém stavu cca 100 m Ω a ve vypnutém stavu cca 1 G Ω .



Obr. 1.8: Časové závislosti (sestupně) řídících napětí phase_1, phase_2, phase_3 a phase_4, proudu kondenzátorem C0, proudu kondenzátorem C1 a proudu kondenzátorem C2

Využití

Využití je stejné jako u nábojové pumpy TPVD, rozdíl spočívá v menším zvlnění u nábojové pumpy typu MPVD. Koncepte MPVD je méně používána než koncepte TPVD z důvodu složitějšího řízení spínačů.



Obr. 1.9: Časové závislosti výstupních napětí jednotlivých bloků na čase (první blok žlutá barva, druhý blok červená barva)

Výhody/nevýhody

V tab. 1.2 jsou sepsány výhody a nevýhody použití nábojové pumpy MPVD.

MPVD	
Výhody	Nevýhody
menší výstupní zvl- nění než u TPVD	většinou s externími kondenzátory
jednoduchý design	dvakrát více spínačů než u TPVD a více kondenzátorů
	složitější řízení než u TPVD
spíše pro vyšší výstupní proudy	

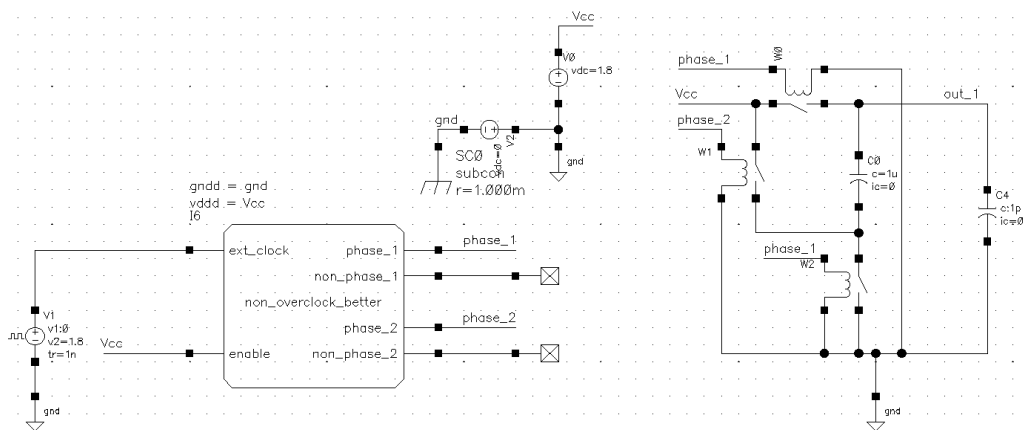
Tab. 1.2: Výhody a nevýhody nábojové pumpy MPVD

Omezení dané technologií

Tento typ nábojové pumpy je takřka stejný jako předchozí nábojová pumpa TPVD, jediným rozdílem je více stupňů a řídicích signálů. Omezení dané technologií je tedy stejné jako u předchozího případu. Jediné, co je nutné dodržet ještě více než u předchozí nábojové pumpy, je odpor kanálu tranzistorů při sepnutí, ten je nutné mít na velice nízké úrovni, jinak budou na tranzistorech velké ztráty. Tato nábojová pumpa se tedy spíše hodí pro menší výstupní proudy.

1.1.4 Makowski ([5], [6])

Nábojová pumpa Makowski (obr. 1.10) využívá oproti TPVD o jeden spínač méně, ale je u ní problém s větším zvlněním než u jiných nábojových pump.



Obr. 1.10: Schéma zapojení nábojové pumpy Makowski

Možnosti návrhu

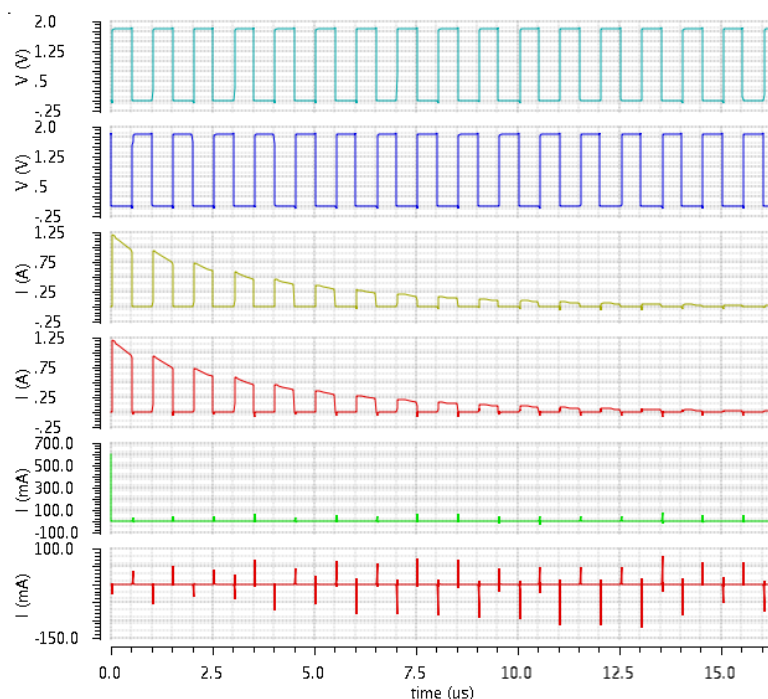
Z hlediska použití tří spínačů oproti čtyřem, jak tomu bylo u nábojové pumpy TPVD, je plocha, kterou zabírá tato nábojová pumpa, daleko menší než u TPVD, ale je mnohem složitější zabezpečit malé překmity výstupního napětí.

Základní princip

V první fázi jsou sepnuty spínače W0 a W2 a je nabíjen kondenzátor C0 na hodnotu napájecího napětí. V druhé fázi je přepnut kondenzátor do série s napájecím napětím, součet napětí se objeví na výstupním kondenzátoru C1. Dvojnásobné napětí na výstupním kondenzátoru se neobjeví okamžitě, ale až po několika cyklech. Výstupní napětí má relativně velký rozkmit, proto se tato nábojová pumpa využívá v aplikacích, kde tento rozkmit nevadí. Na obr. 1.11 jsou zobrazeny časové závislosti

řídících napětí a proudů jednotlivými součástkami, na obr. 1.12 je zobrazena časová závislost výstupního napětí.

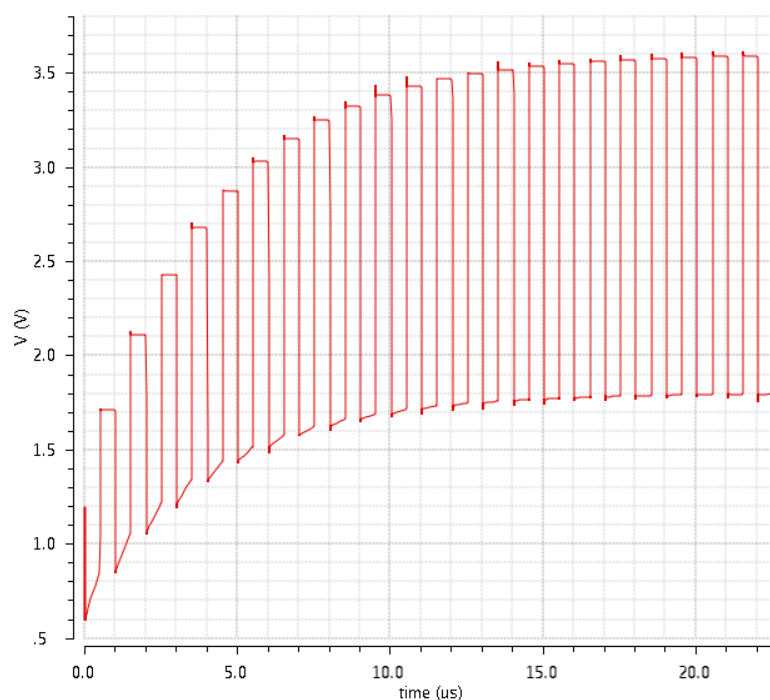
Všechny průběhy byly simulovány při napájecím napětí 2 V, frekvenci řídicího signálu 1 MHz se střídou 50 %, s kondenzátorem C0 o kapacitě 1 μF , výstupním kondenzátorem C1 o kapacitě 10 μF . Spínače měly odpor v sepnutém stavu cca 1 Ω a ve vypnutém stavu cca 10 M Ω .



Obr. 1.11: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1 a phase_2, proudu spínačem W0, proudu kondenzátorem C0, proudu spínačem W1 a proudu kondenzátorem C1

Využití

Koncept nábojové pumpy Makowski je méně využíván než např. nábojová pumpa TPVD, je to z důvodu rozkmitu výstupního napětí. Využívá se např. na vybuzení LED diod, kterým velký rozkmit napětí nevadí a při vysoké frekvenci spínání není vůbec pozorovatelný.



Obr. 1.12: Časová závislost výstupního napětí

Výhody/nevýhody

V tab. 1.3 jsou sepsány výhody a nevýhody použití nábojové pumpy Makowski.

Makowski	
Výhody	Nevýhody
méně spínacích tranzistorů a z toho plynoucí menší rozměry na čipu	spíše pro použití s externím kondenzátorem
	větší zvlnění výstupního napětí -> použitelné jen pro některé aplikace

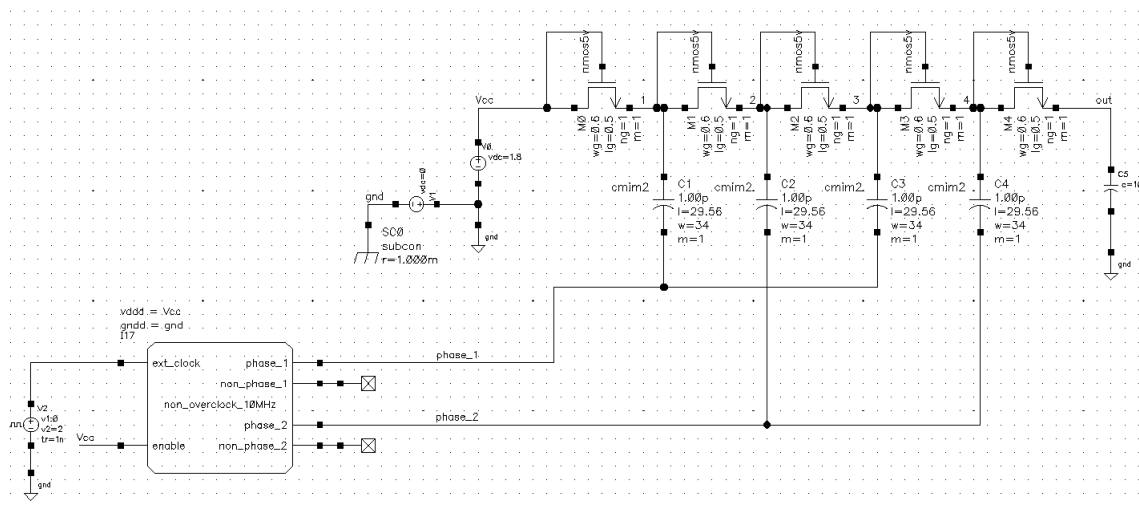
Tab. 1.3: Výhody a nevýhody nábojové pumpy Makowski

Omezení dané technologií

Na rozdíl od předchozích dvou nábojových pump obsahuje nábojová pumpa Makowski pouze tři tranzistory. Dva tranzistory jsou použity při nabíjení kondenzátoru a třetí je použit pro sériové spojení kondenzátoru se vstupním zdrojem napětí. Okamžité výstupní napětí může být tedy vyšší, protože je úbytek jen na jednom tranzistoru namísto dvou. Samozřejmě důsledkem činnosti této pumpy je na výstupu napětí zvlněno o velikost vstupního napětí. Omezení dané nábojové pumpy jsou jinak stejné jako u nábojové pumpy TPVD.

1.1.5 Dickson ([6], [9], [10])

Dicksonova nábojová pumpa je nejrozšířenější implementovanou nábojovou pumpou v integrovaných obvodech. Důvodem je možnost její plné integrace, včetně kondenzátorů. V takovém případě je nábojová pumpa plně funkční s integrovanými kondenzátory, ale má velmi omezený výkon. Zvýšení výkonu je možné změnou řídicí frekvence, zvětšením tranzistorů, ale také zvětšením kapacity kondenzátorů, která je omezena technologií. Schéma Dicksonovy nábojové pumpy je na obr. 1.13.



Obr. 1.13: Schéma zapojení Dicksonovy nábojové pumpy

Možnosti návrhu

Dicksonovu nábojovou pumpu lze vytvořit dvěma způsoby. Jednak je možno použít klasické MOSFET tranzistory zapojené jako diody. Tímto řešením ale ztrácíme na každém tranzistoru napětí o velikosti V_{Th} . Druhou možností je použití rychlých Shottkyho diod se spínacím napětím kolem 0,2 V nebo méně (záleží na procesu a

technologii). V každém případě nastane u tohoto zapojení nábojové pumpy vždy nějaký úbytek napětí.

Základní princip

Nejprve je uvažováno, že první řídicí signál (phase_1) je v nulové hodnotě, druhý řídicí signál (phase_2) má hodnotu napájecího napětí a všechny kondenzátory jsou vybité. V tomto případě je tedy otevřen tranzistor M0 a je nabíjen kondenzátor C0 na hodnotu $V_{CC} - V_{Th}$. Následně v dalším cyklu oscilátoru je obráceno napětí na řídicích signálech. Napětí na kondenzátoru je sečteno s napětím prvního řídicího signálu, je otevřen tranzistor M1 a na kondenzátoru C1 se objeví $2 \cdot V_{CC} - 2 \cdot V_{Th}$. Stejně se napětí násobí v dalších částech obvodu. V tomto zapojení by mělo být výstupní napětí přibližně $5 \cdot V_{CC} - 5 \cdot V_{Th}$. Přesná rovnice pro výstupní napětí Dicksonovy nábojové pumpy je (1.4), citováno z [14]. Zvlnění výstupního napětí je přibližně stejné jako v rovnici (1.3).

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \cdot \left(\frac{C}{C + C_S} \cdot V_{\Phi} - V_{Th} - \frac{I_{OUT}}{(C + C_S) \cdot f_{OSC}} \right) - V_{Th} \quad (1.4)$$

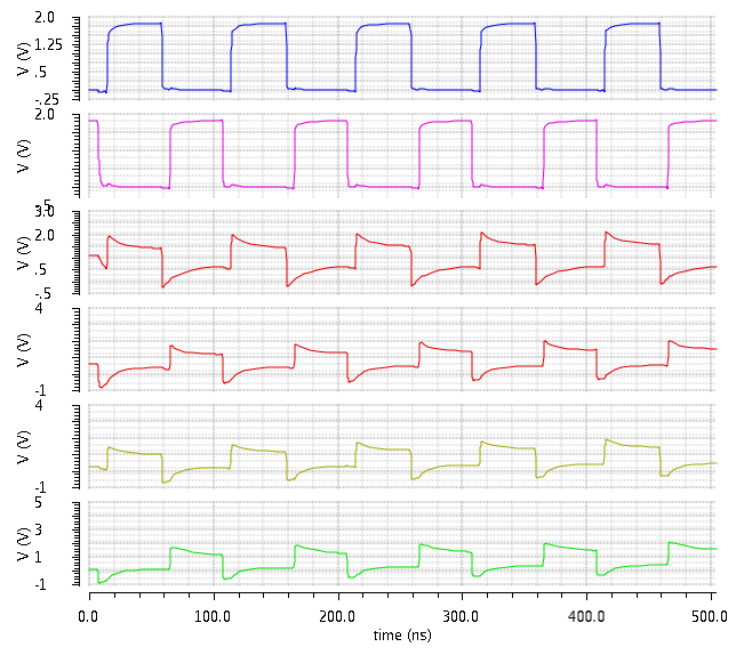
Kde V_{OUT} je výstupní napětí, V_{IN} napájecí napětí, N počet bloků, C kapacita spínaných kondenzátorů, C_S parazitní kapacita hradel, V_{Φ} řídicí napětí, V_{Th} prahové napětí tranzistorů, I_{OUT} proud, který teče do zátěže, a f_{osc} je frekvence řídicích signálů.

Na obr. 1.14 jsou zobrazeny časové závislosti řídicích napětí a napětí v jednotlivých větvích, na obr. 1.15 jsou časové závislosti proudů jednotlivými tranzistory a kondenzátory a na obr. 1.15 je časová závislost výstupního napětí.

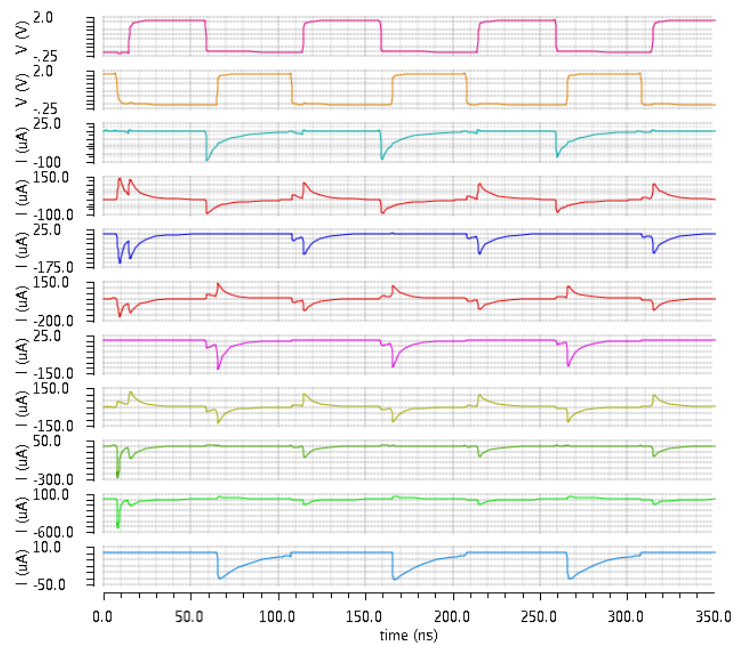
Všechny průběhy byly simulovány při napájecím napětí 1,8 V, kapacitě kondenzátorů C1 – C4 1 pF, kapacitě výstupního kondenzátoru 10 pF, frekvenci řídicích signálů 10 MHz a při rozměrech tranzistorů 0,6/0,5 μm , simulace probíhala na-prázdko, bez zátěže.

Využití

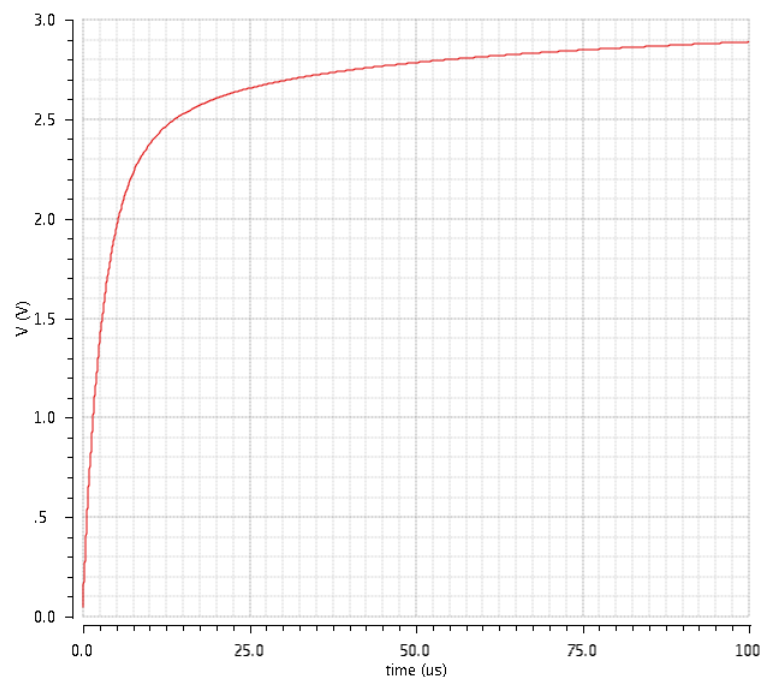
Zapojení Dicksonovy nábojové pumpy se používá, pro svoji jednoduchost, při implementaci v integrovaných obvodech. V upravených zapojeních je možné omezit úbytek napětí V_{Th} a zvýšit tak účinnost i výstupní napětí této nábojové pumpy. Úpravy této nábojové pumpy budou probrány dále.



Obr. 1.14: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1, phase_2 a napětí v bodech 1 až 4



Obr. 1.15: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1, phase_2 a proudů tranzistorem M0, kondenzátorem C1, tranzistorem M1, kondenzátorem C2, tranzistorem M2, kondenzátorem C3, tranzistorem M3, kondenzátorem C4 a tranzistorem M4



Obr. 1.16: Časová závislost výstupního napětí

Výhody/nevýhody

V tab. 1.4 jsou sepsány výhody a nevýhody použití Dicksonovy nábojové pumpy.

Dickson	
Výhody	Nevýhody
jednoduchá koncepce	nedokonalý přenos náboje -> malá efektivita
málo spínacích prvků - > malá plocha na čipu	úbytek napětí V_{Th} na spínacích prvcích

Tab. 1.4: Výhody a nevýhody Dicksonovy nábojové pumpy

Omezení dané technologií

Dicksonova nábojová pumpa se na první pohled od předchozích dvou velice odlišuje, je to dáno jiným použitím této pumpy a trochu jiným principem činnosti.

Prvním omezením daným technologií je použití tranzistorů (nebo Schottkyho diod) s co možná nejmenším prahovým napětím tranzistorů V_{Th} nebo s malým spínacím napětím Schottkyho diod.

1.1.6 Wu and Chang's ([9], [10])

The schematic diagram illustrates a 5-phase PLL system. It begins with a 360-degree phase shifter, which is a chain of five 72-degree phase shifters. Each phase shifter is implemented using a current source and a capacitor. The output of the phase shifter is connected to the PLL block. The PLL block is a standard PLL with a feedback loop. The output of the PLL is connected to a 5-phase output driver. The output driver consists of five PMOS and NMOS transistors, each driven by one of the five phases. The schematic is implemented in a 180nm technology.

Možnosti návrhu

Základní princip

30

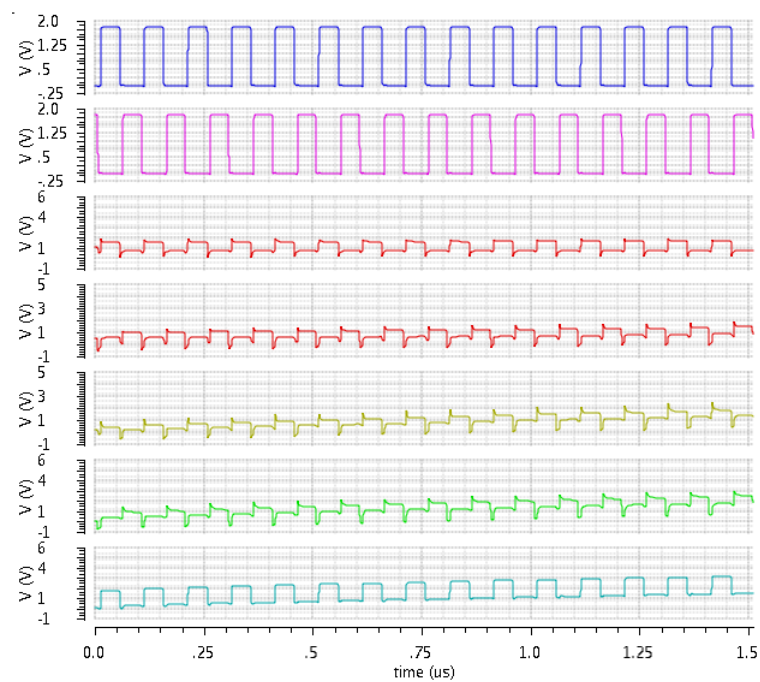
je zavřený. V druhé fázi se obrátí napětí na řídicích signálech a k napětí na kondenzátoru, které je $V_{CC} - V_{Th}$, se přičte napětí řídicího signálu, které je obvykle stejné velikosti jako napájecí napětí V_{CC} . Následně je otevřen tranzistor M1 a kondenzátor C1 je nabíjen napětím $2 \cdot V_{CC} - 2 \cdot V_{Th}$. Jakmile dojde k nabití kondenzátoru C1, může být napájen invertor tvořený tranzistory M10 a M15. Napájecí napětí invertoru tvořeného těmito tranzistory je $V_{CC} - 2 \cdot V_{Th}$ až $2 \cdot V_{CC} - 2 \cdot V_{Th}$, protože záleží na napětí na druhém řídicím signálu. Invertor hlídá napětí na kondenzátoru C0, následně řídí tranzistor M5, který pomáhá nabíjet kondenzátor na plnou hodnotu V_{CC} . Podobně pracují i následující bloky. Na obr. 1.18 jsou zobrazeny časové závislosti řídicích napětí phase_1, phase_2 a napětí v uzlech 1 až 5, na obr. 1.19 jsou časové závislosti řídicích napětí phase_1, phase_2 a napětí v uzlech G1 až G4. Na obr. 1.20 jsou zobrazeny časové závislosti řídicích napětí phase_1, phase_2 a proudů přes kondenzátory C0 až C4. Na posledním obrázku obr. 1.21 je zobrazena časová závislost výstupního napětí.

Všechny průběhy byly simulovány při napájecím napětí 1,8 V, kapacitě kondenzátorů C1 – C4 100 fF, kapacitě výstupního kondenzátoru 1 pF, frekvenci řídicích signálů 10 MHz, simulace probíhala naprázdno, bez zátěže.

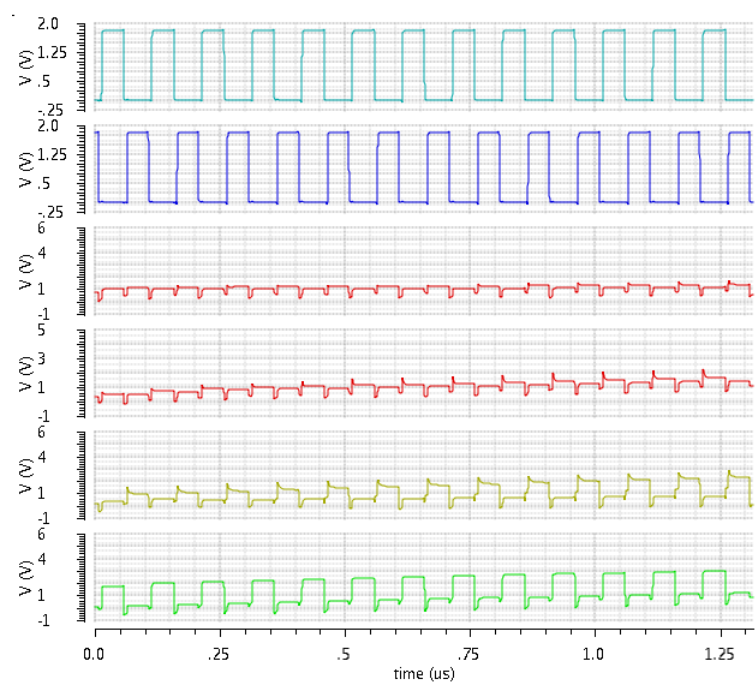
Rovnice pro nábojovou pumpu Wu and Chang's bude velice podobná rovnici pro Dicksonovu nábojovou pumpu. Výstupní napětí ale musí být zaručeně vyšší než u Dicksonovy nábojové pumpy, ale vždy bude na tranzistorech nějaký úbytek, i když menší než u Dicksonovy nábojové pumpy.

Využití

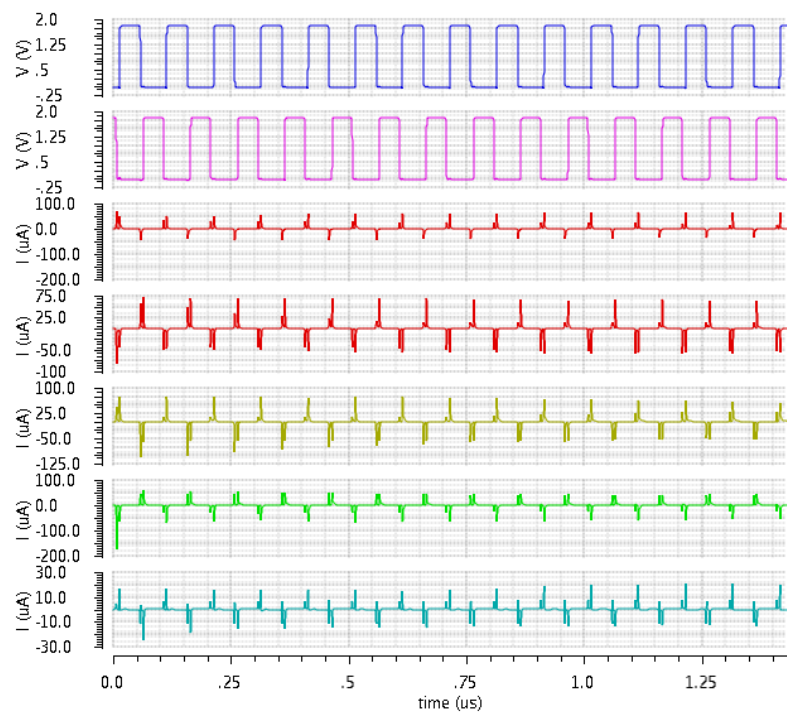
V případě využití zapojení nábojové pumpy Wu and Chang's se musí uvažovat s větší plochou, která tato nábojová pumpa zabere. Na druhou stranu je lépe využito přenosu náboje z jednoho do druhého kondenzátoru a je omezen úbytek napětí na tranzistorech. Díky nízkému úbytku na tranzistorech je toto zapojení dobře využitelné tam, kde by vadil úbytek napětí u Dicksonovy nábojové pumpy.



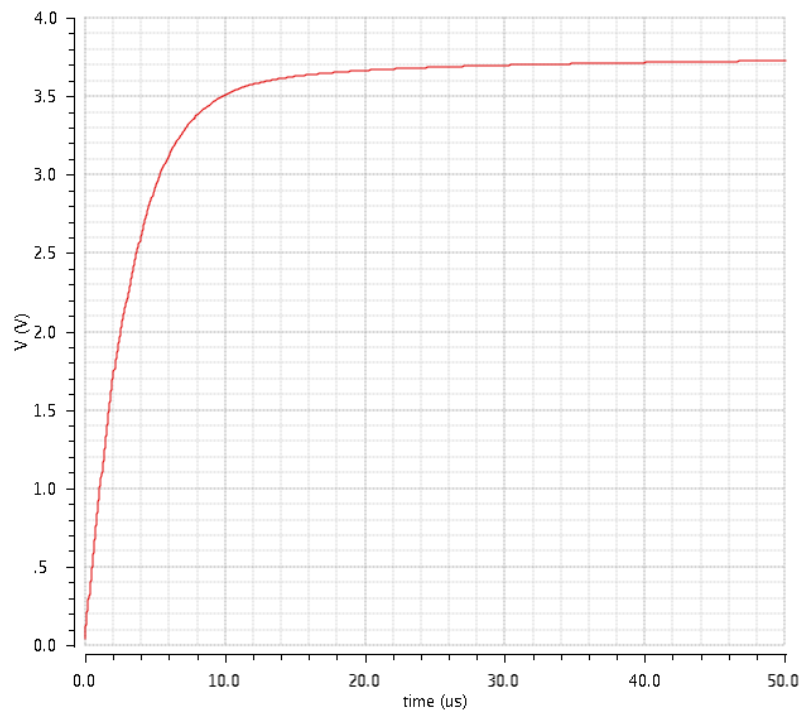
Obr. 1.18: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1 a phase_2 a napětí v 1. až 5. uzlu



Obr. 1.19: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1 a phase_2 a napětí v bodech G1 až G4



Obr. 1.20: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1 a phase_2 a proudů přes jednotlivé kondenzátory C0 až C4



Obr. 1.21: Časová závislost výstupního napětí

Výhody/nevýhody

V tab. 1.5 jsou sepsány výhody a nevýhody použití nábojové pumpy Wu and Chang's.

Wu and Chang's	
Výhody	Nevýhody
lepší přenos náboje -> větší efektivita	větší počet tranzistorů
malé úbytky napětí na spínačích	
malé zvlnění výstupního napětí	

Tab. 1.5: Výhody a nevýhody nábojové pumpy Wu and Chang's

Omezení dané technologií

Jedná se o upravenou Dicksonovu nábojovou pumpu, tudíž omezení napsané u Dicksonovy pumpy platí i zde s výjimkou menšího úbytku napětí na jednotlivých tranzistorech. Účinnost této pumpy je vyšší než u Dicksonovy nábojové pumpy, to je ale zapláceno velikostí nábojové pumpy na čipu (mnohem více tranzistorů).

1.1.7 Ming-Dou Ker ([9], [10])

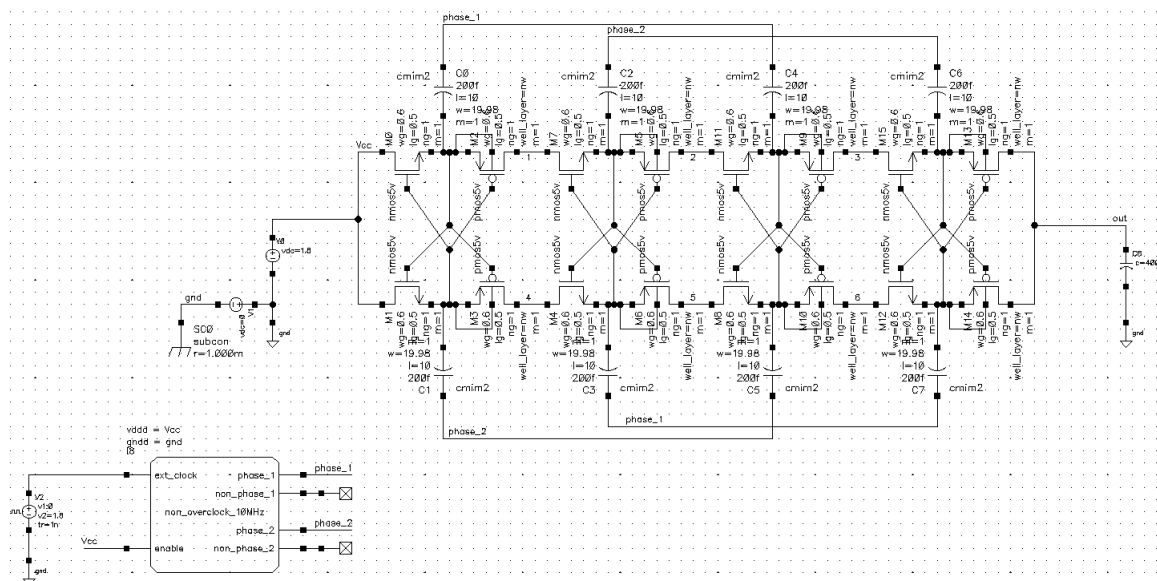
Nábojová pumpa Ming-Dou Ker (obr. 1.22) vychází z koncepce nábojové pumpy Wu and Chang's. Její „křížové“ uspořádání by mělo napomoci při přenosu náboje mezi kondenzátory s minimálními ztrátami.

Možnosti návrhu

Tato nábojová pumpa byla navržena pro technologii CMOS. Návrh pomocí diskrétních součástek je nesmyslný, protože by nepřinášel své výhody, jak je tomu u integrovaného návrhu.

Základní princip

Nábojovou pumpu Ming-Dou Ker lze rozdělit na čtyři bloky. Prvním je blok vstupní, dalšími dvěma jsou prostřední bloky a posledním je blok výstupní, každý z těchto tří bloků má trochu jinou funkci.



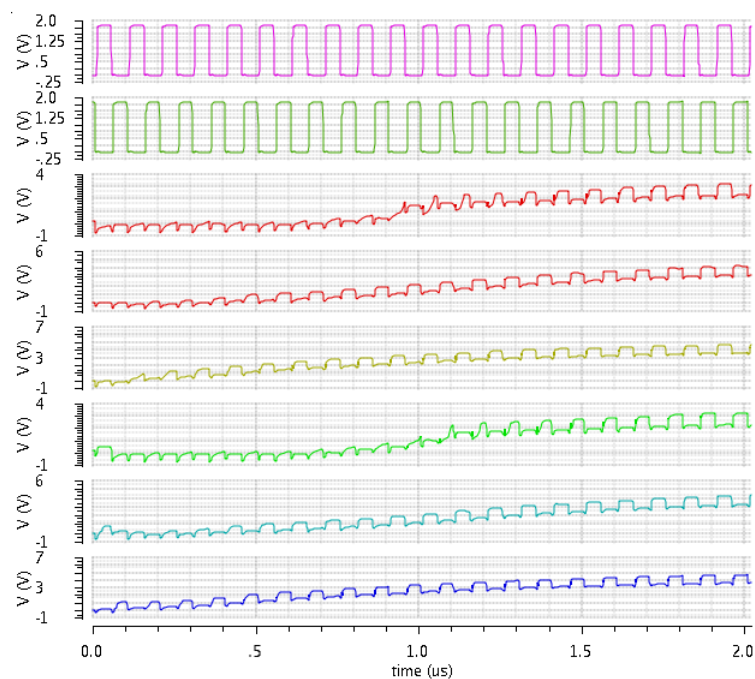
Obr. 1.22: Schéma zapojení nábojové pumpy Ming-Dou Ker

První blok pracuje následovně: Pokud uvažujeme v první fázi řídicí signál `phase_1` na nulovém napětí a signál `phase_2` na napájecím napětí, bude tranzistor M0 sepnutý a bude přenášet náboj z napájecího zdroje do uzlu 1. Tranzistor M1 je uzavřen a brání k přenosu náboje z uzlu 5 zpět do napájecího zdroje. V druhé fázi se obrátí polarita řídicích signálů. Tím pádem se obrátí i funkce dvou zmíněných tranzistorů. Tranzistor M0 je rozepnut a zabraňuje přenosu náboje z uzlu 1 zpět do napájecího zdroje a tranzistor M1 je sepnut a přenáší náboj z napájecího zdroje do uzlu 5.

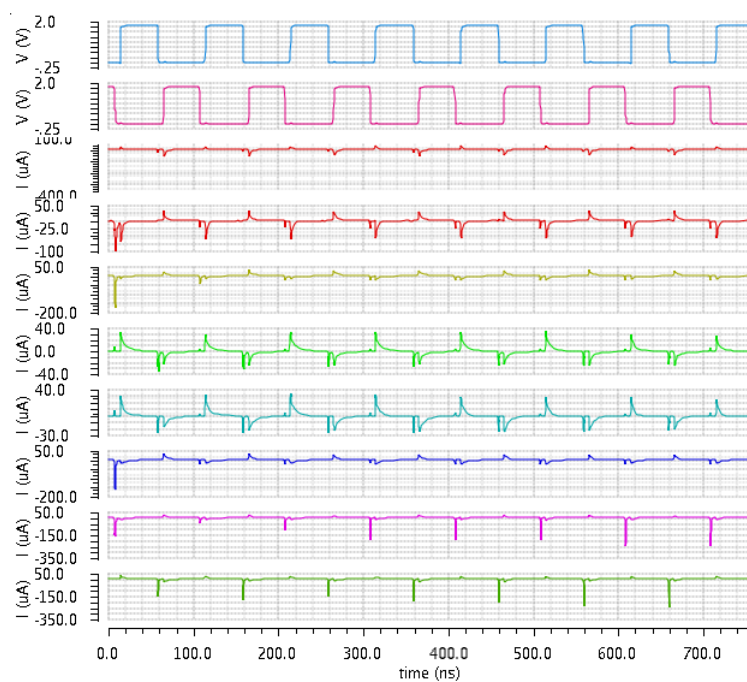
V druhém bloku jsou v první fázi tranzistory M3 a M4 sepnuty a přenášejí náboj z uzlu 5 do uzlu 6, oproti tomu jsou tranzistory M2 a M7 rozepnuty a zabraňují zpětnému šíření náboje. V druhé fázi jsou sepnuty tranzistory M2 a M7, přenášejí náboj z uzlu 1 do uzlu 2 a tranzistory M3 a M4 jsou rozepnuty, zabraňují tak zpětnému šíření náboje. Třetí blok pracuje na stejném principu jako druhý, nebude tedy dále popsán.

Čtvrtým funkčním blokem je blok výstupní. V první fázi je tranzistor M13 sepnutý a přenáší náboj z uzlu 4 na výstup, tranzistor M14 je rozepnut a zabraňuje šíření náboje zpět do předchozího uzlu. V druhé fázi je sepnut tranzistor M14 a přenáší náboj z uzlu 8 na výstup, tranzistor M13 je rozepnutý a zabraňuje zpětnému šíření náboje do předchozího uzlu.

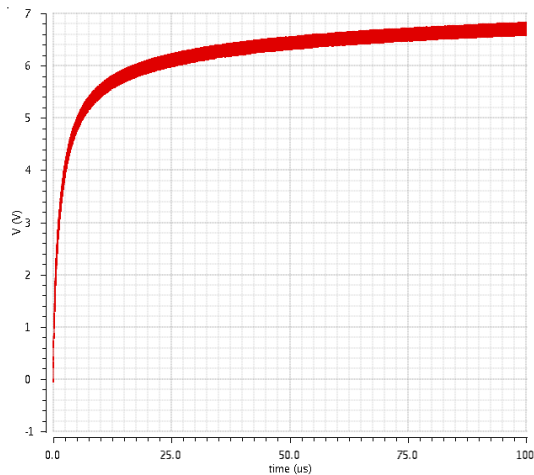
Na obr. 1.23 jsou zobrazeny průběhy řídicích napětí `phase_1`, `phase_2` a napětí v uzlech 1 až 6, na obr. 1.24 jsou zobrazeny časové závislosti řídicích napětí `phase_1`, `phase_2` a proudů přes kondenzátory C0 až C7. Na posledním obr. 1.25 je zobrazena časová závislost výstupního napětí.



Obr. 1.23: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1, phase_2 a napětí v uzlech 1 až 6



Obr. 1.24: Časové závislosti (sestupně) řídicích napětí phase_1, phase_2 a proudů přes kondenzátory C0 až C7



Obr. 1.25: Časová závislost výstupního napětí

Využití

Z hlediska použití většího počtu tranzistorů je nutné si předem rozmyslet, jestli se vyplatí použít tento druh nábojové pumpy. Jedna z výhod této nábojové pumpy je fakt, že žádné napětí V_{gs} ani V_{ds} nepřekračuje hodnotu napájecího napětí V_{CC} , není tedy potřeba použít vysokonapěťové součástky. Nevýhodou samozřejmě je použití velkého množství tranzistorů a kondenzátorů, proto se tato nábojová pumpa hodí spíše pro nízké výkony.

Výhody/nevýhody

V tab. 1.6 jsou sepsány výhody a nevýhody použití Ming-Dou Kerovi nábojové pumpy.

Ming-Dou Ker	
Výhody	Nevýhody
částečně řeší problémy Dicksonovy nábojové pumpy a nábojové pumpy Wu and Chang's	více spínacích prvků -> větší plocha než u Dicksonovy nábojové pumpy
dokonalejší přenos náboje než u předchozích typů nábojových pump -> vyšší efektivita	vice kondenzátorů
menší úbytek výstupního napětí	

Tab. 1.6: Výhody a nevýhody Ming-Dou Kerovi nábojové pumpy

Omezení dané technologií

Prvním omezením daným technologií je největší množství potřebných kondenzátorů, tyto kondenzátory jsou integrované na čipu, zabírají tedy nemalou plochu. Druhým omezením je velká plocha, kterou zabírají jednotlivé tranzistory. Třetím omezením je použití této nábojové pumpy pouze pro malé výkony, protože integrované kondenzátory nemají dostatečnou velikost. Uchovaná energie v těchto kondenzátorech je malá, není tedy možné docílit u této pumpy vysokých výkonů.

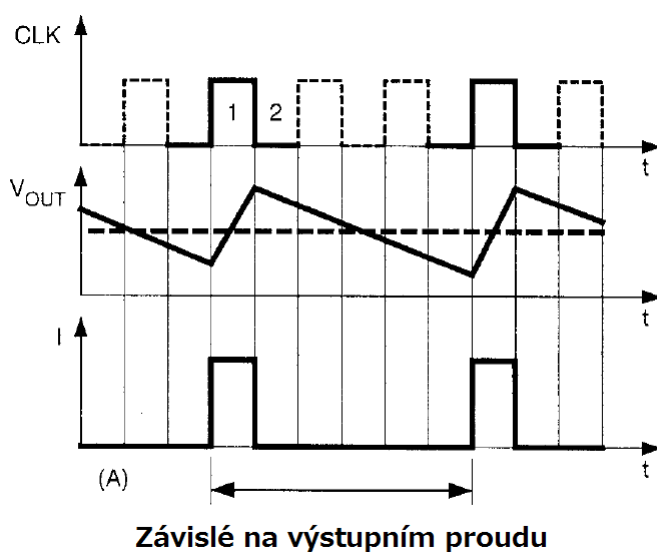
1.2 Regulace výstupního napětí nábojových pump

Regulaci nábojových pump je možné provést několika různými způsoby. Mezi nejznámější patří zejména regulace typu Pulse Skip, Constant frequency, Linskip. Dalšími typy regulace mohou být PWM, způsoby změny frekvence řídicích signálů, tedy pomocí VCO (Voltage Controlled Oscillator), řízení pomocí dynamického bufferu, atp. Do této práce byly vybrány jen nejpoužívanější typy regulace, tedy Pulse Skip, Constant frequency, Linskip.

1.2.1 Pulse Skip ([2], [11], [12], [13])

Jedná se o nejjednodušší metodu řízení nábojových pump. Výhodou této regulace je jednoduchost návrhu, nevýhodou může být vyšší zvlnění výstupního napětí dané principem řízení.

Komparátor sleduje napětí na výstupu. Jestliže napětí převýší nastavenou hodnotu, jsou vynechány následující řídicí impulsy do té doby, než je napětí na výstupu menší než stanovená mez. Přesnost a rychlost komparátoru udává i celkovou přesnost výstupního napětí. Na obr. 1.26 je zobrazeno, jak regulace PulseSkip probíhá.



Obr. 1.26: Princip regulace PulseSkip [13]

Následující rovnice (1.5), citováno z [13], vyjadřuje výstupního napětí nábojové pumpy při tomto druhu regulace.

$$V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN} - I_{LOAD} \cdot \left(2 + \frac{\Delta t_W}{\Delta t} \right) \cdot \sum_{I=1}^4 R_{Sw} \quad (1.5)$$

Kde V_{OUT} je výstupní regulované napětí, V_{IN} vstupní napětí (napájecí napětí nábojové pumpy), I_{LOAD} výstupní proud do zátěže, Δt_W doba, po kterou je regulace aktivní, Δt půlka periody, a R_{Sw} je odpor spínačů v sepnutém stavu.

Následující rovnice (1.6) citováno z [13] vyjadřuje závislost zvlnění výstupního napětí.

$$V_{RIPPLE} = \left(\frac{2 \cdot V_{IN} - V_{OUT}}{\sum_{i=1}^4 R_{Sw}} - I_{LOAD} \right) \cdot \left(ESR_{COUT} + \frac{1}{2 \cdot f_{osc} \cdot C_{OUT}} \right) \quad (1.6)$$

Kde V_{RIPPLE} je zvlnění výstupního napětí, V_{IN} vstupní napětí (napájecí napětí nábojové pumpy), V_{OUT} výstupní napětí, R_{Sw} odpor spínačů v sepnutém stavu, I_{LOAD} výstupní proud do zátěže, ESR_{COUT} ekvivalentní sériový odpor výstupního kondenzátoru, f_{osc} frekvence řídicích signálů a C_{OUT} je kapacita výstupního kondenzátoru.

1.2.2 Constant frequency ([8], [12], [13])

Constant frequency je přesnější typ řízení nábojových pump oproti PulseSkip, jeho výhodou je malé zvlnění výstupního napětí oproti regulaci PulseSkip, nevýhodou je nutnost přesnějšího návrhu, převážně řídicího operačního zesilovače.

Operační zesilovač sleduje výstupní napětí nábojové pumpy a spojitě řídí buď další tranzistor zapojený sériově se spínacím nebo přímo spínač. Řízení je odpor spínače, a tedy proud dodávaný buď do kondenzátoru C_{FLY} , nebo do výstupního kondenzátoru C_{OUT} . Operační zesilovač musí být dostatečně přesný a rychlý, schopný spolehlivě pracovat alespoň na řídicí frekvenci nábojové pumpy. Na obr. 1.27 je zobrazen princip této regulace.

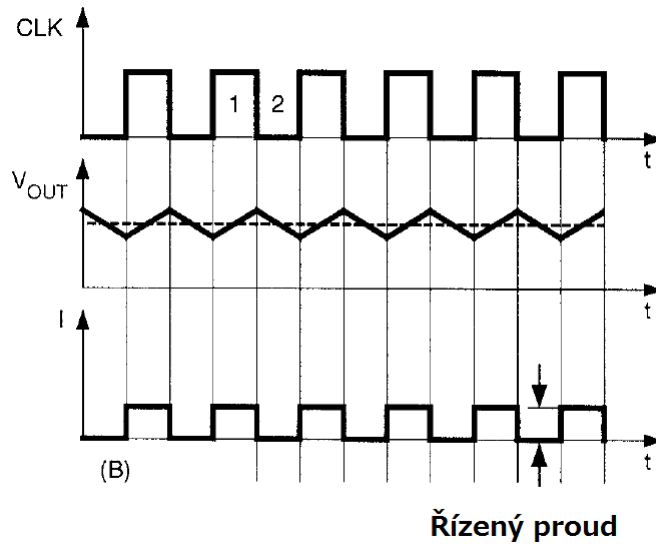
Následující rovnice (1.7), citováno z [13], vyjadřuje závislost výstupního napětí při daném druhu regulace.

$$V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN} - I_{LOAD} \cdot 2 \cdot \sum_{i=1}^4 R_{Sw} \quad (1.7)$$

Kde V_{OUT} je výstupní napětí, V_{IN} vstupní napětí, I_{LOAD} výstupní proud do zátěže a R_{Sw} je odpor spínačů v sepnutém stavu.

Následující rovnice (1.8), citováno z [13], vyjadřuje závislost zvlnění výstupního napětí.

$$V_{RIPPLE} = I_{LOAD} \cdot \left(2 \cdot ESR_{COUT} + \frac{1}{2 \cdot f_{clk} \cdot C_{OUT}} \right) \quad (1.8)$$



Obr. 1.27: Princip regulace Constant frequency [13]

Kde V_{RIPPLE} je zvlněné napětí, I_{LOAD} výstupní proud do zátěže, $ESR_{C_{OUT}}$ ekvivalentní sériový odpor výstupního kondenzátoru C_{OUT} , f_{clk} frekvence řídicích signálů nábojové pumpy a C_{OUT} je kapacita výstupního kondenzátoru.

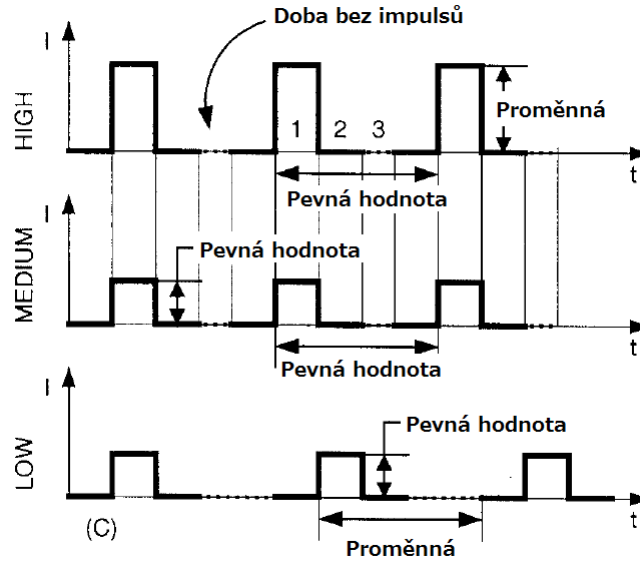
1.2.3 LinSkip ([12], [13])

LinSkip regulace vychází z předchozích dvou regulací, PulseSkip a Constant frequency. Má nejmenší zvlnění, ale její návrh je nejsložitější.

LinSkip pracuje na principu snímání velikosti výstupního proudu, který teče do zátěže. Podle výstupního proudu vyhodnotí, v jakém režimu bude pracovat. LinSkip pracuje ve třech základních režimech. První režim je při malém výstupním proudu. V tomto režimu je regulováno výstupní napětí pouze pomocí PulseSkip a je nastavena konstantní hodnota proudu spínači. Druhý režim nastane, je-li hodnota proudu na střední (nastaveno designerem) hodnotě výstupního proudu. V tomto režimu je nastavena pevná hodnota frekvence řídicího signálu (je vypnuto řízení PulseSkip) a je také nastavena pevná hodnota proudů spínači. Ve třetím režimu, kdy je výstupní proud velký, je proměnná jak hodnota frekvence řídicích signálů (PulseSkip), tak i velikost proudů spínači. Na obr. 1.28 je zobrazen princip regulace LinSkip.

Následující rovnice (1.9), citováno z [13], vyjadřuje závislost výstupního napětí při daném druhu regulace.

$$V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN} - I_{LOAD} \cdot \left(2 + \frac{\Delta t_W}{\Delta t} \right) \cdot \sum_{i=1}^4 R_{Sw} \quad (1.9)$$



Obr. 1.28: Princip regulace LinSkip [13]

Kde V_{OUT} je výstupní regulované napětí, V_{IN} vstupní napětí (napájecí napětí nábojové pumpy), I_{LOAD} výstupní proud do zátěže, Δt_W doba, po kterou je regulace aktivní, Δt půlka periody a R_{Sw} je odpor spínačů v sepnutém stavu.

Následující rovnice (1.10), citováno z [13], vyjadřuje závislost zvlnění výstupního napětí.

$$V_{RIPPLE} = I_{LOAD} \left[ESR_{C_{OUT}} \cdot \left(2 + \frac{\Delta t_W}{\Delta t} \right) + \frac{\Delta t}{C_{OUT}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta t_W}{\Delta t} \right) \right] \quad (1.10)$$

Kde V_{RIPPLE} je zvlnění výstupního napětí, I_{LOAD} výstupní proud do zátěže, $ESR_{C_{OUT}}$ ekvivalentní sériová odpor výstupního kondenzátoru C_{OUT} , Δt_W doba, při níž probíhá regulace, Δt polovina periody a C_{OUT} je kapacita výstupního kondenzátoru.

2 NÁVRH NÁBOJOVÉ PUMPY

V zadání diplomové práce je stanoven minimální výstupní proud nábojové pumpy 100 mA. Jak je zřejmé z teoretické části, není mnoho vhodných nábojových pump pro takto velký výstupní proud. Nábojové pumpy, které lze použít z výše popsaných důvodů, jsou TPVD, MPVD a Makowski. Všechny tyto nábojové pumpy využívají externí kondenzátor pro uchování energie, protože není možné integrovat takto velký kondenzátor na čip. Nábojová pumpa MPVD by byla nejvhodnějším kandidátem, jelikož má z těchto nábojových pump nejmenší zvlnění. Problém nastává spíše s velikostí na čipu a s řízením spínačů. Nábojová pumpa Makowski používá ke své funkci „jen“ tři spínače (výhoda), ale její velkou nevýhodou je velké zvlnění výstupního napětí (dáno topologií). Jako vhodná topologie byla zvolena nábojová pumpa TPVD (viz výhody a nevýhody této pumpy, které jsou popsány výše). Řízení této nábojové pumpy může být velice jednoduché a zvlnění výstupního napětí je relativně nízké.

Pro návrh nábojové pumpy byly zvoleny tři způsoby regulace: Pulse Skip, Constant frequency a regulace pomocí PWM modulace. Dané regulace byly vybrány z důvodu vhodnosti pro danou topologii nábojové pumpy. Regulace typu Linskip nebyla vybrána z důvodu její komplikovanosti, protože tento typ regulace využívá principu regulace Pulse Skip i principu regulace Constant frequency. Mezi těmito dvěma typy regulace přepíná podle zátěže. Jednotlivé typy řízení jsou popsány výše a navzájem hodnoceny dle jednotlivých parametrů. Dále jsou popsány jednotlivé funkční bloky nábojové pumpy s daným typem regulace. V následující části je tedy v popisu postupováno „shora dolů“ (top to down).

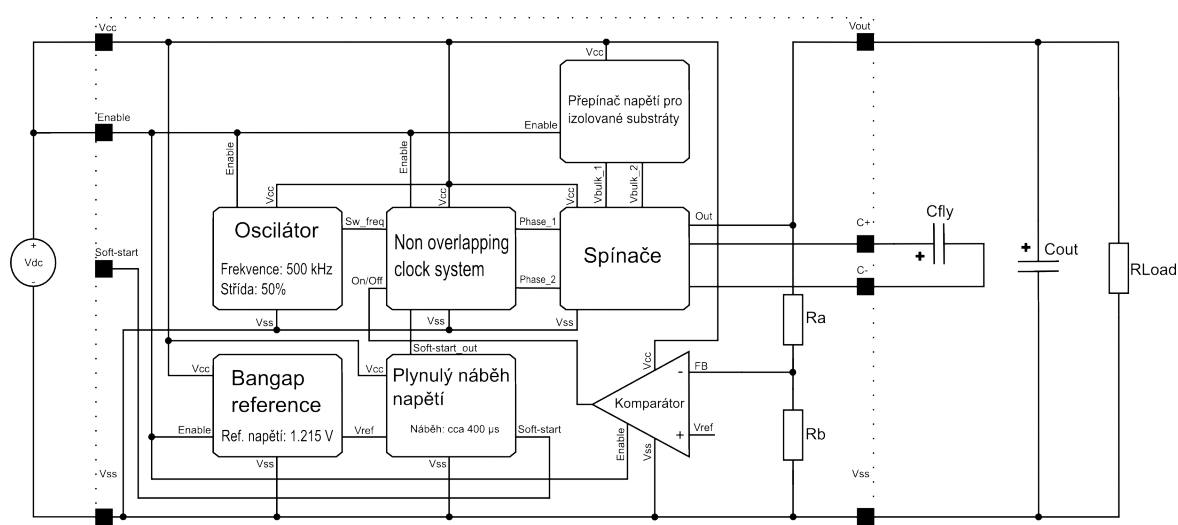
Nábojová pumpa je navržena v technologii CMOS 0.25 μm . Všechny součástky a součásti, které jsou v jednotlivých blocích použity, byly vybrány z knihovny onc25 (Technologická knihovna společnosti ON Semiconductor analogového CMOS 0.25 μm procesu). Externí kondenzátory byly simulovány pomocí reálných modelů (viz přílohy H a I) z důvodu přesnějších simulací a nastínění reálných průběhů. Jak bude popsáno dále, není možné použít jakýkoli typ kondenzátoru. Jak pro spínaný kondenzátor, tak pro výstupní kondenzátor musí být splněny určité požadavky. Většina bloků má své limity, které jsou dány buď technologickými parametry, nebo použitým zapojením daného bloku. V návrhu bylo dbáno na splnění parametrů dle zadání a zároveň na co nejmenší plochu a odběr proudu jednotlivých bloků.

2.1 Funkce nábojové pumpy jako celku

V této podkapitole jsou popsány tři nábojové pumpy s rozdílným typem regulace - Pulse Skip, Constant frequency a PWM. Každá z těchto regulací má jiné vlastnosti, své výhody a nevýhody, které budou popsány dále. Nábojové pumpy jsou nejprve popsány jako celek, dále jsou popsány jednotlivé funkční bloky. Na závěr této podkapitoly jsou z výsledků simulací zhodnoceny a porovnány jednotlivé typy regulace.

2.1.1 Nábojová pumpa s regulací Pulse skip ([12], [13], [22])

Nábojová pumpa s regulací Pulse Skip pracuje na velice jednoduchém principu. Spínače nábojové pumpy jsou spínány řídicí frekvencí do doby, dokud výstupní napětí nepřekročí stanovenou mez. Výstupní napětí je tedy porovnáváno pomocí komparátoru s referenčním napětím z BG reference (1.214 V) a je následně rozhodnuto, zda budou zapnuty řídicí signály ke spínačům či nikoliv. Tento typ regulace je velice jednoduchý, ale má relativně velké zvlnění výstupního napětí.

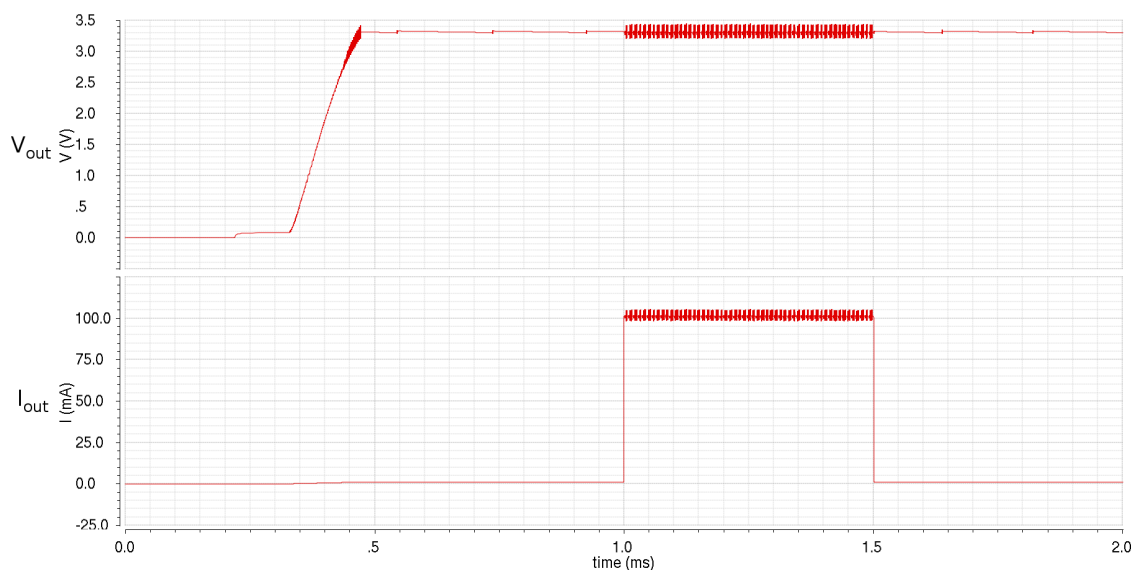


Obr. 2.1: Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Pulse Skip

Na obr. 2.1 je zobrazeno blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací typu Pulse Skip (celé schéma zapojení v příloze O). Regulace je prováděna pomocí komparátoru, ten sleduje napětí na výstupu odporového děliče Ra, Rb. Odporový dělič je nastaven tak, aby při výstupním napětí 3,3 V bylo na jeho výstupu napětí rovné 1.2145 V, tedy referenčnímu napětí, které je odvozeno z bloku BG (Bangap) reference. Odporový dělič je nastaven tak, aby jím tekla malý proud, maximálně 10 μA. Komparátor porovnává napětí na výstupu odporového děliče s referenčním

napětím. Jestliže je napětí na výstupu odporového děliče větší než referenční, komparátor vypne řídicí signály ke spínačům. Všechny spínače jsou vypnuty a do výstupního kondenzátoru ani do spínaného kondenzátoru neteče žádný proud. V případě, že napětí na výstupu poklesne pod stanovenou úroveň danou odporovým děličem a referenčním napětím, jsou opět zapnuty řídicí signály ke spínačům. Regulace výstupního napětí je tedy prováděna v cyklech oscilátoru, kdy jedna perioda oscilátoru dodá určité množství energie do výstupu. Tato regulace je tedy nespojitá. Zvlnění výstupního napětí je závislé jak na napájecím napětí, výstupním proudu, frekvenci spínání, tak i na velikosti výstupního kondenzátoru a jeho ESR (Ekvivalentní sériový odpor) a je popsáno vzorcem (1.6) (viz teorie).

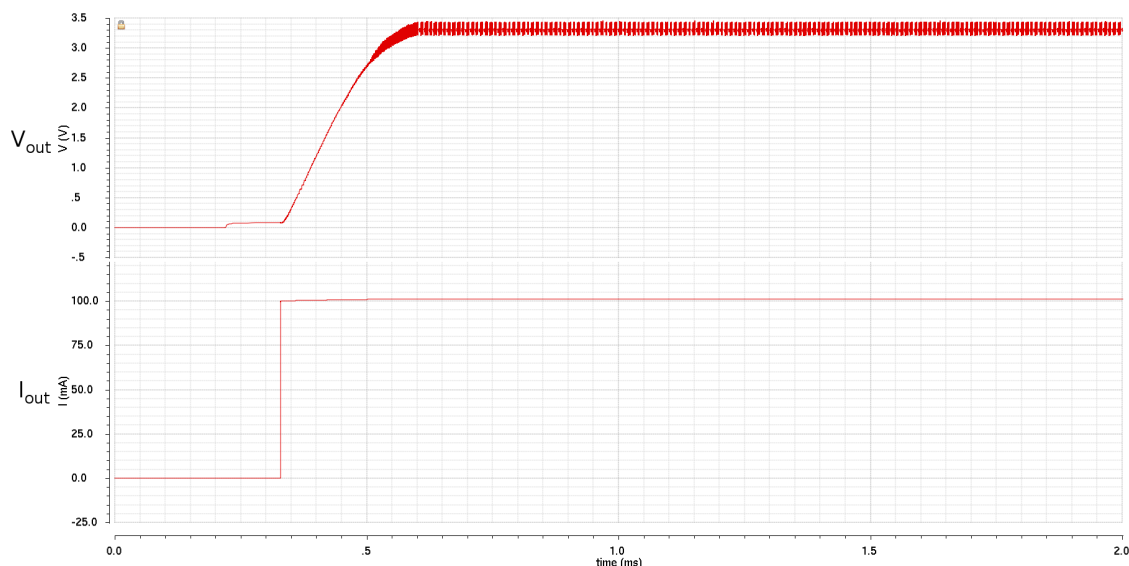
Na obr. 2.2 je zobrazena časová závislost výstupního napětí nábojové pumpy a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a typickém procesu. Proudová zátěž výstupního napětí při náběhu nábojové pumpy je 1 mA, v čase 1 ms je sepnuta zátěž 100 mA a v čase 1.5 ms je opět sepnuta zátěž 1 mA. Z obrázku je patrné, že při vyšším výstupním proudu se zvedne zvlnění výstupního napětí, které je dáno jak zvlněním vlastní nábojové pumpy, tak i zvlněním regulace Pulse Skip.



Obr. 2.2: Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

Na obr. 2.3 je zobrazena časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu. Na výstup nábojové pumpy je připojen napěťově řízený rezistor, který je nastaven následujícím způsobem. Minimální vstupní napětí je nastaveno na 33 mV, při tomto napětí

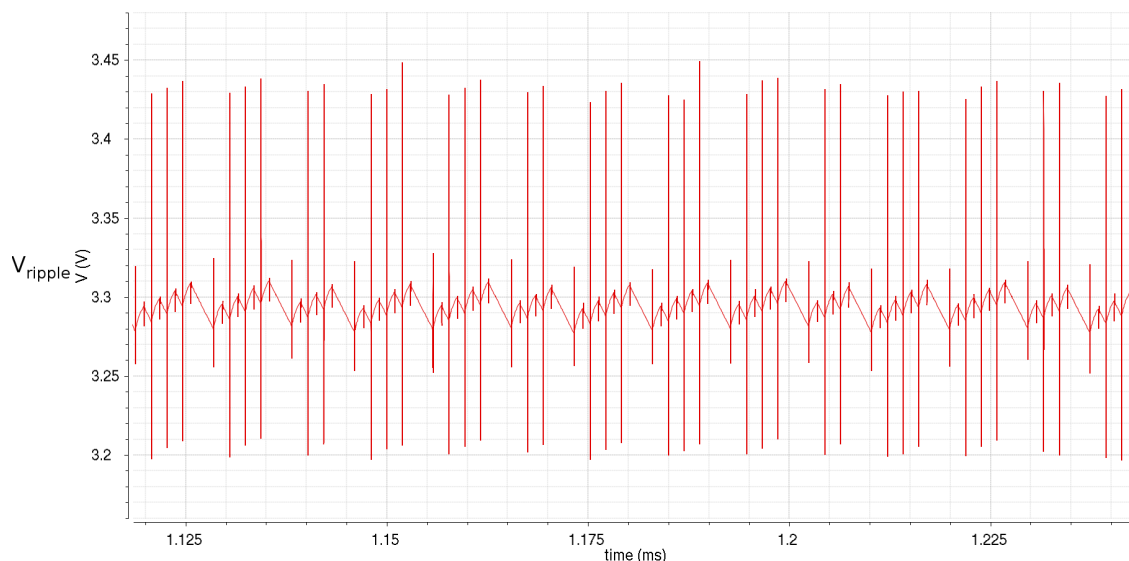
již bude téci tímto odporem proud 100 mA. Jestliže se bude na vstupu rezistoru napětí zvyšovat, stejně tak se bude zvyšovat jeho odpor. Proud tekoucí rezistorem bude 100 mA a bude stabilní se zvyšováním i snižováním napětí. Výsledek této simulace dosvědčuje, že nábojová pumpa dokáže vygenerovat výstupní napětí 3.3 V i v případě, když je od počátku zatížena maximálním proudem.



Obr. 2.3: Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

Na obr. 2.4 je zobrazena časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu. Z grafu je patrné, že ke zvlnění vlastní nábojové pumpy je připočítáno zvlnění způsobené regulací Pulse Skip. Při odečítání zvlnění nebylo počítáno s vysokofrekvenčními složkami zvlnění, které jsou způsobené indukčností kontaktů u kondenzátorů. Vysokofrekvenční složka byla odfiltrována a následně bylo odečteno jen zvlnění způsobené vlastní nábojovou pumpou a zvlnění způsobené typem regulace. Velikost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu činí 32.5 mV.

V tab. 2.1 jsou zobrazeny jednotlivé parametry nábojové pumpy. Všechny zobrazené hodnoty byly simulovány pro typický proces při teplotě 25 °C. V tabulce je zobrazena závislost parametrů nábojové pumpy s typem regulace Pulse Skip na napájecím napětí. Z tabulky je patrné, že nábojová pumpa při nejnižším napájecím napětí 1.8 V může dodat maximální výstupní proud pouze 40 mA při regulovaném výstupním napětí 3.3 V. Omezení proudu je dáno tím, že nábojová pumpa při takto malém napájecím napětí nedokáže, při výstupním proudu 100 mA, toto napětí zvýšit na hodnotu 3.3 V. Od napájecího napětí 2 V je schopna nábojová pumpa dodávat



Obr. 2.4: Časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

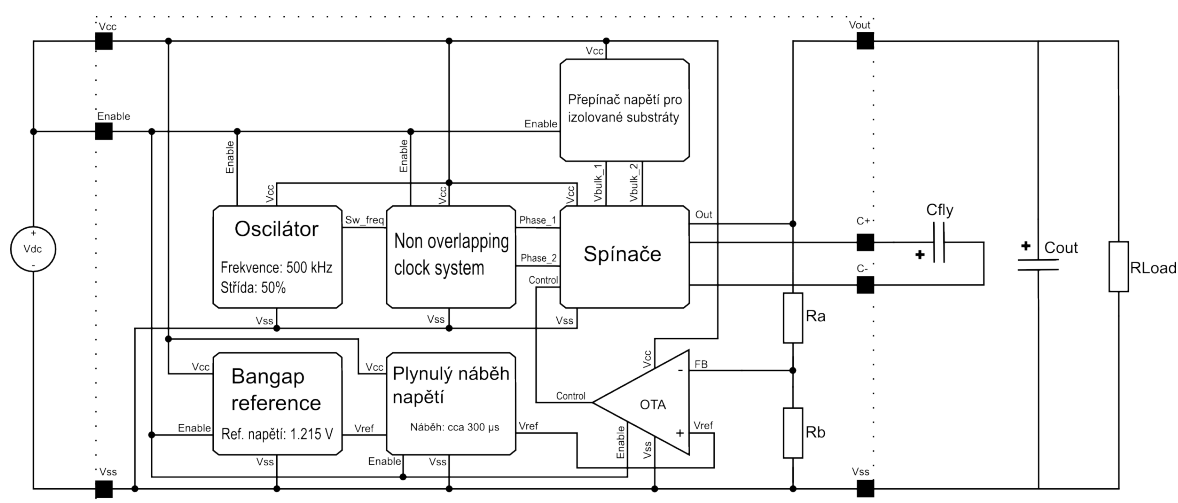
výstupní proud 100 mA. V tabulce je také uvedeno, jak se mění zvlnění výstupního napětí v závislosti na změně napájecího napětí. Lze pozorovat, že zvlnění s napájecím napětím prudce roste, to je dáno obzvláště typem regulace a její funkcí (viz teorie - regulace výstupního napětí nábojových pump). Dále lze z této tabulky vyčíst hodnotu účinnosti η [%], klidového proudového odběru $I_{Quiescent}$ [μ A], hodnotu proudového odběru v aktivním režimu I_{Power} [mA] a dobu náběhu výstupního napětí Start-up [μ s] bez zapnutého bloku pomalý náběh. Jestliže je nábojová pumpa vypnuta (připojena na napájecí napětí, vstup Enable připojen na 0 V), její odběr je minimální. V tomto režimu pracuje pouze vlastní BG reference. Náběh výstupního napětí do nominální hodnoty je závislý na napájecím napětí a na výstupním proudu nábojové pumpy.

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
V_{Out} [V]	3.296	3.294	3.304	3.343
V_{Ripple} [mV]	13.69	32.5	74.87	151
I_{out} [mA]	40	100	100	100
η [%]	85.1	80.7	65.79	50.27
I_{Power} [mA]	88.23	206.3	201.6	203.4
$I_{Quiescent}$ [μ A]	1.569	1.658	1.857	2.152
Start-up [μ s]	267.3	223.5	90.19	46.11

Tab. 2.1: Parametry nábojové pumpy s regulací Pulse Skip

2.1.2 Nábojová pumpa s regulací Constant frequency ([8], [12], [13], [22])

Regulace typu Constant frequency pracuje na principu změny hodnoty odporu spínačů nábojové pumpy. Spínače nábojové pumpy jsou spínány stále stejnou frekvencí, ale nabíjecí a vybíjecí charakteristiky spínaného kondenzátoru se mění. V tomto důsledku je regulace Constant frequency přesnější než regulace typu Pulse Skip. Odporů spínačů se nastavují pomocí operačního zesilovače, který sleduje výstupní napětí a porovnává ho s referenčním. U této regulace je použit jiný typ spínače než u regulace Pulse Skip z důvodu nutnosti nastavování odporu spínačů.



Obr. 2.5: Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Constant frequency

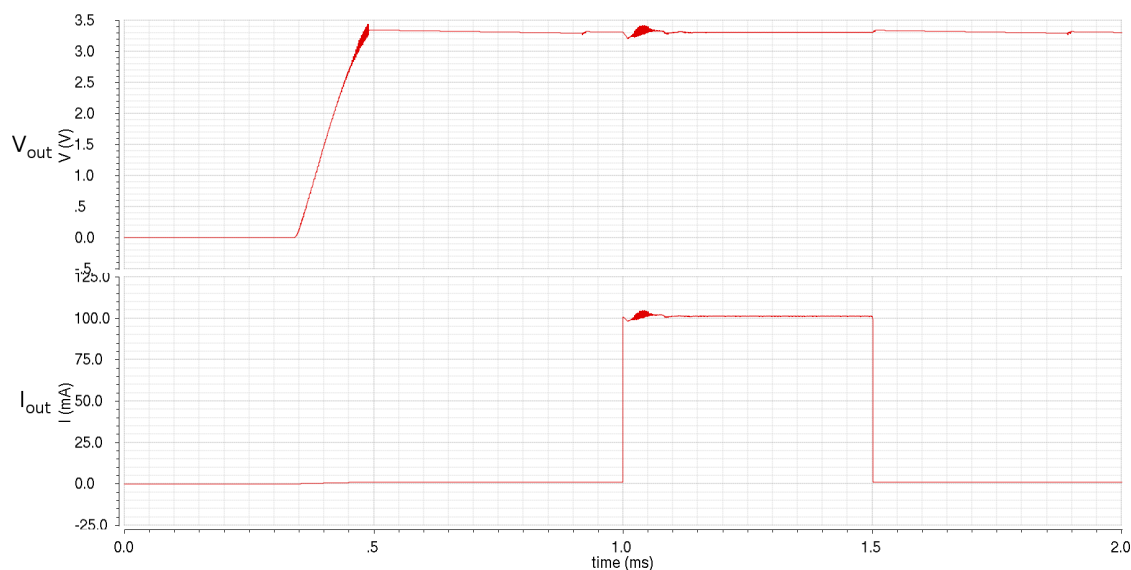
Na obr. 2.5 je zobrazeno blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací

Constant frequency (celé schéma zapojení v příloze P). Regulace je prováděna pomocí OTA (Operační transkonduktanční zesilovač) a rychlého komparátoru, kterými je sledováno výstupní napětí na odporovém děliči R_a , R_b a R_c . Následně je toto napětí porovnáváno s referenčním napětím. Rychlý komparátor je použit z důvodu kompenzace vysokých překmitů, ke kterým by mohlo docházet. Zvláště při vyšším napájecím napětí je velká pravděpodobnost, že by operační zesilovač OTA nedokázal rychle zareagovat, protože je pomalý. Komparátor je připojen na odporový dělič tak, aby při výstupním napětí 3.33 V bylo na jeho vstupu napětí rovné referenčnímu napětí 1.214 V. Komparátor tedy pracuje jen v případě, když je na výstupu napětí vyšší než 3.3 V. Jestliže je napětí již hrubě zregulováno tímto rychlým komparátorem, začne pracovat regulace typu Constant frequency. Operační zesilovač je připojen na dělič tak, aby na jeho výstupu bylo při výstupním napětí 3.3 V napětí 1.214 V. Zvlnění výstupního napětí je menší než u regulace Pulse Skip, protože výstupní napětí je regulováno neustále. Odpor spínačů je spojitě měněn podle výstupního napětí.

Na obr. 2.6 je zobrazena časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a typickém procesu. Tato závislost byla simulována stejným způsobem, který je popsán výše u nábojové pumpy s regulací Pulse Skip. Na první pohled je zřejmý jeden rozdíl. Regulace Constant frequency má menší zvlnění výstupního napětí oproti regulaci Pulse Skip. Důvodem je změna nabíjecích charakteristik spínaného kondenzátoru (odporem spínačů), na rozdíl od Pulse skip, kde jsou nabíjecí charakteristiky stále stejné. Z grafu je také zřejmé, že regulaci Constant frequency trvá déle, než se ustálí na nominální hodnotě výstupního napětí. Tento jev je důsledkem použití pomalého, ale přesného operačního zesilovače OTA. Tento operační zesilovač je pomalý z důvodu dobré stability v závislosti na rozptýl napětí, procesu a teplot.

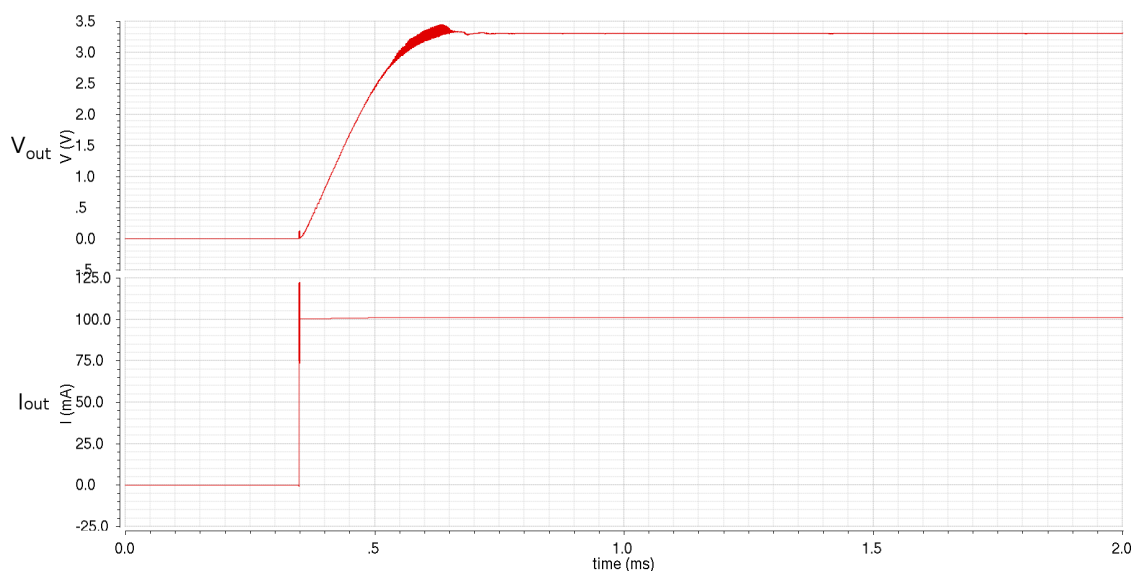
Na obr. 2.7 je zobrazena časová závislost výstupního napětí nábojové pumpy při konstantním výstupním proudu 100 mA, napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a typickém procesu. Konstantního výstupního proudu bylo dosaženo stejným způsobem jako u regulace Pulse Skip. Opět bylo sledováno, zda nábojová pumpa dokáže zvýšit výstupní napětí na nominální úroveň 3.3 V při konstantním výstupním proudu 100 mA. Při náběhu do nominální hodnoty výstupního napětí je patrný malý zákmit výstupního napětí, který je minimalizován komparátorem (hrubá PWM regulace - viz výše), po kterém relativně rychle začne pracovat přesná regulace Constant frequency. Částečnou kompenzaci tohoto překmitu zajišťuje rychlý komparátor, který je nastaven tak, aby reguloval výstupní napětí vyšší než 3.33 V.

Na obr. 2.8 je zobrazena časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a při typickém procesu. Zvlnění výstupního napětí je menší díky typu regulace (viz popis výše). Zvlnění výstupního napětí je dáno takřka jen zvlněním vlastní nábojové pumpy, zvlnění regulace v tomto



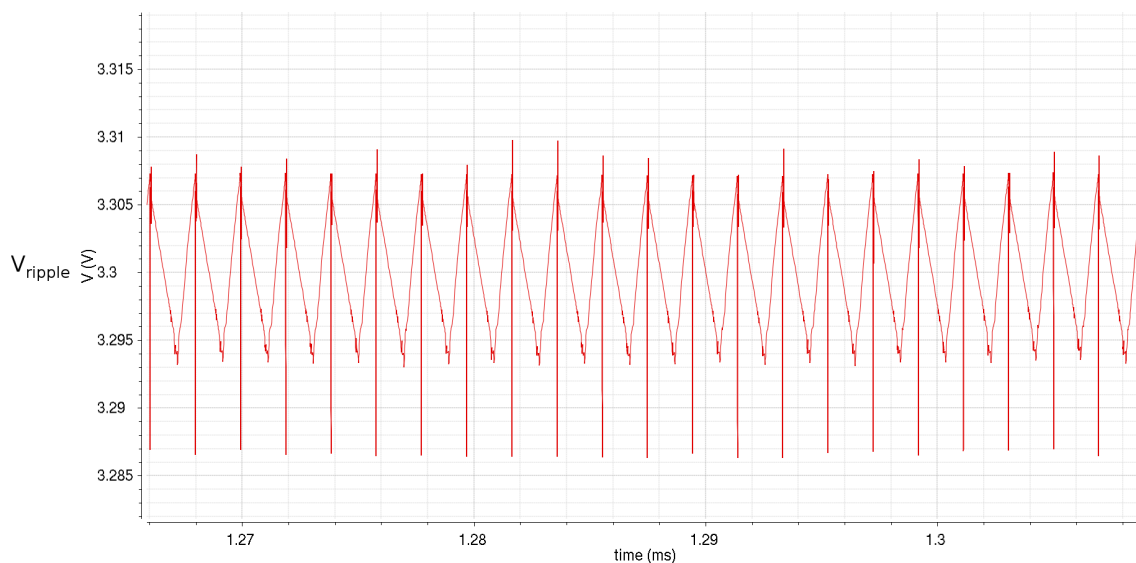
Obr. 2.6: Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

případě je patrné jen při nezatíženém náběhu výstupního napětí. Velikost zvlnění výstupního napětí při výstupním proudu 100 mA činí 11.62 mV.



Obr. 2.7: Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

V tab. 2.2 jsou zobrazeny jednotlivé parametry nábojové pumpy pro různá napájecí napětí. Všechny hodnoty byly simulovány při teplotě 25 °C a typickém procesu. V tabulce je zobrazena závislost parametrů nábojové pumpy s typem regulace Constant



Obr. 2.8: Časová závislost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

freQUENCY na různém napájecím napětí. Z tabulky je patrné, že nábojová pumpa, při nejnižším napájecím napětí 1.8 V, může dodat maximální výstupní proud pouze 40 mA při regulovaném výstupním napětí 3.3 V. Platí tedy stejné omezení jako u předchozího typu regulace. Od napájecího napětí 2 V je schopna nábojová pumpa dodávat výstupní proud 100 mA. V tabulce je také uvedeno, jak se mění zvlnění výstupního napětí v závislosti na změně napájecího napětí. Lze pozorovat, že zvlnění s napájecím napětím takřka neroste. Nejmenší zvlnění nábojové pumpy s tímto typem regulace je při napájecím napětí 1.8 V a výstupním proudu 40 mA. Zvlnění při těchto podmínkách dosahuje hodnoty 4.937 mV, což je velice precizní regulace. Při napájecím napětí 2 V dosahuje nábojová pumpa s regulací Constant frequency zvlnění výstupního napětí 11.62 mV. Dále lze z této tabulky vyčíst hodnotu účinnosti η [%], klidového proudového odběru $I_{Quiescent}$ [μ A], hodnotu proudového odběru v aktivním režimu I_{Power} [mA] a dobu náběhu výstupního napětí Start-up [μ s] bez zapnutého bloku pomalý náběh. Jestliže je nábojová pumpa vypnuta (připojena na napájecí napětí, vstup Enable připojen na 0 V), její odběr je minimální (viz popis výše).

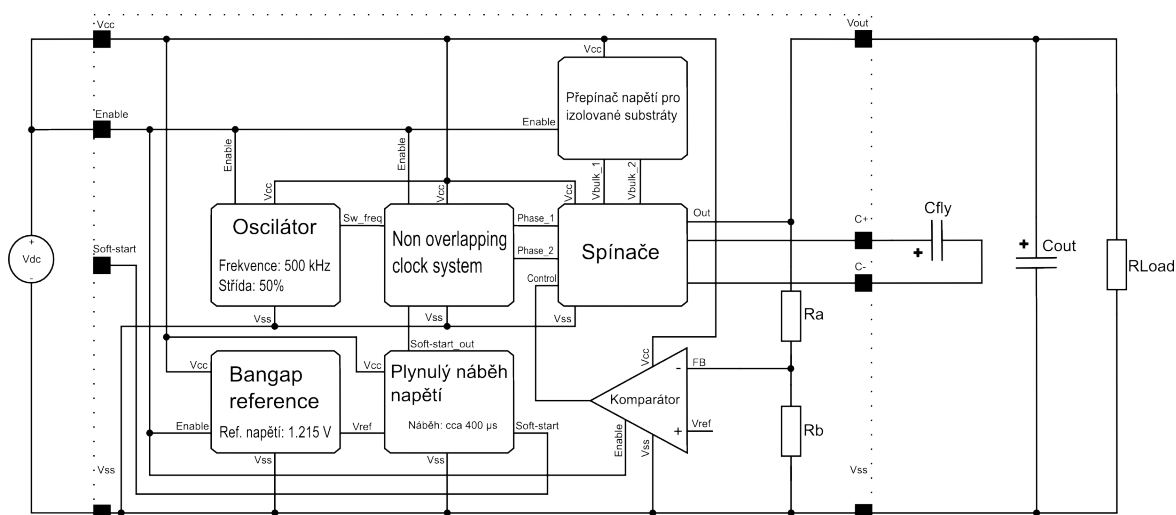
Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
V_{Out} [V]	3.3	3.3	3.3	3.3
V_{Ripple} [mV]	4.937	11.62	17.7	14.96
I_{out} [mA]	40	100	100	100
η [%]	87.04	81	65.48	49.81
I_{Power} [mA]	86.37	205.7	207.7	202.7
$I_{Quiescent}$ [μ A]	1.572	1.653	1.857	2.152
Start-up [μ s]	275.4	226.9	90.83	46.32

Tab. 2.2: Parametry nábojové pumpy s regulací Constant frequency

2.1.3 Nábojová pumpa s regulací PWM ([4], [5], [6], [7], [8], [22])

Regulace PWM pracuje na principu modulace délky řídicích signálů a tím následného řízení nabíjecích (vybíjecích) charakteristik. Komparátorem je sledováno výstupní napětí stejným způsobem jako u Pulse Skip a porovnáváno s referenčním napětím. Spínače jsou použity stejné jako u regulace Constant frequency. Oscilátor není vypínán jako u Pulse Skip, ale pracuje neustále. Vypínán je řídicí signál, který řídí jednotlivé spínače. Pokud je výstupní napětí větší než referenční, jsou upraveny řídicí signály na menší délku. Tím je docíleno plynulejší regulace než u regulace Pulse Skip. Oscilátor přitom pracuje se stejnou střídou jako v předchozích případech (frekvence 500 kHz, střída 50 %). Rozmezí střídy řídicího signálu, které lze regulovat, je tedy 0 – 50 %.

Na obr. 2.9 je zobrazeno blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací PWM (celé schéma zapojení v příloze Q). Regulace je řízena komparátorem, který sleduje výstupní napětí z odporového děliče R_a , R_b . Odporový dělič je nastaven stejně jako u nábojové pumpy s regulací typu Pulse Skip, aby na jeho výstupu bylo při výstupním napětí nábojové pumpy 3,3 V napětí 1,214 V (referenční napětí BG reference). Výstupní napětí z odporového děliče se opět porovná s referenčním napětím. Jestliže je na výstupu odporového děliče napětí vyšší než referenční napětí, jsou vypnuty řídicí signály do spínačů. Řídicí signály do spínačů jsou opět zapnuty, pokud výstupní napětí z odporového děliče R_a a R_b poklesne pod referenční úroveň. Oscilátor není vypínán, ale je pozměňována délka řídicích signálů do spínačů. Tímto velice jednoduchým způsobem lze docílit relativně malého zvlnění výstupního signálu podobné velikosti jako u regulace Constant frequency.

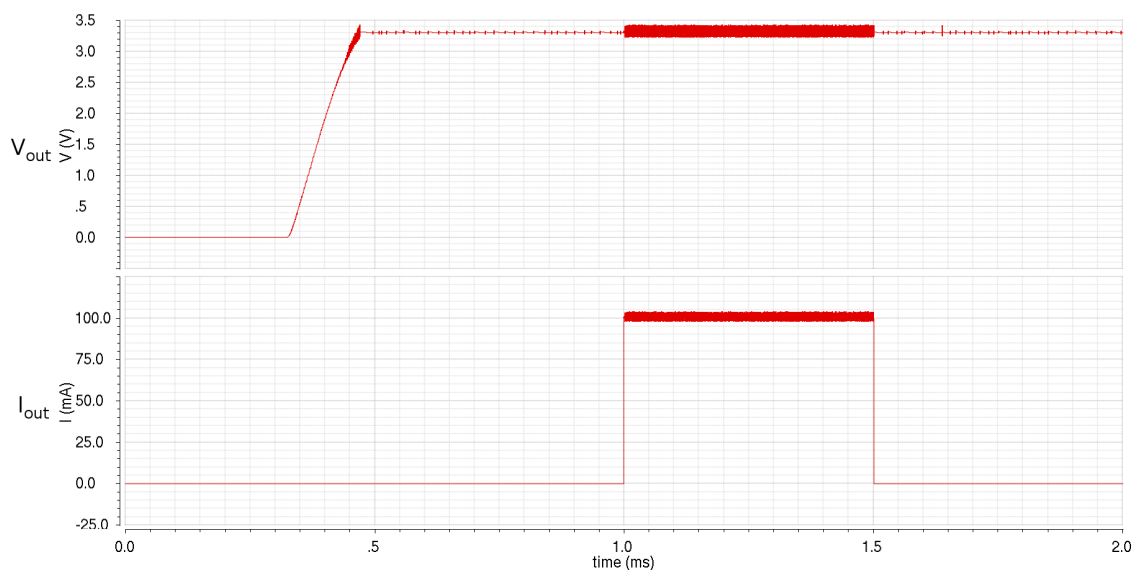


Obr. 2.9: Blokové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací PWM

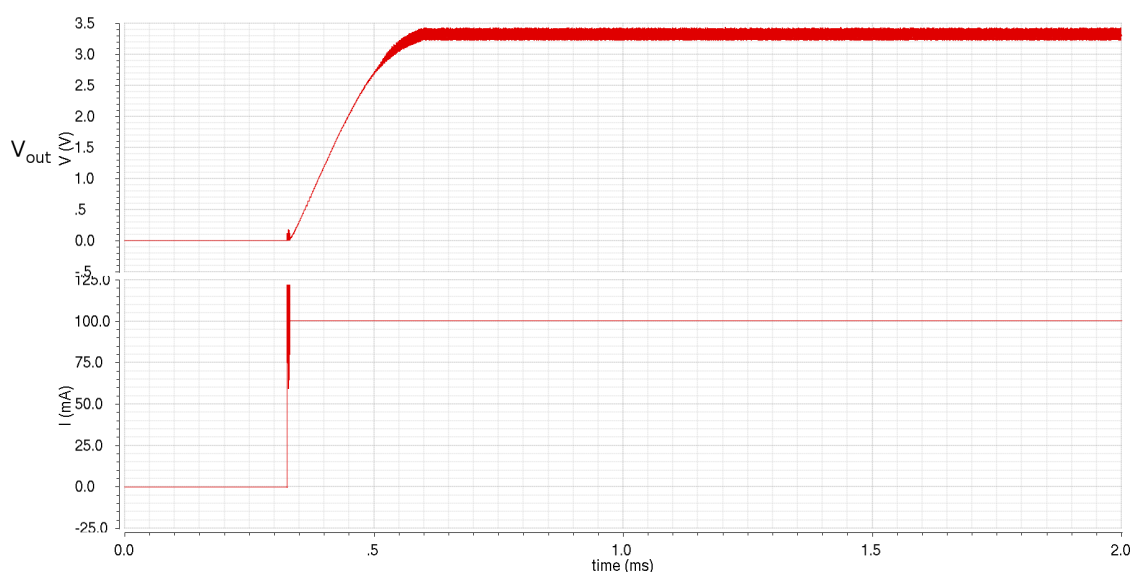
Na obr. 2.10 je zobrazena časová závislost výstupního napětí nábojové pumpy a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a při typickém procesu. Simulace této závislosti probíhala stejným způsobem jak je popsáno výše u nábojových pump s regulací Pulse skip a Constant frequency. Z grafu je patrné velice malé zvlnění při výstupním proudu 1 mA. Při skokové změně výstupního proudu zareaguje velice rychle komparátor a zvlnění je nepatrně zvýšeno (detail na obr. 2.12). Regulace PWM je velice jednoduchá, ale také velice účinná. Při skokové změně výstupního proudu nevznikají přechody výstupního napětí. Jestliže je nábojová pumpa s regulací PWM plně zatížena disponuje velice malým zvlněním výstupního napětí (15.87 mV při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu).

Na obr. 2.11 je zobrazena časová závislost velikosti zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a při typickém procesu. V grafu lze pozorovat zvlnění dané vlastní nábojovou pumpou, zvlnění dané regulací PWM a zvlnění o vysoké frekvenci (úzké špičky napětí), které je dáno použitými reálnými keramickými kondenzátory (modely obsahují indukčnost). Odečtené zvlnění bylo odečítáno s odfiltrovaným vysokofrekvenčním zvlněním. Velikost zvlnění výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a při typickém procesu činí 15.87 mV.

V tabulce tab. 2.3 jsou zobrazeny jednotlivé parametry nábojové pumpy. Všechny hodnoty byly simulovány při teplotě 25 °C a typickém procesu. V tabulce je zobrazena závislost parametrů nábojové pumpy s typem regulace PWM na napájecím napětí. Z tabulky je patrné, že nábojová pumpa, při nejnižším napájecím napětí 1.8 V, může dodat maximální výstupní proud pouze 40 mA při regulovaném výstupním

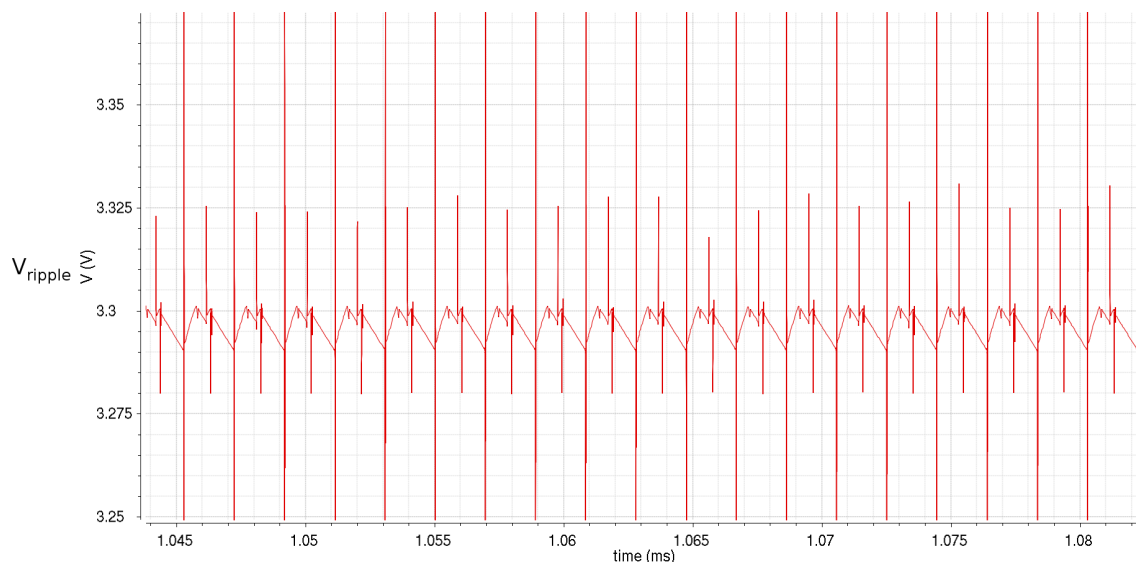


Obr. 2.10: Časová závislost výstupního napětí a jeho chování v závislosti na skokové změně výstupního proudu při napájecím napětí 2 V, výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu



Obr. 2.11: Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a typickém procesu

napětí 3.3 V. Platí tedy stejné omezení jako u předchozích dvou typů regulace. Od napájecího napětí 2 V je schopna nábojová pumpa dodávat výstupní proud 100 mA. V tabulce je také uvedeno, jak se mění zvlnění výstupního napětí v závislosti na změně napájecího napětí. Lze pozorovat, že zvlnění s napájecím napětím takřka neroste. Nejmenší zvlnění nábojové pumpy s tímto typem regulace je při napájecím napětí 1.8 V a výstupním proudu 40 mA. Zvlnění při těchto podmínkách dosahuje



Obr. 2.12: Časová závislost výstupního napětí při napájecím napětí 2 V, konstantním výstupním proudu 100 mA, teplotě 25 °C a při typickém procesu

hodnoty 10.92 mV, což je sice více než u regulace Constant frequency, ale méně než u regulace typu Pulse Skip. Při napájecím napětí 2 V dosahuje nábojová pumpa s regulací PWM zvlnění výstupního napětí 15.87 mV. Dále lze z této tabulky vyčíst hodnotu účinnosti η [%], klidového proudového odběru $I_{Quiescent}$ [μ A], hodnotu proudového odběru v aktivním režimu I_{Power} [mA] a dobu náběhu výstupního napětí Start-up [μ s] bez zapnutého bloku pomalý náběh.

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
V_{Out} [V]	3.298	3.298	3.298	3.298
V_{Ripple} [mV]	10.92	15.87	16.45	15.98
I_{out} [mA]	40	100	100	100
η [%]	81.98	79.17	63.76	48.48
I_{Power} [mA]	89.41	208.2	206.8	206.1
$I_{Quiescent}$ [μ A]	1.675	2.11	9.38	4.018
Start-up [μ s]	268.1	90.15	55.27	45.45

Tab. 2.3: Parametry nábojové pumpy s regulací PWM

2.1.4 Porovnání vlastností

Vlastnosti každé regulace nábojové pumpy jsou rozdílné. U každé zvolené regulace jsou pozorovatelné jiné parametry nejen u zvlnění výstupního napětí, ale i u efektivity, spotřeby atp. Simulované hodnoty jednotlivých parametrů jsou zobrazeny v tab. 2.4.

Z výsledků simulací je patrné, že efektivita nábojové pumpy se při změně typu regulace mění jen nepatrně. Tento předpoklad je víceméně jasný, nábojová pumpa by neměla se změnou regulace ztrácet efektivitu. Rozdílné výsledky jsou patrné při pohledu na zvlnění výstupního napětí. Nejmenšího zvlnění dosahují dva typy regulace - Constant frequency a PWM regulace. U regulace Constant frequency je patrný malý zákmit výstupního napětí při skokové změně výstupního proudu. Regulace typu PWM si lépe poradí se skokovou změnou výstupního proudu i se změnou napájecího napětí. Náběh jednotlivých nábojových pump s rozdílnými regulacemi je víceméně stejný. Při náběhu není aktivní regulace, tedy náběhový čas závisí jen na typu spínače a na napájecím napětí, proto je takřka nezávislý na typu regulace. Klidový proud $I_{Quiescent}$ je u všech typů regulace víceméně stejný. Při vypnuté nábojové pumpě (připojené napájecí napětí, na vstupu Enable nulové napětí) je funkční jediný blok - BG reference, proto obvod v tomto stavu odebírá jen nepatrný proud. V aktivním stavu (připojené napájecí napětí, na vstupu Enable napětí o velikosti napájecího napětí) činí odběr celé nábojové pumpy nezávisle na typu regulace kolem 200 mA.

Z výsledků jednotlivých nábojových pump je patrné, že efektivita všech nábojových pump se pohybuje okolo 80 % (pro napájecí napětí menší nebo rovné 2 V). Efektivita všech navržených nábojových pump byla počítána podle vzorce (2.1).

$$\eta = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \quad (2.1)$$

Kde η je efektivita (účinnost) nábojové pumpy, V_{out} střední hodnota výstupního napětí nábojové pumpy, I_{out} střední hodnota výstupního proudu nábojové pumpy, V_{in} střední hodnota vstupního (napájecího) napětí nábojové pumpy a I_{in} je střední hodnota vstupního proudu nábojové pumpy.

Nejlepších výsledků dosahují dvě navržené nábojové pumpy, nábojová pumpa s regulací Constant frequency a nábojová pumpa s regulací PWM. Obě tyto navržené nábojové pumpy mají své výhody a své nevýhody, které jsou shrnuty v tab. 2.4, mezi největší výhody regulace Constant frequency patří nízké zvlnění výstupního napětí a spojitá regulace. Největší výhodou regulace PWM je velice dobrá regulace výstupního napětí při změně napájecího napětí i při změně výstupního proudu. V tab. 2.4 jsou zobrazeny výhody a nevýhody pro daný typ regulace nábojové pumpy.

Výhody a nevýhody		
Pulse Skip	Constant frequency	PWM
Výhody		
jednoduchá koncepce regulace	zvlnění dáno jen vlastní nábojovou pumpou	malé zvlnění
vysoká účinnost při malém napájecím napětí	vysoká účinnost	rychlost regulace
	spojitá regulace	nezávislost zvlnění na napájecím napětí
Nevýhody		
velké zvlnění	doba zaregulování	nespojité regulace - vyšší šum
vyšší napájecí napětí → vyšší zvlnění	musí se omezit překmity	
velikost zvlnění lze snížit jen vyšším C_{out} nebo vyšší frekvencí	rychlost regulace	

Tab. 2.4: Porovnání jednotlivých nábojových pump s rozdílným typem regulace

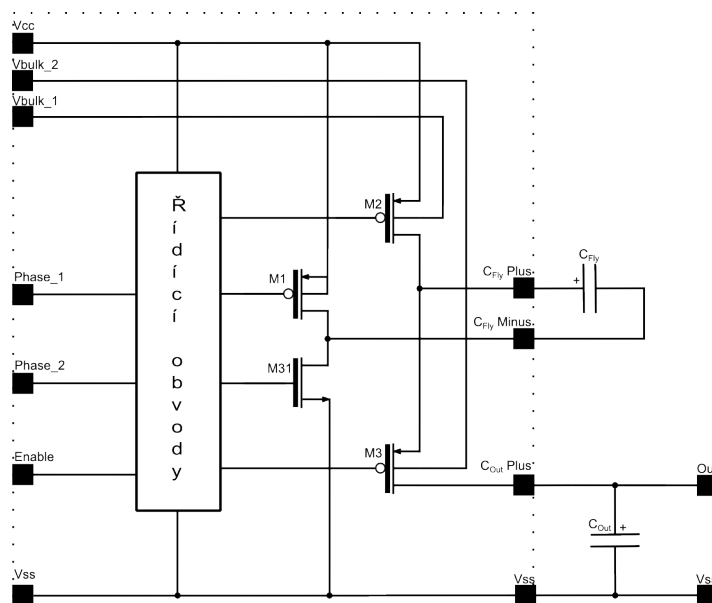
2.2 Popis funkce bloků nábojové pumpy

2.2.1 Spínače

Z důvodu odlišného řízení nábojové pumpy bylo třeba navrhnout dva typy spínačů. První typ byl navržen pro regulaci typu Pulse Skip, druhý typ byl navržen pro regulaci typu PWM a Constant frequency. V obou případech byly jako spínače použity MOSFET tranzistory typu nmos5v a pmos5v z technologické knihovny onc25. Pro nejmenší odpor tranzistorů v sepnutém stavu byla u tranzistorů zvolena potřebná velikost (poměr W/L), která byla určena simulacemi. V simulacích byla zvolena určitá velikost tranzistorů, která byla dále pomocí proměnného parametru zvětšována. Zároveň byl měřen odpor tranzistoru při sepnutí a při vypnutí. Odpor MOSFET tranzistoru sice lze přibližně vypočítat, ale je mnohem lepší postupovat způsobem simulování a vyhodnocování hodnot. Velikost tranzistorů byla následně určena tak, aby bylo dosaženo požadované účinnosti nábojové pumpy (která byla mnou zvolena na minimálně 80 %). Dále jsou popsány oba druhy spínačů.

Spínač pro regulaci typu Pulse Skip ([11], [12], [13], [22])

Spínač pro regulaci typu Pulse skip je navrhnout s pevným odporem spínačů při sepnutí i při rozepnutí, protože Pulse Skip regulace vypíná pouze kmitý oscilátoru. Tento typ regulace je pro návrh spínačů velice jednoduchý, protože není nutné navrhovat složité obvody pro řízení výkonových tranzistorů. Řízení těchto tranzistorů je provedeno pomocí jednoduchých invertorů, které jsou dimenzovány tak, aby spolehlivě řídily spínané tranzistory.



Obr. 2.13: Blokové schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci typu Pulse Skip

Na obr. 2.13 je zobrazeno blokové schéma zapojení spínače pro regulaci Pulse Skip (celé schéma zapojení v příloze R). Funkce tohoto spínače je následující. V prvním taktu jsou sepnuty tranzistory M2 a M31 a je nabíjen kondenzátor C_{fly} . V druhém taktu jsou sepnuty tranzistory M1 a M3, napětí na kondenzátoru se sečte s napájecím napětím a součet těchto napětí se objeví na výstupním kondenzátoru C_{out} . Po několika taktech oscilátoru je na kondenzátoru C_{out} ideálně dvojnásobné napětí oproti napájecímu napětí. Tento případ ale popisuje situaci s ideálními spínači. Vlivem odporu spínačů, ESR kondenzátorů (zvláště spínaného kondenzátoru C_{fly}) a dalších vlastností je účinnost spínače snižována a stejně tak je i snižováno výstupní napětí nábojové pumpy.

Použitím MOS tranzistoru jako spínače je nutné řešit problémy s dostatečným sepnutím a vypnutím spínače. PMOS (MOSFET tranzistor s vodivým kanálem P-typu) tranzistor musí mít připojený izolovaný substrátový kontakt k nejvyššímu napětí, které je na kontaktu drain nebo source připojeno. V opačném případě může

dojít k otevření substrátové diody MOSFET tranzistoru a přes izolovaný substrátový kontakt mohou protékat relativně velké proudy. Tento jev by mohl nastat u tranzistorů M2 a M3, proto jsou napětí na izolovaných substrátech přepínána tak, aby k tomuto jevu nedocházelo. Na izolovaném substrátu i na hradle tranzistoru M2 musí být napětí přepínáno z napájecího napětí do napětí, které je rovno součtu napětí na kondenzátoru a napájecího napětí (tedy takřka dvojnásobku napájecího napětí). Přepínání musí být v rychlosti běhu oscilátoru, tedy 500 kHz. Na izolovaném substrátu i na hradle tranzistoru M3 je přepnuto napětí jen jednou, a to v případě, když se na výstupu nábojové pumpy objeví vyšší napětí než napájecí napětí. V tomto případě je výstupní napětí nábojové pumpy přepnuto nejen jako napájecí napětí invertoru k tranzistoru M3, ale také k tranzistorům M1 a M31.

Důležitým faktorem při spínání MOSFET tranzistorů je také velikost napětí, kterým je tranzistor sepnut nebo rozepnut. Jestliže se jedná o PMOS tranzistor, není moc důležité spínací napětí (to zvolíme samozřejmě 0 V), ale velice důležité je, jaké zvolíme vypínací napětí. Volil jsem podle poučky: jaké napětí spínám, takovým bych měl alespoň rozepínat. Tedy pokud je na kontaktu drain nebo source napětí např. 3 V, musí být použito na vypnutí tranzistoru alespoň napětí 3 V (jedná se o PMOS). Toto pravidlo bylo simulováno a vyhodnoceno jako správné. Napájecí napětí pro invertory je také přepínáno. Z důvodu správného vypínání tranzistoru M2 je přepínáno jeho řídicí napětí hradla stejným způsobem jako napětí izolovaného substrátového kontaktu. Ostatní tranzistory jsou řízeny nejprve napájecím napětím a ve chvíli, kdy je napětí na výstupním kondenzátoru C_{out} vyšší než napájecí, je řídicí napětí těchto tranzistorů přepnuto na toto napětí. Tím je dosaženo většího odporu tranzistorů M1 a M3 ve vypnutém stavu a menšího odporu v sepnutém stavu tranzistoru M31.

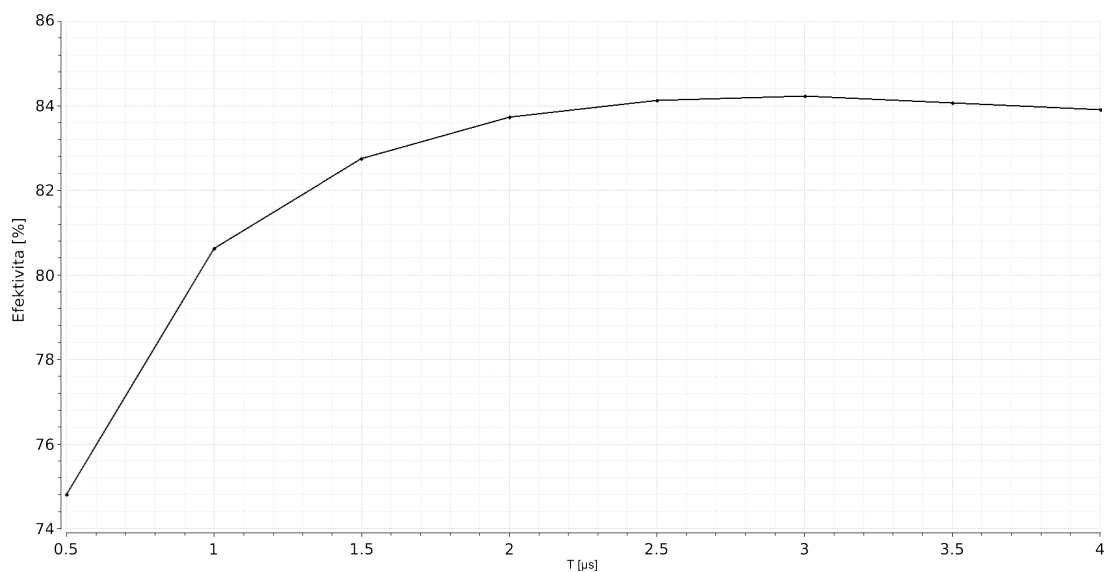
Při všech simulacích bylo zvoleno napájecí napětí 2 V, zátěž 100 mA, teplota 25 °C a typický proces. Frekvence spínání byla zvolena na základě simulací, ve kterých byla porovnávána efektivita nábojové pumpy (bez regulace) s daným typem spínače v závislosti na rozmítání frekvence (periody). Tuto závislost zobrazuje obr. 2.14.

Je zřejmé, že s menší frekvencí se zvyšuje účinnost nábojové pumpy, ale zároveň roste zvlnění výstupního napětí (viz obr. 2.15).

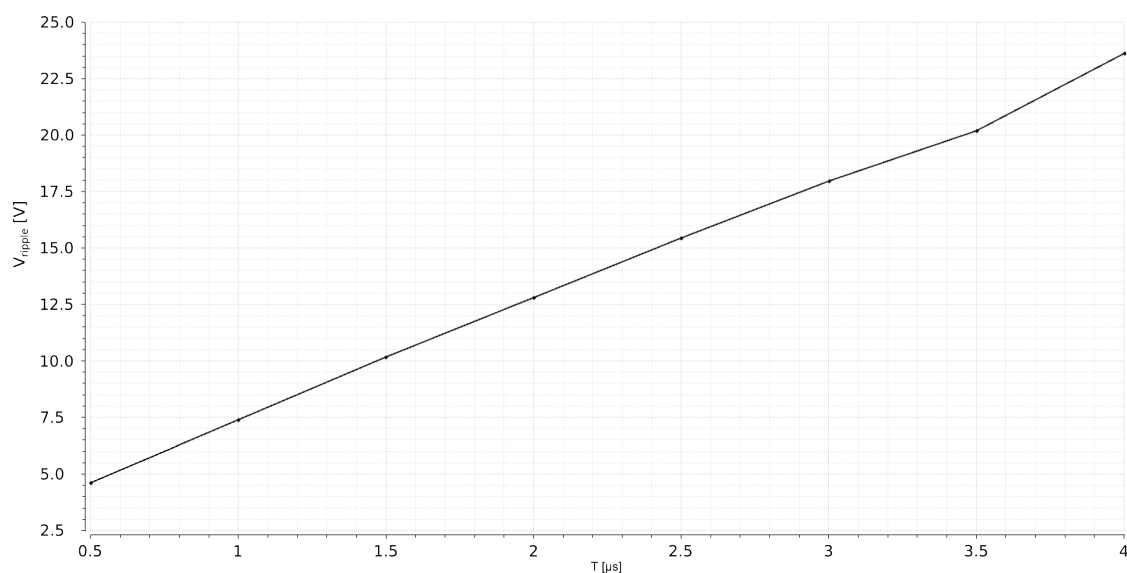
Zvlnění výstupního napětí je nepřímou úměrnou frekvenci spínání (viz rovnice (1.3)). Velikost výstupního napětí je také závislá na periodě spínání, což dokazuje obr. 2.16.

Všechny tyto simulace byly prováděny s reálnými modely keramických kondenzátorů (schéma zapojení a hodnoty součástek viz příloha B). Spínaný kondenzátor měl kapacitu 1 μF a výstupní kondenzátor měl kapacitu 10 μF .

Pro praktické použití nábojové pumpy byly provedeny simulace i s modely tantalových kondenzátorů. Z hlediska jiné vnitřní struktury a výrazně vyššího ESR



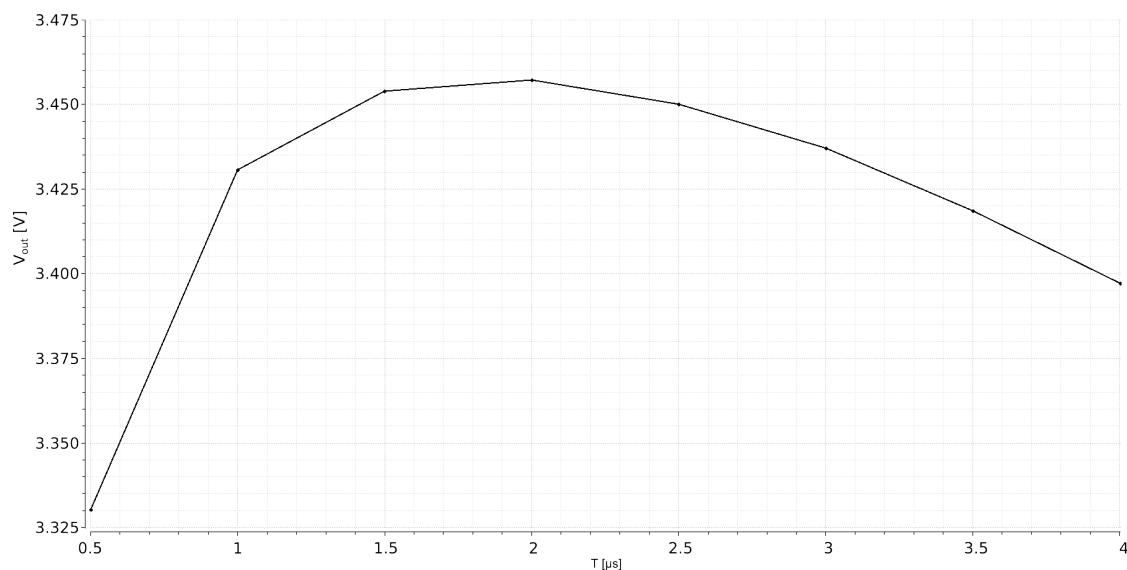
Obr. 2.14: Závislost efektivity nábojové pumpy na frekvenci spínání



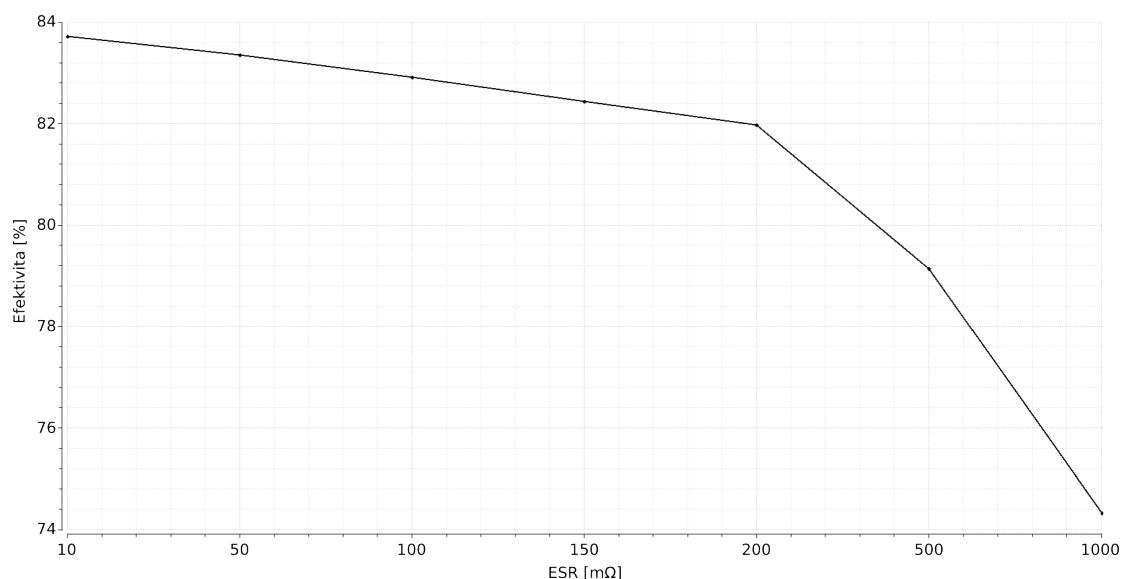
Obr. 2.15: Závislost zvlnění výstupního napětí nábojové pumpy na periodě řídicích signálů

nejsou tyto kondenzátory vhodné. Zejména se neosvědčilo jejich použití u spínaného kondenzátoru, protože se velice snížila účinnost nábojové pumpy. Nahrazením výstupního keramického kondenzátoru tantalovým kondenzátorem bylo také zvýšeno zvlnění výstupního napětí. Z těchto důvodů doporučuji používat pouze keramické kondenzátory s co nejmenším ESR. Závislost efektivity nábojové pumpy na velikosti ESR dokazuje obr. 2.17.

Z obrázku je patrné, že čím je ESR větší, tím je efektivita nábojové pumpy menší. Stejnou závislost lze pozorovat na výstupním napětí na obr. 2.18.



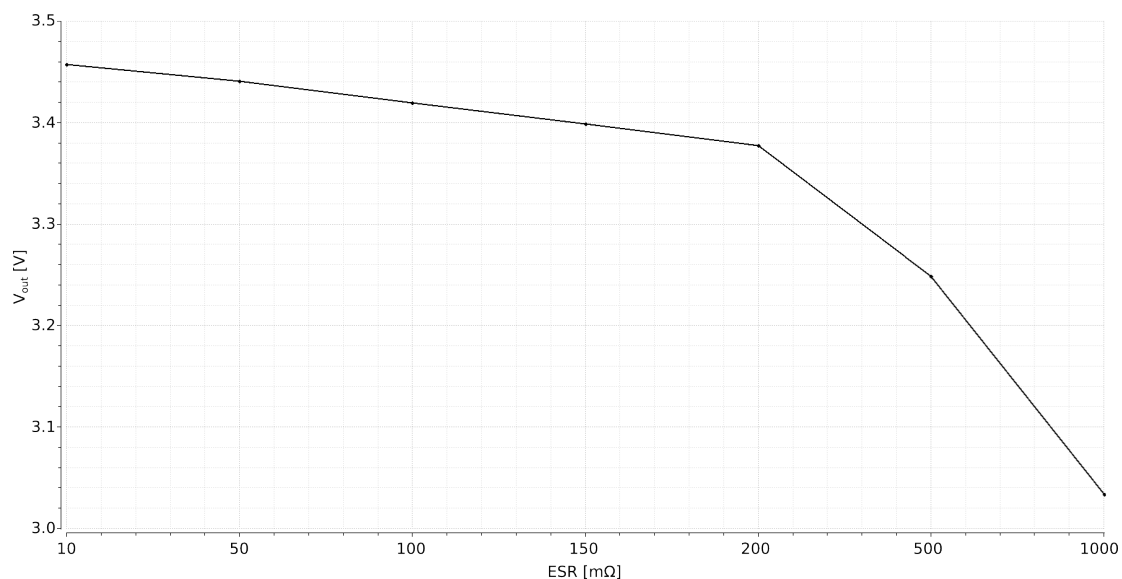
Obr. 2.16: Závislost výstupního napětí nábojové pumpy na periodě řídicích signálů



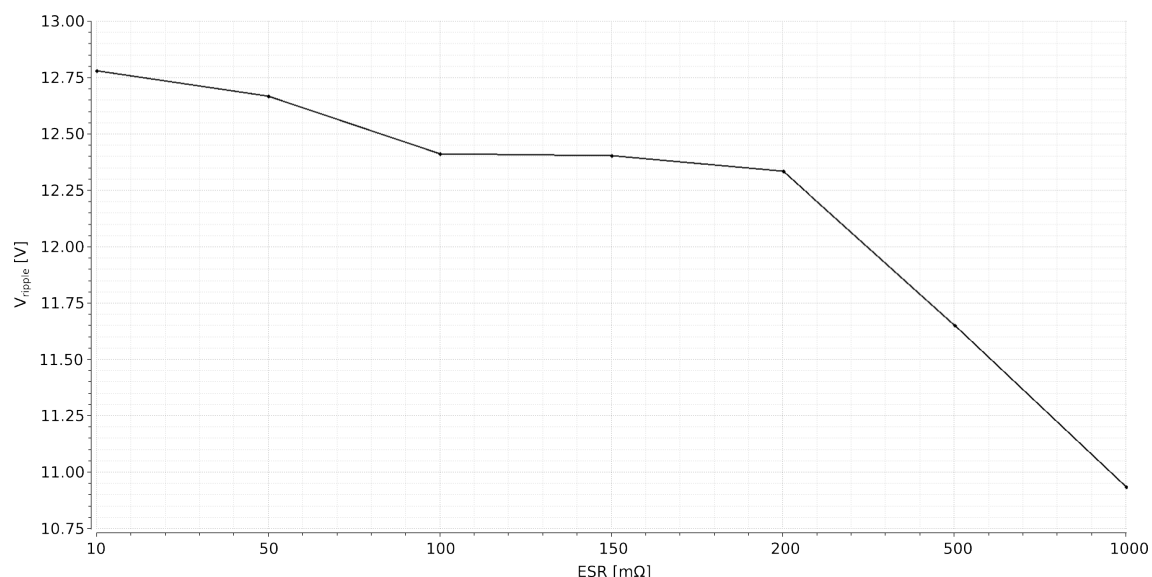
Obr. 2.17: Závislost efektivity nábojové pumpy na ESR

Zvlnění výstupního napětí se s rostoucím ESR zmenšuje (obr. 2.19), je to z důvodu menšího nabíjecího a vybíjecího proudu kondenzátoru (viz rovnice (1.3)).

U spínače nábojové pumpy byla také testována závislost efektivity, velikosti výstupního napětí a zvlnění výstupního napětí v závislosti na změně velikosti kondenzátorů. U všech kondenzátorů bylo zvoleno ESR rovno cca 4 mΩ. Závislost účinnosti nábojové pumpy na rozmítání kapacity kondenzátorů je zobrazena v tab. 2.5. Rozmítání kapacity kondenzátorů bylo prováděno v rozmezí od 1 μF do 3.3 μF (1 μF, 1.5 μF, 2.2 μF, 3.3 μF) u spínaného kondenzátoru a v rozmezí od 10 μF do 33 μF



Obr. 2.18: Závislost výstupního napětí nábojové pumpy na ESR



Obr. 2.19: Závislost zvlnění výstupního napětí nábojové pumpy na ESR

(10 μ F, 15 μ F, 22 μ F, 33 μ F) u výstupního kondenzátoru.

Z tab. 2.5 je patrné, že s větším spínaným kondenzátorem roste účinnost nábojové pumpy, ale růst je velice mírný. Velikost maximálního výstupního napětí není příliš závislá na změně velikosti kapacit kondenzátorů. Spínaný kondenzátor musí být tak velký, aby jeho energie stačila dobít výstupní kondenzátor při daném výstupním proudu a dané frekvenci spínání. Kdyby byl proud větší, pravděpodobně by se musela zvětšit velikost spínaného kondenzátoru. V případě, že je kondenzátor větší, než je potřeba, energie uchovaná v tomto kondenzátoru se již nezvětšuje. Tuto podobnou

Závislost efektivity, zvlnění a výstupního napětí na změně hodnot kondenzátorů				
$C_{Fly}[\mu F]$	$C_{Out} [\mu F]$	Efektivita [%]	$U_{Out} [V]$	$U_{Ripple} [mV]$
1	10	83.64	3.457	12.79
1	15	83.66	3.457	9.808
1	22	83.66	3.457	7.945
1	33	83.68	3.456	7.314
1.5	10	83.98	3.472	12.7
1.5	15	83.99	3.473	9.837
1.5	22	83.97	3.473	7.927
1.5	33	83.99	3.472	7.245
2.2	10	84.11	3.479	12.76
2.2	15	84.12	3.479	9.881
2.2	22	84.1	3.479	7.988
2.2	33	84.12	3.478	7.337
3.3	10	84.19	3.483	12.65
3.3	15	84.17	3.483	9.83
3.3	22	84.17	3.483	8.086
3.3	33	84.16	3.481	7.411

Tab. 2.5: Závislost efektivity, zvlnění a výstupního napětí nábojové pumpy na změnu hodnot kondenzátorů

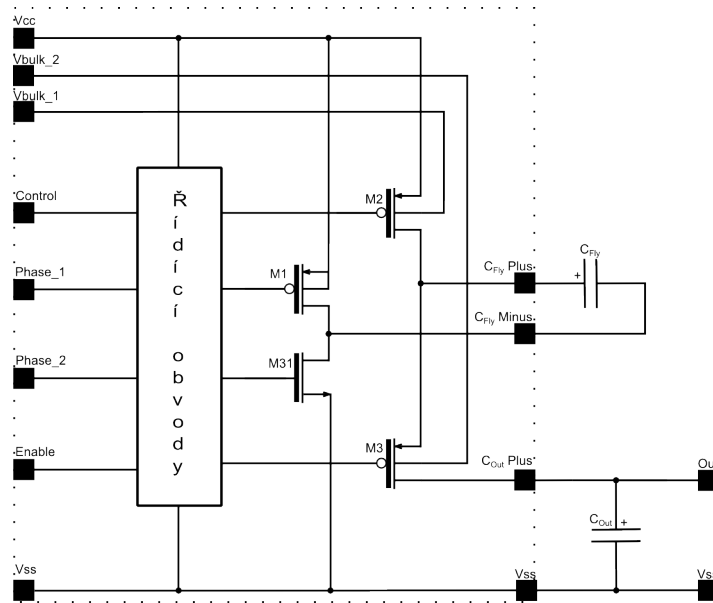
závislost můžeme pozorovat i výše na závislosti efektivity spínače nábojové pumpy na změně hodnoty kondenzátorů. Zvlnění výstupního napětí je závislé pouze na změně výstupní kapacity, což je dáno vzorcem (1.3). S rostoucí výstupní kapacitou klesá zvlnění výstupního napětí, ale zároveň roste náběh výstupního napětí do maximální hodnoty.

Dále byla simulována efektivita, velikost výstupního napětí a zvlnění výstupního napětí v závislosti na toleranci externích kondenzátorů. Z výsledků vyplynulo, že malá změna kapacity, v rámci 20 % tolerance kondenzátorů, není příliš závislá na žádný z těchto parametrů. Závislost je velice podobná předchozím výsledkům s rozmítáním kapacit kondenzátorů, ale v menší míře rozptylu simulovaných hodnot.

Spínač pro regulaci typu Constant frequency a PWM ([8], [12], [13], [22])

Tímto typem spínače mohou být měněny odpory tranzistorů, čehož bylo docíleno jiným typem řízení. U tohoto spínače byly použity upravené invertory, pomocí kte-

rých lze řídit odpor spínaných tranzistorů. Blokové schéma zapojení tohoto spínače je zobrazeno na obr. 2.20 (celé schéma zapojení v příloze S).



Obr. 2.20: Blokové schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci typu Constant Frequency a PWM

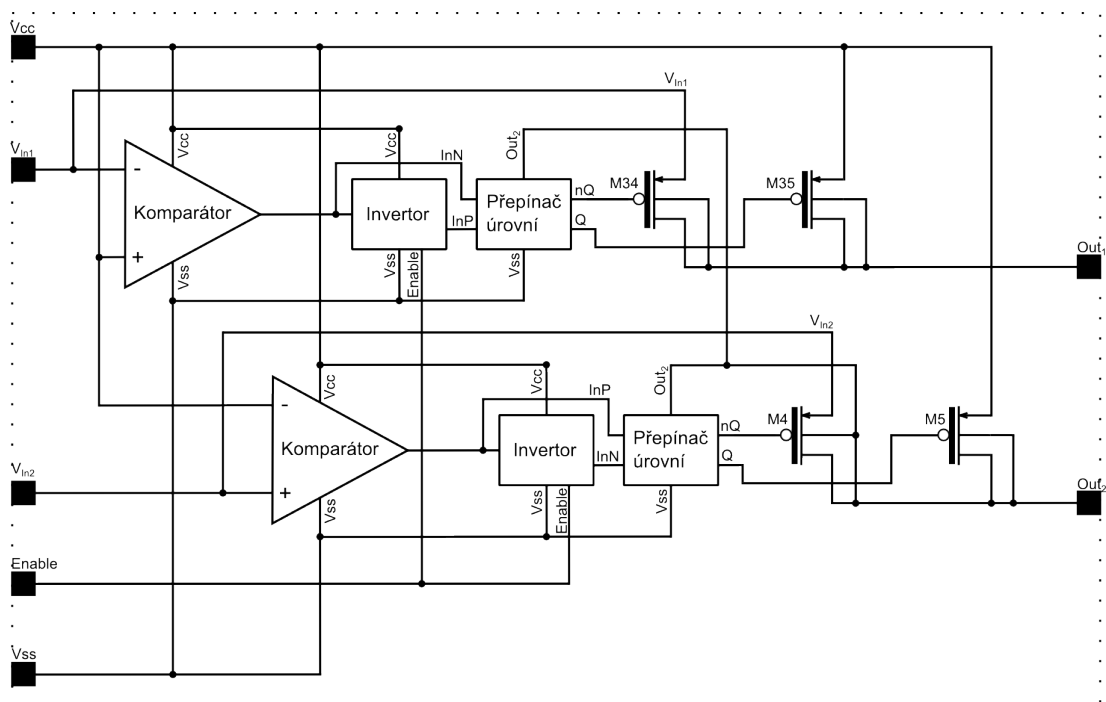
Funkce je podobná předchozímu spínači, rozdílné je řízení odporu tranzistorů. V cyklu, kdy je energie ze spínaného kondenzátoru C_{fly} přenášena do výstupního kondenzátoru C_{out} , je možné řídit odpor sepnutých tranzistorů, a tak i nabíjecí/vybíjecí charakteristiky kondenzátoru. Tímto lze regulovat výstupní napětí jemněji než v případě předchozího spínače. K regulaci slouží upravený invertor, který obsahuje čtyři tranzistory. Dva tranzistory, M38 a M43 (M23 a M44), plní funkci klasického invertoru a tranzistory M47 a M53 (M48 a M54) jsou zapojeny tak, aby bylo možné řídit velikost napětí na hradlech obou spínaných tranzistorů. V případě, že je na vstupu control napětí 0 V, jsou oba spínané tranzistory M1 a M3 rozepnuty a na výstup neproudí žádný proud. Jestliže je na vstupu control napětí vyšší (až napájecí), jsou tranzistory sepnuty s určitým odporem nastaveným napětím na vstupu control.

U tohoto typu spínače byly simulovány stejné závislosti jako u předchozího spínače nábojové pumpy. Výsledky jsou takřikajíc stejné, proto je již zde podruhé neuvádím.

2.2.2 Přepínač napětí pro izolované substráty ([8], [22])

Z důvodu správné funkce spínání MOSFET tranzistoru musí být izolovaný substrát tranzistoru připojen na nejvyšší napětí u PMOS tranzistorů a na nejnižší napětí u NMOS (MOSFET tranzistor s vodivým kanálem N-typu) tranzistorů. Kdyby toto

napětí nebylo přepínáno, nebylo by docíleno nejnižšího odporu tranzistoru při sepnutí a nejvyššího při rozepnutí tranzistoru (viz vysvětlení výše - Spínač pro regulaci Pulse Skip). Tranzistor by tedy buď nebyl plně sepnut, nebo plně rozepnut a tek l by jím proud. Tento proud by v konečném důsledku bránil ve správné činnosti nábojové pumpy a snižoval by její účinnost. Přepínačem napětí pro izolované substráty je tedy zajištěno, aby tranzistory měly co nejmenší odpor při sepnutí a co největší při rozepnutí.



Obr. 2.21: Blokové schéma zapojení přepínače napětí pro izolované substráty

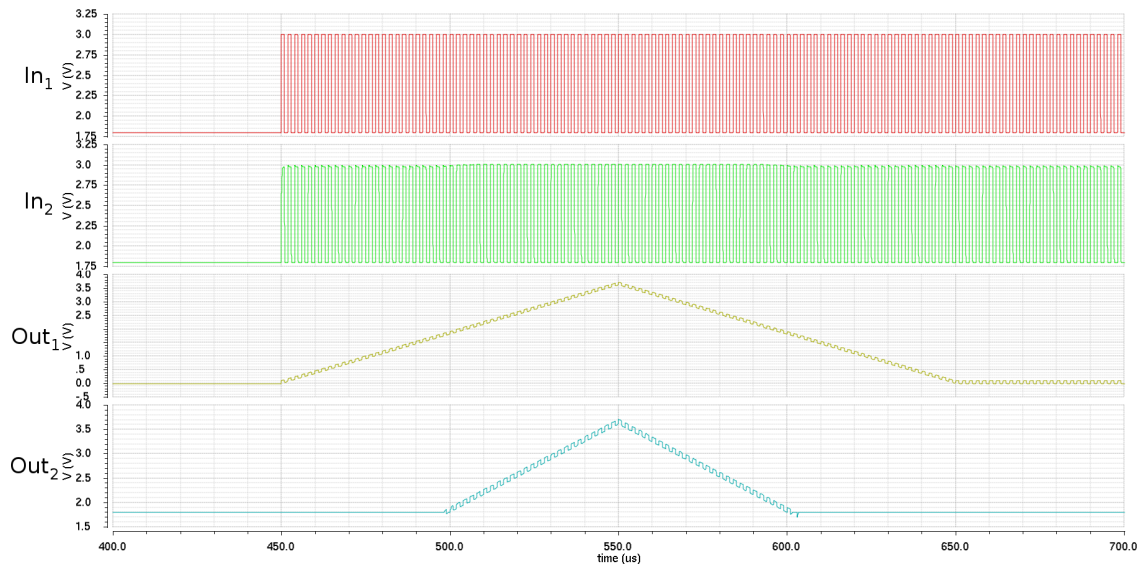
Funkce přepínače napětí pro izolované substráty je následující: Na obr. 2.21 je blokové schéma zapojení přepínače (celé schéma zapojení v příloze H až příloze J), který disponuje vstupem pro porovnávání napětí na kladném pólu spínaného kondenzátoru C_{fly} s napájecím napětím a vstupem pro porovnání výstupního napětí nábojové pumpy V_{out} s napájecím napětím. Ke každému tomuto vstupu je na druhé straně obvodu výstup, na který se přepíná vždy vyšší porovnávané napětí.

Uvnitř tohoto bloku je možné nalézt dva komparátory k porovnávání již zmíněných napětí. Výstupy těchto komparátorů jsou napojeny na invertory, které jsou zde zapojeny jen z důvodu funkce dalšího bloku - přepínače úrovní. Tento obvod je použit z důvodu jiného napětí, které vystupuje z komparátorů, a jiného spínaného napětí. Kdyby nebyl přepínač úrovní použit, nebylo by možné dostatečně vypnout PMOS tranzistory a funkce přepínání napětí by nepracovala správně. Přepínač úrovní pracuje s malým napětím na vstupu (napájecí napětí) pro přepnutí jeho stavu, ale na

výstupu je napětí vyšší (napětí na výstupu Out_2). Z přepínače úrovní vystupují dva signály, první přímý a druhý negovaný. Tyto signály jsou již přímo napojeny na tranzistory, které spínají vyšší napětí porovnané komparátory.

Komparátory byly nastaveny a simulovány tak, aby měly dostatečnou hodnotu SR (Rychlost přeběhu) (viz tab.2.6). Důraz na tento parametr musel být obzvláště kladen u komparátoru, který porovnává hodnotu napětí na kladném pólu spínaného kondenzátoru s hodnotou napájecího napětí. Tato hodnota se totiž mění z napájecího napětí na hodnotu výstupního napětí každou 1 μ s, tedy frekvencí oscilátoru 500 kHz. Čím je komparátor pomalejší a na jeho výstupu dochází ke zpoždění, tím je efektivita nábojové pumpy menší, protože spínače nábojové pumpy (tranzistory) nejsou schopny dostatečně rychle vypnout.

Přepínač napětí pro izolované substráty byl simulován na základě jeho reálné funkce, na první vstup byl připojen obdélníkový signál s napětími 1.8 a 3 V a na výstupu bylo sledováno, jak je tento signál přepínán. Na druhý vstup bylo připojeno napětí s pomalým náběhem, na které bylo superponováno obdélníkové napětí s amplitudou 100 mV. Bylo sledováno, kdy se přepne vstupní napětí na druhém vstupu na druhý výstup. Tyto operace musejí být prováděny bez velkého zpoždění. V tab. 2.6 jsou zobrazeny parametry rychlosti přeběhu SR komparátorů, klidový proud $I_{Quiescent}$ a proud v aktivním režimu I_{Power} .



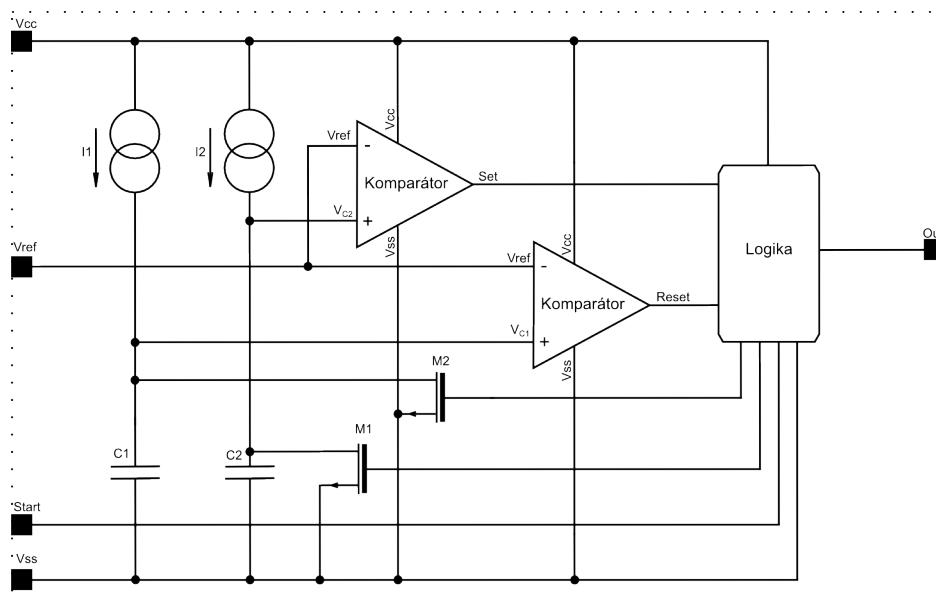
Obr. 2.22: Časová závislost vstupních a výstupních napětí

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
SR [V/ μ s]	14.27	16.82	17.85	18.99
$I_{Quiescent}$ [pA]	341.7	356.2	527.9	561.3
I_{Power} [μ A]	11.25	15.34	15.69	14.03

Tab. 2.6: Parametry bloku přepínače napětí pro izolované substráty

2.2.3 Oscilátor ([17], [18], [22])

V návrhu nábojové pumpy je použit dvourampový oscilátor. Oscilátor generuje frekvenci o kmitočtu cca 500 kHz s přesností 20 %. Tato frekvence je především závislá na procesu výroby, protože kondenzátory na čipu mají relativně velké rozmítání v procesu výroby. Efektivita nábojové pumpy je sice závislá na frekvenci, což dokazuje obr. 2.14, ale v tomto rozmezí není ztráta účinnosti výrazná.



Obr. 2.23: Blokové schéma zapojení oscilátoru

Blokové schéma zapojení navrženého oscilátoru je zobrazeno na obr. 2.23 (celé schéma zapojení v příloze C až příloze D). Oscilátor obsahuje dva komparátory, které porovnávají napětí na kondenzátorech, které se nabíjejí. Jestliže je oscilátor spuštěn, je nabíjen konstantním proudem kondenzátor C2. Když je na tomto kondenzátoru napětí větší než referenční, je komparátor přepnut. Komparátory jsou napojeny na RS klopný obvod (na blokovém schématu obsažen v bloku Logika). Na výstupu

tohoto klopného obvodu je přepnuta logická hodnota na log. 0. Za klopným obvodem je invertor, výstupní hodnota je tedy log. 1. V tomto okamžiku je také vybit kondenzátor C2 tranzistorem M2 a kondenzátor C1 začne být nabíjen konstantním proudem. Proces se opakuje, klopný obvod RS je resetován a na výstupu oscilátoru je nastavena hodnota log. 0. Takto začne obvod generovat na výstupu určitou frekvenci, která je dána velikostí kondenzátoru, nabíjecím proudem a referenčním napětím (vztahy (2.2), (2.3), (2.4)).

Vztah pro frekvenci oscilátoru dostaneme ze základní integrální rovnice kondenzátoru:

$$u = \frac{1}{C} \cdot \int i \, dt \quad (2.2)$$

Proud, kterým je nabíjen kondenzátor, je v tomto případě konstantní. Integrál je tedy upraven:

$$u = \frac{1}{C} \cdot i \cdot \int dt \quad (2.3)$$

Nyní již lze integrovat a upravit vzorec tak, aby bylo patrné, jakou dobu bude nabíjen kondenzátor:

$$t = \frac{C \cdot U}{I} \quad (2.4)$$

Tento čas určuje dobu půlperiody, jestliže má oscilátor nastavenou střidu 50 %, oba kondenzátory budou stejné a perioda bude dvojnásobkem této doby. Frekvence je potom převrácená hodnota periody (2.5).

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.5)$$

Jestliže byl zvolen proud, kterým je nabíjen kondenzátor, lze upravit tento vzorec na výpočet velikosti kondenzátoru.

$$C = \frac{I \cdot t}{U} \quad (2.6)$$

Proud, který nabíjí kondenzátory je u obou kondenzátorů 200 nA, frekvence byla zvolena 500 kHz, perioda je tedy 2 μ s. Půlperioda potom 1 μ s. V tomto případě je vypočtená velikost kondenzátorů:

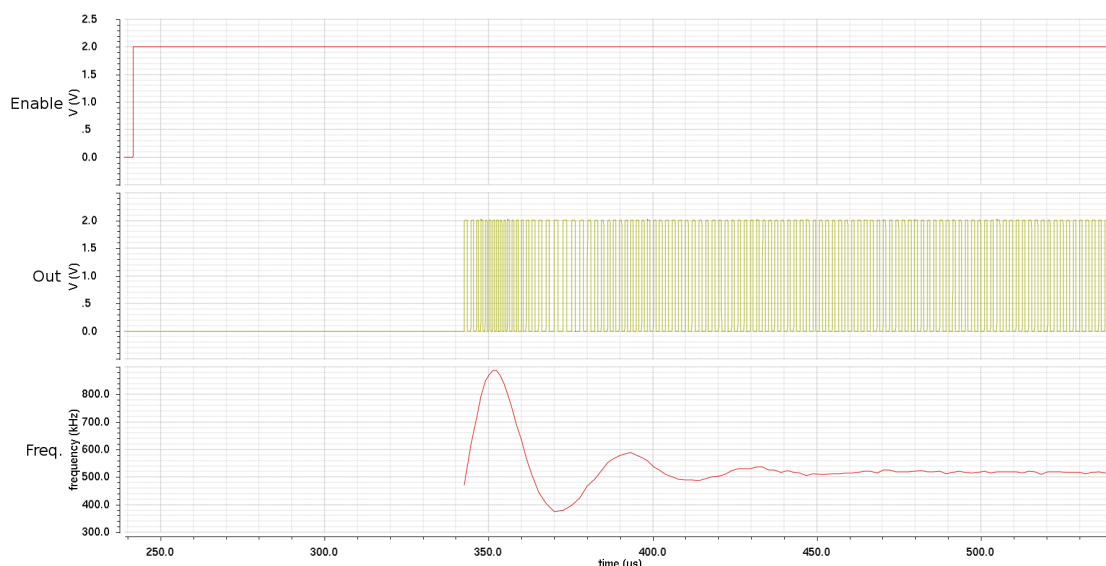
$$C = \frac{I \cdot t}{U} = \frac{2 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-6}}{1.214} = 165 \, \text{fF} \quad (2.7)$$

Velikost kondenzátorů byla po simulacích upravena na takřka poloviční hodnotu (80 fF), protože proud tekoucí přímo do kondenzátorů je přibližně 97 nA. Snížení proudu je způsobeno minimálním proudem tekoucím do hradel tranzistorů (řády až desítky nA) a také do vybíjecích tranzistorů (desítky nA). Nepřesnost z hlediska

popsaného výpočtu je tím vyšší, čím nižší je proud pro nabíjení kondenzátorů. S vyšším proudem (řády μA) by se sice snížila nepřesnost výsledku, ale zvýšil by se proud potřebný pro chod oscilátoru, proto byla volena nižší hodnota proudu pro nabíjení kondenzátorů. Konečná frekvence (velikost kondenzátorů) byla odladěna v simulacích.

Na obr. 2.24 jsou zobrazeny časové průběhy oscilátoru při napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a typickém procesu.

V tab. 2.7 jsou zobrazeny parametry bloku oscilátoru při teplotě 25 °C a typickém procesu. Je patrné, že při změně napájecího napětí se frekvence téměř nemění. Zpožděné spuštění oscilátoru je dáno zpožděním zapnutí proudové reference. Proudová reference je spuštěna až přibližně 100 μs po signálu Bg_{OK} . Proud $I_{Quiescent}$, který udává klidový proud při vypnutí oscilátoru, je velice malý, protože všechny součásti oscilátoru jsou vypnuty. Proud I_{Power} nabývá hodnot okolo 15 μA .



Obr. 2.24: Časové závislosti bloku oscilátoru

Účinnost nábojové pumpy je závislá na frekvenci a na střídě řídicích signálů, což dokazuje obr. 2.14. Z tohoto důvodu byla simulována nejvhodnější frekvence oscilátoru z hlediska co nejvyšší efektivity nábojové pumpy, ale zároveň s co nejmenším zvlněním výstupního napětí, což dokazuje obr. 2.15. Frekvence byla po simulacích zvolena na 500 kHz jako kompromis mezi účinností nábojové pumpy a zvlněním výstupního napětí při této frekvenci spínání.

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
Frekvence [kHz]	517.7	518	518.2	515.5
Zpoždění startu [μs]	101	100.8	100.2	100.4
$I_{Quiescent}$ [pA]	387	383.2	388.8	407.3
I_{Power} [μA]	14.54	14.55	14.48	15.71

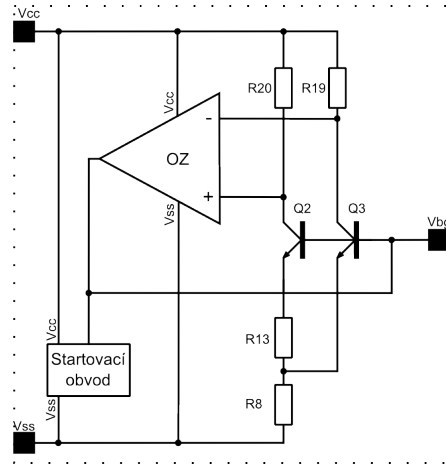
Tab. 2.7: Parametry bloku oscilátoru

2.2.4 BG reference ([19], [20], [21], [22])

Jeden z nejdůležitějších bloků, od kterého se odvíjí přesnost celé nábojové pumpy, je BG reference. Ideální BG reference generuje referenční napětí (proud) nezávislé na teplotě, procesu a napájecím napětí. Samozřejmě toho není možné úplně přesně dosáhnout. Tato BG reference dosahuje přesnosti větší než 12 mV (6 sigma), při rozmítání napájecího napětí od 1.5 V do 3.5 V a rozmítání teploty od -40 do 125 °C (viz parametry v tab. 2.8).

Kompletní schéma zapojení BG reference je příliš velké, proto je zobrazeno v příloze T. Blok BG reference se skládá ze tří základních částí. První částí je vlastní BG reference se spouštěcím obvodem, druhou částí je obvod pro generování teplotně a napětově nezávislého proudu a třetí část je zpožďovací a spouštěcí obvod, který slouží pro spouštění druhé části BG reference a celého systému nábojové pumpy. Připojí-li se na blok BG reference napájecí napětí a na vstupu Enable bude 0 V, bude pracovat jen vlastní BG reference a částečně zpožďovací obvod. Po určité době od naběhnutí referenčního napětí do nominální hodnoty povolí tento obvod zapnutí proudové reference a ostatních bloků nábojové pumpy, ale jen v případě, že na vstup Enable bude připojen na napájecí napětí. Zpoždění zapnutí proudové reference a ostatních bloků nábojové pumpy je prováděno z důvodu potlačení zvlnění referenčního napětí při zapnutí BG reference. Jestliže by byly zapnuty všechny bloky zároveň, bylo by velice pravděpodobné, že se BG reference rozkmitá, a tím by se stal celý systém nábojové pumpy nestabilním.

Blok vlastní BG reference, který je na obr. 2.25, je velice jednoduchý na pochopení, ale byl velice složitý na přesné nastavení napětové reference a na přesnost napětí (s rozmítáním napájecího napětí, teploty a procesních parametrů). Jak již bylo řečeno výše, na přesnosti tohoto bloku závisí přesnost nábojové pumpy. Funkce tohoto bloku je velice jednoduchá. Základním a nejpřesnějším blokem je blok s dvěma bipolárními tranzistory Q2 a Q3. Základním pravidlem pro teplotní stabilitu tohoto



Obr. 2.25: Blokové schéma zapojení vlastní BG reference

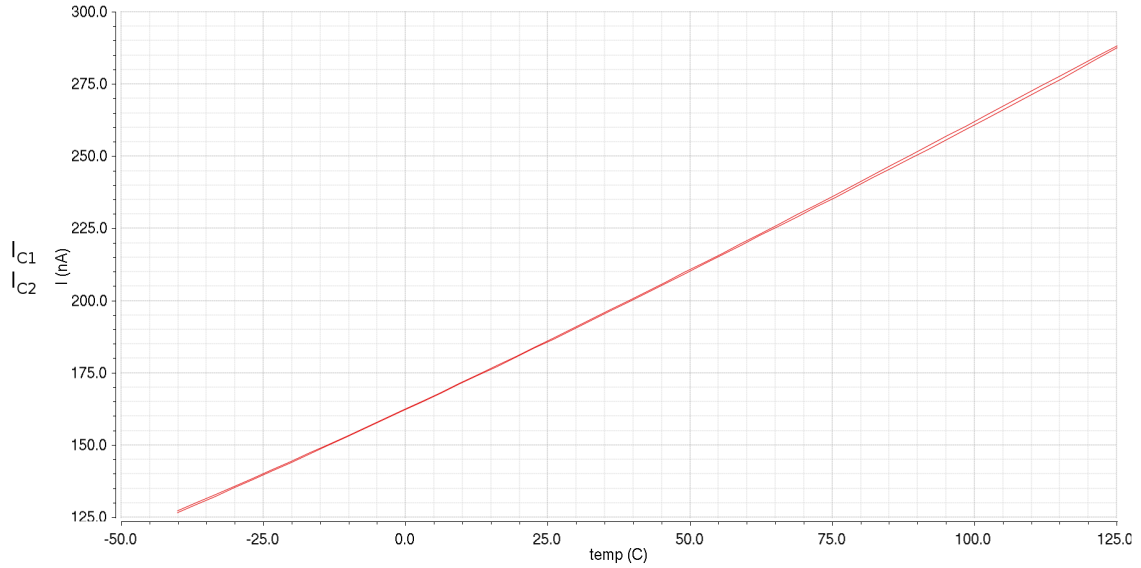
obvodu je, aby kolektorový proud bipolárních tranzistorů byl stejný (viz obr. 2.26). Tento proud je nastaven napětím na bázích tranzistorů. Teplotní stability je docíleno, když je na bázích tranzistorů nastaveno napětí 1.214 V. Standardní bandgapové napětí je přibližně 1.25 V, ale v tomto zapojení jsou použity substrátové bipolární tranzistory npn z knihovny onc25, které mají velice malé proudové zesílení β . Kolektorové proudy těchto bipolárních tranzistorů jsou také velice malé (200 nA). Z těchto důvodů je bandgapové napětí trochu posunuté. Hodnota bandgapového napětí byla zvolena z teplotní závislosti souběhu kolektorových proudů, která je na obr. 2.26. Bangapové napětí bylo krokováno a nakonec byla vybrána hodnota $V_{Bg} = 1.214$ V, protože měla nejlepší teplotní závislost souběhu kolektorových napětí.

Při výpočtech a nastavování hodnot v BG referenci bylo postupováno následovně: Nejprve byl zvolen proud, který bude protékat tranzistory Q2 a Q3. Z důvodu malého odběru a spolehlivé funkce BG reference byl zvolen proud tranzistorů 200 nA. Proud by mohl být samozřejmě ještě menší, ale neměl by sahat pod hranici 100 nA kvůli správné a přesné funkci tranzistorů. Kdyby byl zvolen menší proud kolektory bipolárních tranzistorů, musely by být zvoleny také větší rezistory R19 a R20. Změnou kolektorových proudů se ale také mění velikost bandgapového napětí. Velikost bipolárního tranzistoru Q2 byla zvolena 8 krát větší než u tranzistoru Q3. V tomto případě je rozdílové napětí bázových napětí ΔV_{be} :

$$\Delta V_{be} = V_T \cdot \ln(N) \quad (2.8)$$

Po doplnění údajů:

$$\Delta V_{be} = 0.026 \cdot \ln(8) = 0.05407 \text{ V} \quad (2.9)$$



Obr. 2.26: Teplotní závislost souběhu kolektorových proudů pro $V_{Bg} = 1.214$ V a napájecí napětí 2 V

Napětí ΔV_{be} je dále využito k vypočtení rezistoru R13. Rezistor R8 se vypočte následovně:

$$R8 = \frac{V_{bg} - V_{beQ3}}{I_{CQ2} + I_{CQ3}} = \frac{1.214 - 0.614}{4 \cdot 10^{-7}} = 1.5 \text{ M}\Omega \quad (2.10)$$

Následně lze vypočíst rezistor R13:

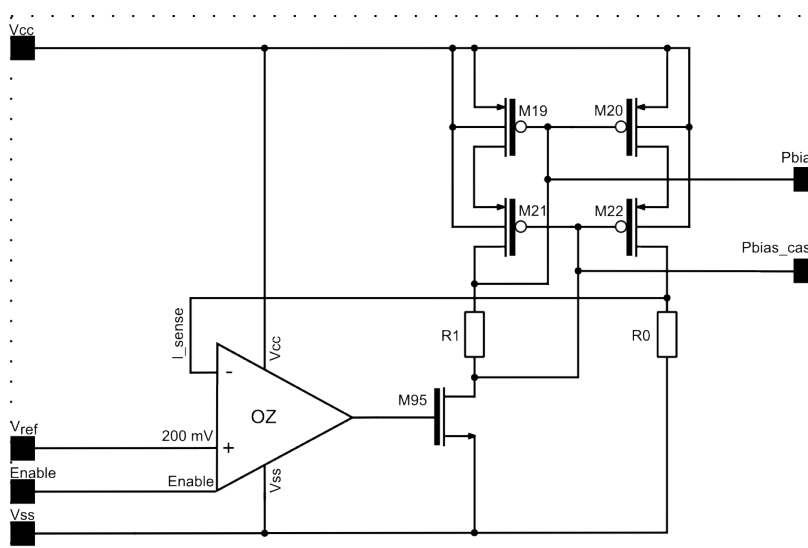
$$R13 = \frac{\Delta V_{be}}{I_{CQ2}} = \frac{0.05407}{2 \cdot 10^{-7}} = 270.35 \text{ k}\Omega \quad (2.11)$$

Všechny rezistory by měly být dostatečně široké, aby byla procesní chyba při výrobě čipu co nejmenší. Hodnoty rezistorů R19 a R20 byly zvoleny s ohledem na úbytek napětí, který na nich vznikne. Jestliže bude napájecí napětí 1.5 V, úbytek napětí na rezistorech by neměl být větší než přibližně $V_{CC} - 1.214$ V, tedy 0.286 V. Odporů R19 a R20 jsou nastaveny na hodnoty 1.49 M Ω , které při napájecím napětí 1.5 V vyvolávají úbytek 0.298 V. Hodnota odporů byla upravena podle výsledků simulací. Tento úbytek napětí je pohyblivý jak na procesním rozmítání, tak na rozmítání teploty, protože jsou použity rezistory rphripoly, které mají záporný teplotní součinitel $TC1 = -0.00136$ 1/K.

Hodnoty rezistorů R22 a R24 byly zvoleny tak, aby při bandgapovém napětí tekla touto větví proud 200 nA (je také pohyblivý v procesu a teplotách). Odbočka z této větve je nastavena tak, aby na ní bylo napětí 200 mV, které poslouží dále jako reference u zdroje přesného proudu.

Řídící operační zesilovač sestavený z bipolárních tranzistorů Q4 a Q5 a MOSFET tranzistorů M77, M78, M81, M82, M83 a M85 byl nastaven tak, aby stabilně pracoval v rozmezí napětí, teplot a s rozmitáním procesních parametrů. Operační zesilovač není příliš rychlý, ale na řízení BG reference je tato rychlost dostačující. Pro dobrou stabilitu reference byly přidány dva kondenzátory C0 a C19. Kapacita kondenzátorů byla zvolena tak, aby byla reference v každém případě stabilní. Operační zesilovač byl postaven z bipolárních tranzistorů z důvodu mnohem větší přesnosti. Kdyby byly použity MOSFET tranzistory, nebyla by přesnost tohoto operačního zesilovače tak dobrá. Operační zesilovač sleduje napětí na kolektorech tranzistorů Q2 a Q3. Jestliže jsou tato napětí stejná, jsou stejné i proudy, které tečou rezistory R19 a R20. Tím pádem platí, že je reference teplotně stabilní. Jestliže sledovaná napětí (proudy) nejsou stejná, operační zesilovač otevře nebo uzavře tranzistor M85 tak, aby stejná byla.

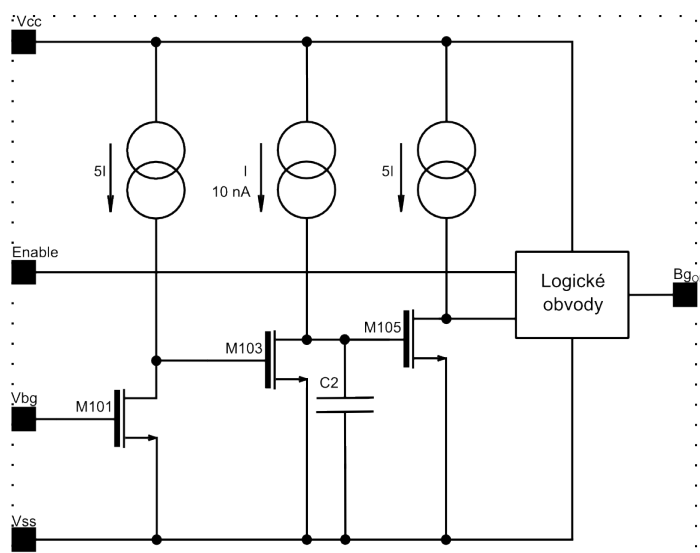
Startovací obvod je použitý z důvodu nastartování vlastní BG reference. Operační zesilovač, který řídí napětí na BG referenci, využívá biasovací proud, který teče tranzistorem M85, proto je nutné tento tranzistor na počátku otevřít, aby operační zesilovač a celá BG reference mohla začít správně pracovat. Startovací obvod reference je sestaven z tranzistorů M79 a M80. Tranzistory M96, M97 a rezistor R26 slouží pouze jako jednoduché proudové zrcadlo. Při připojení napájecího napětí na BG referenci je sepnut tranzistor M80, který dále otevírá řídicí tranzistor BG reference. Tranzistor M79 sleduje referenční napětí V_{bg} , když je napětí dostatečně velké, tranzistor je sepnut a tranzistor M80 je vypnut. V tomto okamžiku přestane startovací obvod pracovat a pracuje již jen vlastní BG reference.



Obr. 2.27: Blokové schéma zapojení proudové reference

Přesná proudová reference, zobrazena na obr. 2.27, pracuje na principu porov-

návání napětí na odporu vůči referenčnímu napětí odvozenému z BG reference. Proudová reference je složena z řídicího operačního zesilovače, řídicího tranzistoru M95, z PMOS kaskódy složené z tranzistorů M19, M20, M21 a M22 a rezistoru R1, který slouží pro nastavení pracovního bodu tranzistorů kaskódy. Pro řízení byl zvolen PMOSový transkonduktanční operační zesilovač, který byl nastaven s důrazem na přesnost (v rozmítání teploty, napájecího napětí i procesních parametrů), důsledkem toho je menší rychlost. Operační zesilovač porovnává referenční napětí 200 mV s napětím na rezistoru R0. Jestliže jsou tyto dvě napětí stejná, teče rezistorem R0 proud 500 nA. Když stejná nejsou, operační zesilovač otevře nebo uzavře tranzistor M95 na takovou úroveň, aby stejná byla. Rezistor R0 je typu rppoly z technologické knihovny onc25. Tento rezistor se vyznačuje velice malým rozptylem s teplotním rozmítáním i relativně malým procesním rozptylem. Biasovací napětí jednotlivých bloků (Pbias a Pbias_casc) jsou potom zapojena na hradla tranzistorů M19 a M21. Se změnou velikosti připojených tranzistorů k těmto biasovacím napětím lze jednoduše u jednotlivých bloků volit podle potřeby různé biasovací proudy.



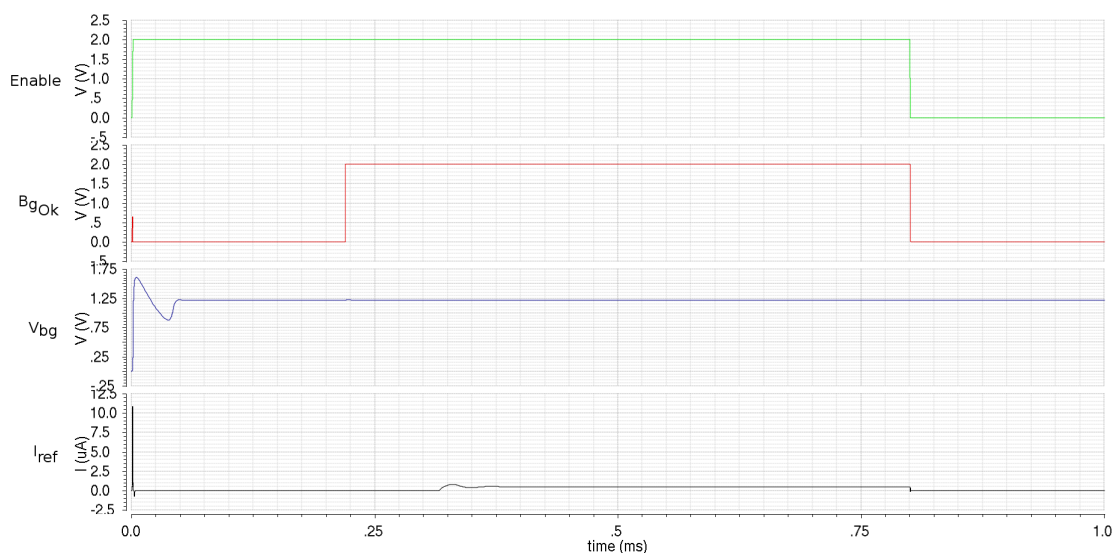
Obr. 2.28: Blokové schéma zapojení zpožďovacího a spouštěcího obvodu

Poslední částí bloku nábojové pumpy je zpožďovací a spouštěcí obvod (obr. 2.28), který zajišťuje zpožděné spuštění proudové reference a celého systému nábojové pumpy. Funkce tohoto obvodu je následující: Jedná se o velice jednoduchý komparátor, který porovnává vstupní napětí s prahovým napětím tranzistoru M101. Na vstup tohoto tranzistoru je připojeno referenční napětí z BG reference. Jestliže toto napětí převýší hodnotu prahového napětí tranzistoru, tranzistor sepne. Dále je vypnut tranzistor M103, kondenzátor C2 je odblokován a může být nabíjen konstantním proudem IPTAT (Teplotně závislý proudový zdroj) z BG reference. Sledování napětí na kondenzátoru bylo provedeno opět jednoduchým komparátorem s jedním

tranzistorem M105 (jako v předchozím případě), který sepne při nabití kondenzátoru na hodnotu prahového napětí tranzistoru. Sepnutím tranzistoru je dán signál, že referenční napětí BG reference je již stabilní a mohou se zapnout další bloky nábojové pumpy. Za zpožďovacím a spouštěcím obvodem byl navrhnout logický obvod, který zajišťuje globální zapnutí nebo vypnutí nábojové pumpy, kromě vlastní BG reference. Zapnutí nábojové pumpy je tedy závislé na stabilitě referenčního napětí a na vstupu Enable nábojové pumpy.

Na obr. 2.29 jsou zobrazeny časové závislosti vstupů a výstupů bloku BG reference. Je patrné, že při spuštění reference (signál Enable) na počátku při zapnutí se čeká na stabilní referenční napětí. V době, kdy je referenční napětí stabilní, je dán signál Bg_{Ok} a mohou být spuštěny další bloky nábojové pumpy. Mezi signálem Bg_{Ok} a spuštěním proudové reference je zpoždění přibližně 100 μ s.

V tab. 2.8 jsou zobrazeny simulované parametry BG reference. První polovina tabulky obsahuje výsledky ze simulace typu MonteCarlo, druhá část obsahuje výsledky simulované při napájecím napětí 2 V, teplotě 25 °C a typickém procesu. Lze pozorovat, že střední hodnota referenčního napětí V_{Bg} se pohybuje okolo 1.214 V a nejvyšší hodnota směrodatné odchylky je kolem 2 mV (6 sigma je tedy kolem 12 mV). Střední hodnota referenčního proudu I_{ref} se pohybuje okolo 500 nA a směrodatná odchylka se pohybuje okolo 10 nA. Proudový odběr nábojové pumpy se v klidovém stavu (Enable = 0 V) pohybuje okolo 2 μ A a v aktivním režimu okolo 3 μ A. Signál Bg_{Ok} je závislý na napájecím napětí, na procesu i na teplotě, ale byl simulován tak, aby v každém případě udával, že je BG reference stabilní. Jeho hodnota se pohybuje okolo 200 μ s až okolo 250 μ s v typickém procesu a při teplotě 25 °C.



Obr. 2.29: Časové závislosti vstupů a výstupů BG reference

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
MonteCarlo, 200 běhů, proces, teplota 25 °C.				
Střední hodnota V_{Bg} [V]	1.214	1.214	1.214	1.214
Směrodatná odchylka V_{Bg} mV	1.628	1.652	1.699	1.757
Střední hodnota I_{ref} [nA]	499.4	500.1	501.3	502.9
Směrodatná odchylka I_{ref} nA	9.41	9.425	9.456	9.493
Simulováno při teplotě 25°C a typickém procesu.				
$I_{Quiescent}$ [μA]	1.613	1.688	1.877	2.185
I_{Power} [μA]	2.725	2.802	2.998	3.312
Bg_{Ok} [μs]	215.7	220.4	247.1	252.2

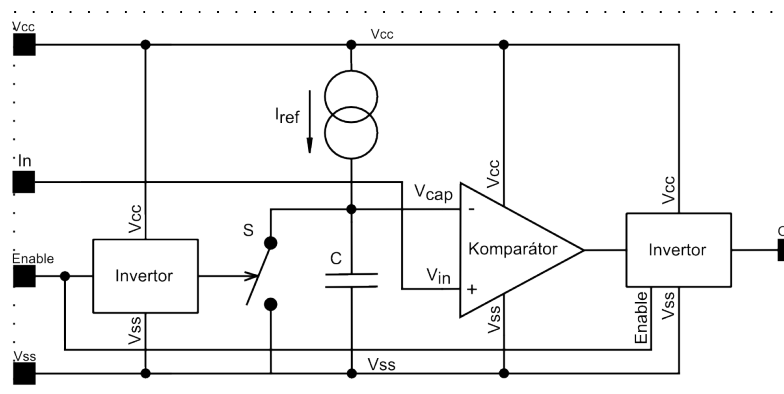
Tab. 2.8: Parametry bloku BG reference

2.2.5 Pomalý náběh výstupního napětí ([22])

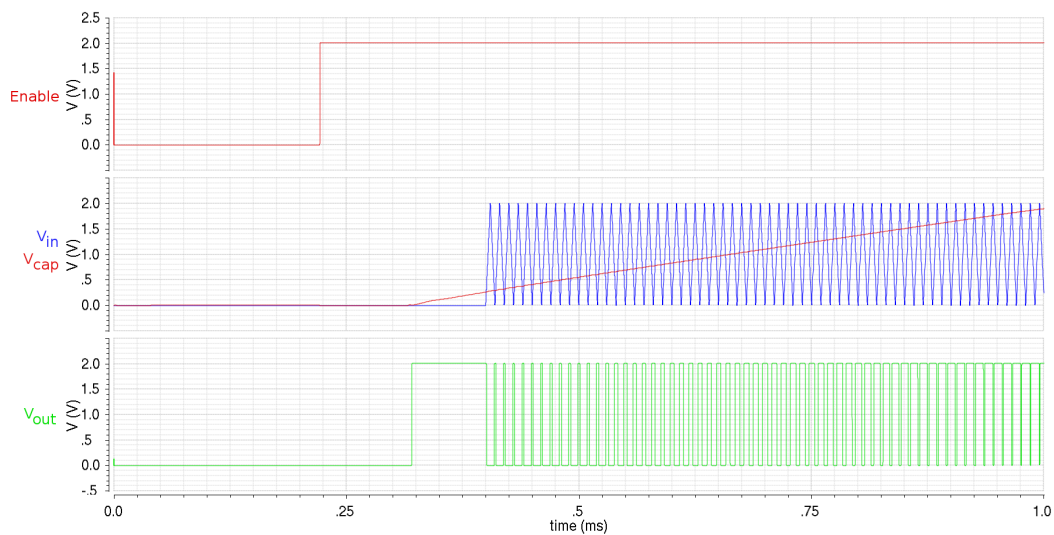
Obvod pomalého náběhu výstupního napětí nábojové pumpy, který je zobrazen na obr. 2.30 (celé schéma zapojení v příloze F a G), byl navržen proto, aby při nezatíženém výstupu nábojové pumpy bylo možné přesně definovat jak dlouhou dobu bude výstupní napětí nábojové pumpy nabíhat do nominální hodnoty. Uvnitř obvodu je nabíjen kondenzátor C1 konstantním proudem a napětí na tomto kondenzátoru je sledováno a porovnáváno s výstupním napětím nábojové pumpy. Jestliže je výstupní napětí nábojové pumpy vyšší než napětí na nabíjeném kondenzátoru, je vypnut oscilátor do doby, než napětí na kondenzátoru bude vyšší než výstupní napětí nábojové pumpy. Jedná se tedy o regulaci typu Pulse Skip, která v tomto případě definuje strmost náběhu výstupního napětí nábojové pumpy. Z důvodu potřeby porovnávat výstupní napětí nábojové pumpy s napětím na kondenzátoru od počátku až do nominální hodnoty výstupního napětí bylo potřeba navrhnout vstupy komparátoru rail-to-rail.

Kondenzátor C1 začíná být nabíjen v okamžiku, kdy je tento blok zapnut vstupem Enable. Kondenzátor C1 je nabíjen proudem přibližně 30 nA, který zajišťuje náběh výstupního napětí do nominální hodnoty v čase kolem 400 μs (obě tyto hodnoty jsou závislé na procesních podmínkách). Vlastnosti tohoto obvodu vyjadřuje tab. 2.9. Doba náběhu je definována okolo 400 μs, závislost na napájecím napětí je zde minimální, klidový proud $I_{Quiescent}$ je relativně malý jako u všech ostatních obvodů, proud v aktivním režimu I_{Power} je relativně velký z důvodu použití rail-to-rail operačního zesilovače. Funkce obvodu je také zobrazena v grafu na obr. 2.31, kde

lze pozorovat chování zapínání/vypínání výstupního napětí v závislosti na napětí na nabíjeném kondenzátoru C1 a na vstupním napětí.



Obr. 2.30: Blokové schéma zapojení obvodu pomalého náběhu



Obr. 2.31: Časové závislosti vstupů a výstupů pomalého náběhu

Parametry				
	Vcc [V]			
Parametr	1.8	2	2.5	3.3
Doba náběhu [μ s]	419.9	418.9	416.2	412.2
$I_{Quiescent}$ [pA]	806.1	932.6	879	741
I_{Power} [μ A]	17.71	19.07	20.65	21.08

Tab. 2.9: Parametry bloku pomalého náběhu

3 ZÁVĚR

První část práce se zabývá problematikou generování napětí při návrhu integrovaných obvodů pomocí nábojových pump. V této části jsou postupně probrány topologie nábojových pump TPVD, MPVD, Makowski, Dickson, Wu and Chang's a Ming-Dou Ker. U těchto topologií jsou popsány principy, použití, výhody/nevýhody, omezení daná technologií a jsou provedeny základní simulace. V závěru této části jsou popsány některé metody regulace nábojových pump.

V druhé části práce byly vytvořeny tři návrhy nábojových pump s rozdílným typem regulace (Pulse Skip, Constant frequency a PWM). Každý z těchto návrhů má své výhody a nevýhody, které lze mezi sebou porovnat.

V tab. 3.1 jsou sepsány parametry nábojových pump, s rozdílným typem regulace, pro napájecí napětí 2 V, výstupní proud 100 mA a s vypnutým blokem pomalého náběhu.

Hodnocení navržených nábojových pump s různým typem regulace			
Parametr	Pulse Skip	Constant frequency	PWM
V_{cc} [V]	2	2	2
V_{Out} [V]	3.294	3.3	3.298
V_{Ripple} [mV]	32.5	11.62	15.87
I_{out} [mA]	100	100	100
η [%]	80.7	81	79.17
I_{Power} [mA]	206.3	205.7	208.2
$I_{Quiescent}$ [μ A]	1.658	1.653	2.11
Start-up [μ s]	223.5	226.9	223.9

Tab. 3.1: Hodnocení navržených nábojových pump s různým typem regulace

Dle hodnot parametrů v tab. 3.1 lze usoudit, že nejlepších parametrů (z hlediska zvlnění výstupního napětí) dosahují nábojové pumpy s regulací Constant frequency a PWM. Nábojová pumpa s regulací Constant frequency má velice malé zvlnění výstupního napětí (11.62 mV), ale při pohledu na obr. 2.6 a obr. 2.7 lze pozorovat malý zákmit výstupního napětí, který je způsoben pomalou regulací OTA. Zákmit je relativně malý i při velkých napájecích napětích z důvodu použití druhé rychlejší, ale hrubší regulace typu PWM. Regulace typu Constant frequency vykazuje i při vyšších napájecích napětích velice malé zvlnění výstupního napětí. Problém nastává, je-li výstupní proud příliš malý (řádově mA). V tomto případě reaguje

téměř okamžitě po naběhnutí výstupního napětí do nominální úrovně rychlá regulace, ale přesná regulace je výrazně pomalejší (od naběhnutí výstupního napětí po stabilní přesnou regulaci). Jiné parametry jsou velice podobné všem ostatním typům regulací. Nábojová pumpa s regulací typu Constant frequency je velice přesná s malým zvlněním výstupního napětí a vysokou účinností. Vhodné použití této nábojové pumpy je v aplikacích, které potřebují přesné regulované vstupní (napájecí) napětí s malým zvlněním. Nevýhodou této koncepce je pouze její pomalejší regulace.

Nábojová pumpa s regulací typu PWM má vlastnosti velice podobné nábojové pumpě s regulací typu Constant frequency. Zvlnění výstupního napětí nábojové pumpy s regulací typu PWM je nepatrně větší (15.87 mV), ale velikost zvlnění je přibližně stejná pro celý rozsah napájecích napětí a pro celý rozsah výstupního proudu. Složka zvlnění daná vlastní regulací je velice malá (dáno rychlostí komparátoru). Při pohledu na obr. 2.10 a na obr. 2.11 je zřejmé, že při skokové změně výstupního proudu je zvýšeno zvlnění výstupního napětí (což vyplývá z rovnice (1.6)). V porovnání s nábojovou pumpou s regulací typu Constant frequency je nábojová pumpa s regulací PWM méně náchylná na změnu napájecího napětí a na skokovou změnu výstupního proudu. Na druhou stranu má ale nepatrně větší zvlnění výstupního napětí. Všechny ostatní parametry jsou velice podobné s ostatními nábojovými pumpami s jiným typem regulace.

Nábojová pumpa s regulací typu Pulse Skip má z hlediska zvlnění výstupního napětí nejhorší parametry. Největší složka zvlnění je zde dána typem regulace (viz popis regulace Pulse Skip). S rostoucím napájecím napětím roste i velikost zvlnění výstupního napětí (32.5 mV při napájecím napětí 2 V a výstupním proudu 100 mA). Jak je zřejmé z obr. 2.2 a obr. 2.3 zvlnění výstupního napětí při výstupním proudu 1 mA je dáno regulací Pulse Skip a také menší složkou vlastního zvlnění spínače nábojové pumpy. Tento typ regulace se jeví jako méně vhodný pro aplikace, kde je potřeba přesného regulovaného napětí a malého zvlnění výstupního napětí. Vhodnost tohoto typu regulace je spíše v předregulaci (hrubé regulaci) nábojové pumpy nebo v kombinaci s regulací Constant frequency nebo PWM.

U všech typů navržených nábojových pump je možné snížit velikost zvlnění výstupního napětí změnou výstupního kondenzátoru C_{out} . V tab. 2.5 jsou zobrazeny (mimo jiné) výsledky zvlnění výstupního napětí při změně velikosti a poměru kondenzátorů C_{out} a C_{fly} . Výsledky jsou uvedeny pouze pro neregulovanou nábojovou pumpu, ale lze předpokládat podobné zlepšení parametrů zvlnění i při regulované nábojové pumpě. S větší velikostí kondenzátoru C_{out} se snižuje zvlnění výstupního napětí (viz vzorec (1.3)). Velikost kondenzátorů byla volena s ohledem na to, aby nábojová pumpa byla schopna zvýšit výstupní napětí na potřebnou úroveň, aby bylo zvlnění nábojové pumpy co nejmenší a zároveň, aby velikost kondenzátorů byla co nejmenší (větší kapacita $\rightarrow$ větší velikost externích kondenzátorů). S ohledem

na tyto skutečnosti byl zvolen kompromis velikostí kondenzátorů, ale je možnost výměny kondenzátorů za větší.

U nábojových pump byla simulována i situace použití jiného typu kondenzátorů. V případě výměny doporučených keramických kondenzátorů za tantalové byla snížena účinnost nábojové pumpy, s tím bylo sníženo i výstupní napětí a bylo zvýšeno zvlnění výstupního napětí. Elektrolytické kondenzátory nebyly simulovány z důvodu jejich nevhodnosti pro tento typ použití (příliš velké ESR). Z těchto důvodů je doporučeno použití pouze keramických kondenzátorů s co nejmenší hodnotou ESR (viz obr. 2.17, obr. 2.18 a obr. 2.19).

Pro menší zvlnění všech typů navržených nábojových pump lze také zvýšit řídicí frekvenci oscilátoru (viz vzorec (1.3)). Závislosti parametrů neregulované nábojové pumpy na změnu řídicí frekvence jsou zobrazeny na obr. 2.14, obr. 2.15 a na obr. 2.16. Po těchto simulacích byla zvolena frekvence oscilátoru 500 kHz jako vhodný kompromis mezi výslednými parametry. Při nahlédnutí do konkurenčních katalogových listů s nábojovými pumpami [15] [16] tohoto výkonu, byly voleny podobné parametry pro frekvenci oscilátoru. Dalším argumentem této volby je skutečnost, že se zvýšením pracovní frekvence se musí zvýšit rychlost jednotlivých bloků, tudíž spotřeba celého zařízení se také zvýší.

Z důvodu řízené rychlosti náběhu výstupního napětí nábojové pumpy, především v nezátíženém stavu, byl navrhnout obvod pro definovaný náběh výstupního napětí (blok pomalý náběh). Tento obvod, který je popsán výše, zajišťuje náběh výstupního napětí v čase kolem 400 μ s. Obvod pomalého náběhu pracuje na principu regulace Pulse Skip. Náběh výstupního napětí je tedy v požadovaném čase, ale zvláště při vyšším napájecím napětí jsou patrné tzv. schody. Tento jev by bylo možné odstranit rychlejším komparátorem v bloku pomalého náběhu nebo změnou metody řízení pomalého náběhu.

V práci jsou zobrazeny a popsány hodnoty pro pokojovou teplotu 25 °C a typický proces. Jednotlivé bloky byly simulovány i přes corner analýzy a MonteCarlo analýzu. Z důvodu obsáhlosti práce nebyly tyto výsledky simulací zobrazeny. Ve všech případech jednotlivé návrhy pracovaly velice podobně. Jediný blok, u kterého jsou v textu zobrazeny hodnoty z analýzy MonteCarlo, je BG reference. Je tak učiněno z výše popsaného důvodu, jelikož blok BG reference musel být navrhnout velice přesně.

Jak je patrné z výše napsaného textu, výsledkem práce jsou tři navržená řešení nábojových pump s rozdílným typem regulace. Všechny komponenty, které návrh obsahuje byly postupně navrženy a simulovány. Výsledky nábojových pump jsou takřka srovnatelné s výsledky komerčně vyráběných nábojových pump. Po doplnění kontaktů a elektrostatických ochran by bylo možné navrhnout layout těchto nábojových pump a verifikovat jejich reálné vlastnosti na křemíku.

LITERATURA

- [1] SYNEK, L. *Návrh nábojové pumpy v technologii AC MOS 0,25 μ m: semestrální projekt*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky, 2014. 59 s. Vedoucí práce byl Ing. Milan Valenta, [cit. 6. 5. 2014].
- [2] SAXENA, V. *Charge Pump Design*. [online], 2010, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <http://www.lumerink.com/courses/ece5410/Handouts/Charge_Pump_Design.pdf>.
- [3] PYLARINOS, L., EDWARD, S., ROGERS, SR. *Charge Pumps: An Overview*. [online], 2012, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.128.4085&rep=rep1&type=pdf>>.
- [4] QIU, F., STARZYK, J. A., JAN, Y.-W. *ANALOG VLSI DESIGN OF MULTI-PHASE VOLTAGE DOUBLERS WITH FREQUENCY REGULATION*. [online], 1999, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <http://www.ohio.edu/people/starzykj/network../Research/Papers/Recent%20conferences/Analog_VLSI_MPVD_SWSMSD1999.pdf>.
- [5] KRIT, S., QJIDAJAA, H., AFFAR, I. E., KHADIJA, Y., MESSGHATI, Z., EL-GHZIZAL, Y. *A novel CMOS charge-pump circuit with current mode control 110 mA at 2.7 V for telecommunication systems*. [online], 2010, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://stacks.iop.org/1674-4926/31/i=4/a=045001>>.
- [6] QIU, F., STARZYK, J. A., JAN, Y.-W. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS: A DC–DC Charge Pump Design Based on Voltage Doublers*. [online], 2001, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=915390&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F81%2F19771%2F00915390>>.
- [7] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *TC1240/TC1240A: Positive Doubling Charge Pumps with Shutdown in a SOT-23 Package*. [online], 2003, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21516c.pdf>>.

- [8] GREGOIRE, B. R. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS: A Compact Switched-Capacitor Regulated Charge Pump Power Supply*. [online], 2006, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=1661769&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1661769>.
- [9] KER, M.-D., CHEN, S.-L., TSAI, C.-S. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS: Design of Charge Pump Circuit With Consideration of Gate-Oxide Reliability in Low-Voltage CMOS Processes*. [online], 2006, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=1624399&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D1624399>.
- [10] ANIL, A., SHARMA, R. K. *International Journal of VLSICS: A HIGH EFFICIENCY CHARGE PUMP FOR LOW VOLTAGE DEVICES*. [online], 2012, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://airccse.org/journal/vlsi/papers/3312vlsics05.pdf>>.
- [11] TEXAS INSTRUMENTS *TPS60101: REGULATED 3.3 V 100 mA LOW NOISE CHARGE PUMP DC/DC CONVERTER*. [online], 2008, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/slvs214b/slvs214b.pdf>>.
- [12] BAYER, E., SCHMELLER, H. *IEEE: Charge Pump with ACTIVE CYCLE Regulation-Closing the Gap between Linear- and Skip Modes*. [online], 2010, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=880528&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F7049%2F19043%2F00880528.pdf%3Farnumber%3D880528>>.
- [13] KORMANN, B. *High-Efficiency, Regulated Charge Pumps for High-Current Applications*. [online], 2003, [cit. 24. 11. 2013]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ml/slup172/slup172.pdf>>.
- [14] PYLARINOS, L., EDWARD, S., ROGERS, Sr. *Charge Pumps: An Overview*. [online], 2001, [cit. 9. 12. 2013]. Dostupné z URL: <<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.128.4085&rep=rep1&type=pdf>>.
- [15] Texas Instruments. *TPS60100 REGULATED 3.3 V 200 mA LOW NOISE CHARGE PUMP DC/DC CONVERTER*. [online], 2008, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/tps60100.pdf>>.

- [16] Microchip. *MCP1256/7/8/9: Regulated 3.3V, Low-Ripple Charge Pump with Low-Operating Current SLEEP Mode or BYPASS Mode*. [online], 2006, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <<http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/1169/0900766b811692fb.pdf>>.
- [17] FORGHANI-ZADEH, H. P., RINCÓN-MORA, G. A. *Journal of Low Power Electronics: Low-Power CMOS Ramp Generator Circuit for DC-DC Converters*. [online], 2006, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <http://www.researchgate.net/publication/220091715_Low-Power_CMOS_Ramp_Generator_Circuit_for_DC-DC_Converters>.
- [18] SARAROIU, M., FEHLE, J. *Techniques of temperature compensation in a RC oscillator*. [online], 2007, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4519751>>.
- [19] Wikipedia. *Bandgap voltage reference*. [online], 2014, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <http://en.wikipedia.org/wiki/Bandgap_voltage_reference>.
- [20] CHAHARDORI, M., ATARODI, M., SHARIFKHANI, M.. *Microelectronics Journal: A sub 1 V high PSRR CMOS bandgap voltage reference*. [online], 2011, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <http://ac.els-cdn.com.ezproxy.lib.vutbr.cz/S0026269211001297/1-s2.0-S0026269211001297-main.pdf?_tid=6035f8fa-e4f2-11e3-86c3-00000aab0f02&acdnat=1401121719_de08a2885d1cd1e728dae1ae28b6fb82>.
- [21] Wikipedia. *Microelectronics Journal: A sub 1 V high PSRR CMOS bandgap voltage reference*. [online], 2011, [cit. 24. 3. 2014]. Dostupné z URL: <http://ac.els-cdn.com.ezproxy.lib.vutbr.cz/S0026269211001297/1-s2.0-S0026269211001297-main.pdf?_tid=6035f8fa-e4f2-11e3-86c3-00000aab0f02&acdnat=1401121719_de08a2885d1cd1e728dae1ae28b6fb82>.
- [22] BAKER, R. J. *CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation*. 3.vyd., John Wiley & Sons, 2011, 1208s, [cit. 24. 3. 2014], ISBN 1118038231, 9781118038239.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

SEPIC	<u>S</u> ingle <u>E</u> nded <u>P</u> rimary <u>I</u> nductor <u>C</u> onverter
TPVD	<u>T</u> wo <u>P</u> hase <u>V</u> oltage <u>D</u> oubler
MPVD	<u>M</u> ulti <u>P</u> hase <u>V</u> oltage <u>D</u> oubler
ACMOS	<u>A</u> nalog <u>C</u> omplementary <u>M</u> etal <u>O</u> xide <u>S</u> emiconductor
LED	<u>L</u> ight- <u>E</u> mitting <u>D</u> iode
LCD	<u>L</u> iquid <u>C</u> rystal <u>D</u> isplay
PCB	<u>P</u> rinted <u>C</u> ircuit <u>B</u> oard
PWM	<u>P</u> ulse <u>W</u> idth <u>M</u> odulation
MOSFET	<u>M</u> etal <u>O</u> xide <u>S</u> emiconductor <u>F</u> ield <u>E</u> ffect <u>T</u> ransistor
Li-Ion	<u>L</u> ithium <u>I</u> on Battery
CMOS	<u>C</u> omplementary <u>M</u> etal <u>O</u> xide <u>S</u> emiconductor
PWM	<u>P</u> ulse <u>W</u> idth <u>M</u> odulation
VCO	<u>V</u> oltage <u>C</u> ontrolled <u>O</u> scillator
atp	a tak podobně
V	Elektrické napětí
V _{th}	Threshold voltage - Prahové napětí
μm	10 ⁻⁶ m
BG	Bangap
OTA	Operační transkonduktanční zesilovač
ESR	Ekvivalentní sériový odpor
SR	Rychlost přeběhu
IPTAT	Teplotně závislý proudový zdroj
onc25	Technologická knihovna společnosti ON Semiconductor analogového ACMOS 0.25 μm procesu

PMOS MOSFET tranzistor s vodivým kanálem P-typu

NMOS MOSFET tranzistor s vodivým kanálem N-typu

SEZNAM PŘÍLOH

A	Parametry použitých součástek z technologické knihovny onc25	88
B	Modely reálných keramických kondenzátorů	91
C	Schéma zapojení oscilátoru	92
D	Schéma zapojení komparátoru oscilátoru	93
E	Schéma zapojení obvodu nepřekrývajících se řídících signálů	94
F	Schéma zapojení pomalého náběhu	95
G	Schéma zapojení komparátoru pro pomalý náběh	96
H	Schéma zapojení přepínače napětí pro izolované substráty	97
I	Schéma zapojení komparátoru pro přepínač napětí pro izolované substráty	98
J	Schéma zapojení přepínače úrovní pro přepínač napětí pro izolované substráty	99
K	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací Pulse Skip	100
L	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací Constant frequency	101
M	Schéma zapojení operačního zesilovače pro nábojovou pumpu s regulací Constant frequency	102
N	Schéma zapojení komparátoru pro nábojovou pumpu s regulací PWM	103
O	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací typu Pulse Skip	104
P	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací Constant frequency	105
Q	Celkové schéma zapojení nábojové pumpy s regulací PWM	106

R	Schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci Pulse Skip	107
S	Schéma zapojení spínače nábojové pumpy pro regulaci Constant frequency a PWM	108
T	Schéma zapojení BG reference	109

A PARAMETRY POUŽITÝCH SOUČÁSTEK Z TECHNOLOGICKÉ KNIHOVNY ONC25

Parametry tranzistoru nmos5v z technologické knihovny onc25			
Rozměry tranzistoru W/L = 10/0.5 [μm]			
Parametr	Min.	Typ.	Max.
$V_{ds_{max}}$ [V]		5.5	
$V_{gs_{max}}$ [V]		5.5	
V_{th} (při $V_{ds} = 0.1$ V) [V]	0.657	0.792	0.927
JD (při $V_{ds} = 5$ V, $V_{gs} = 5$ V) [μA/μm]	465	540	615
KP (při $V_{ds} = 0.1$ V) [μA/V ²]		130	
KP (při $V_{ds} = 2$ V) [μA/V ²]		37.9	
μ_0 [cm ² /(V · s) A]		489	
Svodový proud (při $V_{ds} = 0.1$ V, $V_{gs} = 0$ V) [pA]		0.2	
KT1 [V]		-0.478	

Tab. A.1: Parametry tranzistoru nmos5v z technologické knihovny onc25

Parametry tranzistoru pmos5v z technologické knihovny onc25			
Rozměry tranzistoru W/L = 10/0.5 [μm]			
Parametr	Min.	Typ.	Max.
$V_{ds_{max}}$ [V]		-5.5	
$V_{gs_{max}}$ [V]		-5.5	
V_{th} (při $V_{ds} = -0.1$ V) [V]	-0.994	-0.874	-0.753
JD (při $V_{ds} = -5$ V, $V_{gs} = -5$ V) [μA/μm]	-210	-256	-303
KP (při $V_{ds} = -0.1$ V) [μA/V ²]		35.4	
KP (při $V_{ds} = -2$ V) [μA/V ²]		13	
μ_0 [cm ² /(V · s) A]		133	
Svodový proud (při $V_{ds} = -0.1$ V, $V_{gs} = 0$ V) [pA]		0.004	
KT1 [V]		-0.404	

Tab. A.2: Parametry tranzistoru pmos5v z technologické knihovny onc25

Parametry tranzistoru npn z technologické knihovny onc25			
Rozměry emitoru tranzistoru We/Le = 5/5 [μm]			
Parametr	Min.	Typ.	Max.
$V_{ce_{max}}$ [V]		5.5	
β_f [-]	13.6	17.3	21
V_{ceo} (při $I_f = 1 \mu A$) [V]	7.53	8.24	8.95
V_{cbo} (při $I_f = 1 \mu A$) [V]	13.6	18.2	22.8
V_{ebo} (při $I_f = 1 \mu A$) [V]	9.17	9.3	9.43
f_t (při $V_{ce} = 1 V, I_c = 660 \mu A$) [MHz]		1380	
I_s [A]		1.19E-17	
IBEI [A]		8.63E-19	
I_{kf} [A]		0.0248	
NF [-]		1.001	
NEI [-]		1.019	

Tab. A.3: Parametry tranzistoru npn z technologické knihovny onc25

Parametry rezistoru rppoly z technologické knihovny onc25	
Parametr	Typ.
V_{max} [V]	44
$V_{ds_{max}}$ [-]	$< V_{max}$
TC1 [1/K]	-0.000056
TC2 [1/K ²]	0.00000068
Střední hodnota r_s [Ω/čtverec]	294
Směrodatná odchylka [%]	1.93

Tab. A.4: Parametry rezistoru rppoly z technologické knihovny onc25

Parametry rezistoru rphripoly z technologické knihovny onc25	
Parametr	Typ.
V_{max} [V]	44
$V_{ds_{max}}$ [-]	$<V_{max}$
TC1 [1/K]	-0.00136
TC2 [1/K ²]	0.00000346
Střední hodnota rs [Ω/čtverec]	1503
Směrodatná odchylka [%]	4.39

Tab. A.5: Parametry rezistoru rphripoly z technologické knihovny onc25

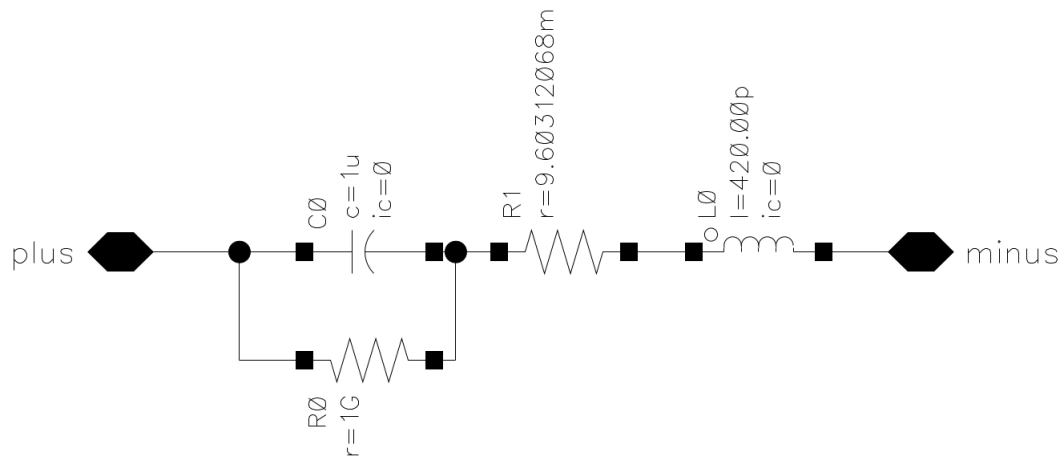
Parametry kondenzátoru cmim2 z technologické knihovny onc25	
Parametr	Typ.
Průrazné napětí [V]	24
Kapacita na plochu [fF/μm ²]	1
První napěťově závislý koeficient [1/V]	0
Druhý napěťově závislý koeficient [1/V ²]	2.33E-06
TC [1/K]	0
Rozměry kondenzátoru 20x20 [μm], 8 paralelně	
Střední hodnota kapacity [fF/μm ²]	1
Směrodatná odchylka [%]	1.8

Tab. A.6: Parametry kondenzátoru cmim2 z technologické knihovny onc25

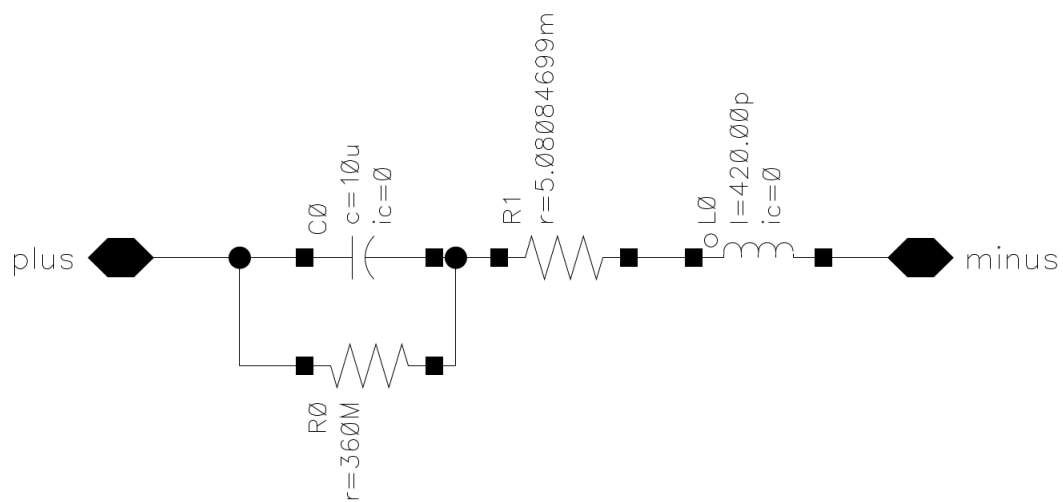
Parametry kondenzátoru cpnw5v z technologické knihovny onc25	
Parametr	Typ.
V_{max} [V]	5
Kapacita na plochu [fF/μm ²]	2.64
TC [1/K]	-2.5E-4
Rozměry kondenzátoru 50x20 [μm], 2 paralelně	
Střední hodnota kapacity [pF]	5.13
Směrodatná odchylka [%]	1.46

Tab. A.7: Parametry kondenzátoru cpnw5v z technologické knihovny onc25

B MODELY REÁLNÝCH KERAMICKÝCH KONDENZÁTORŮ

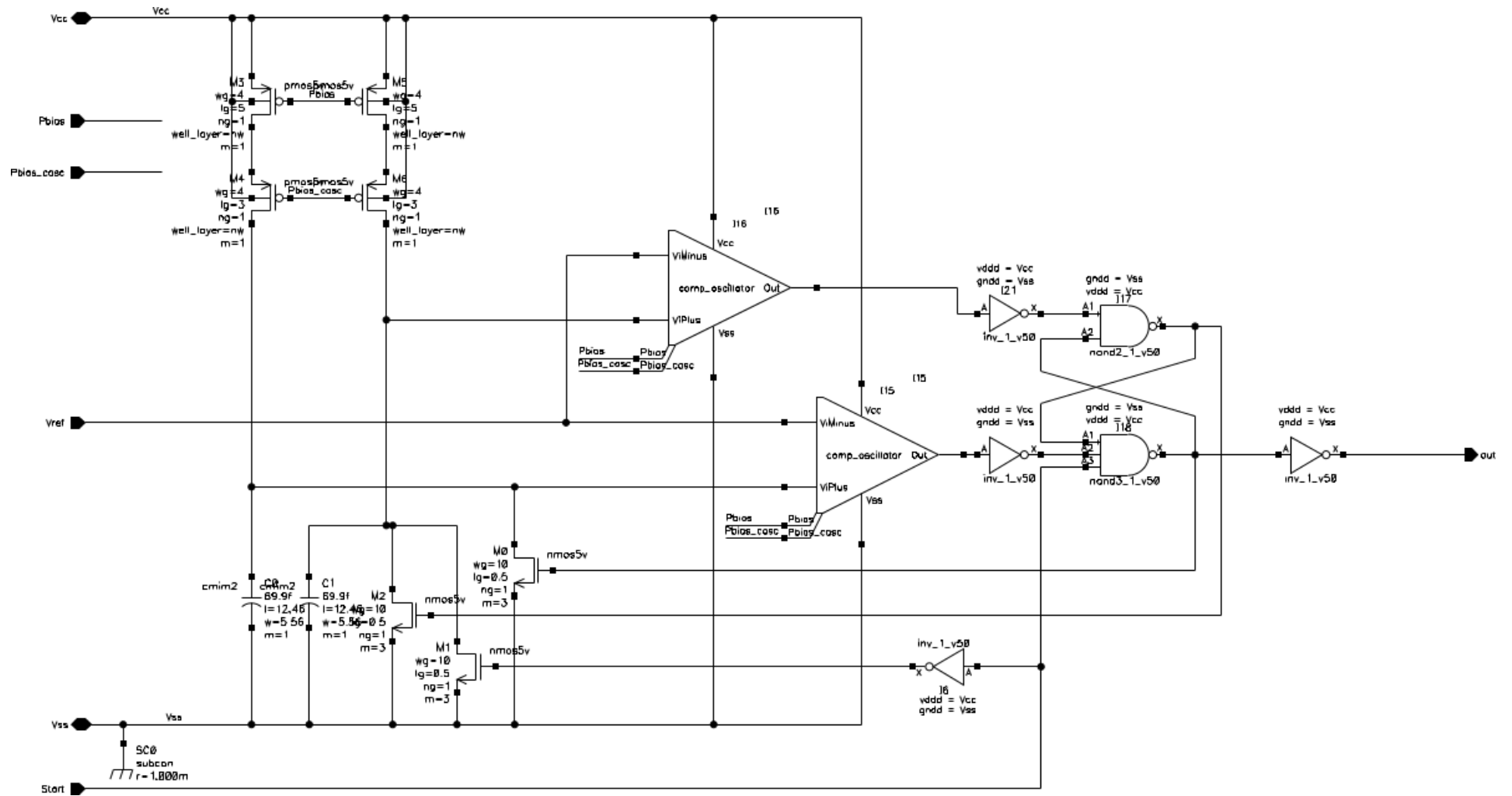


Obr. B.1: Model keramického kondenzátoru s kapacitou 1 µF



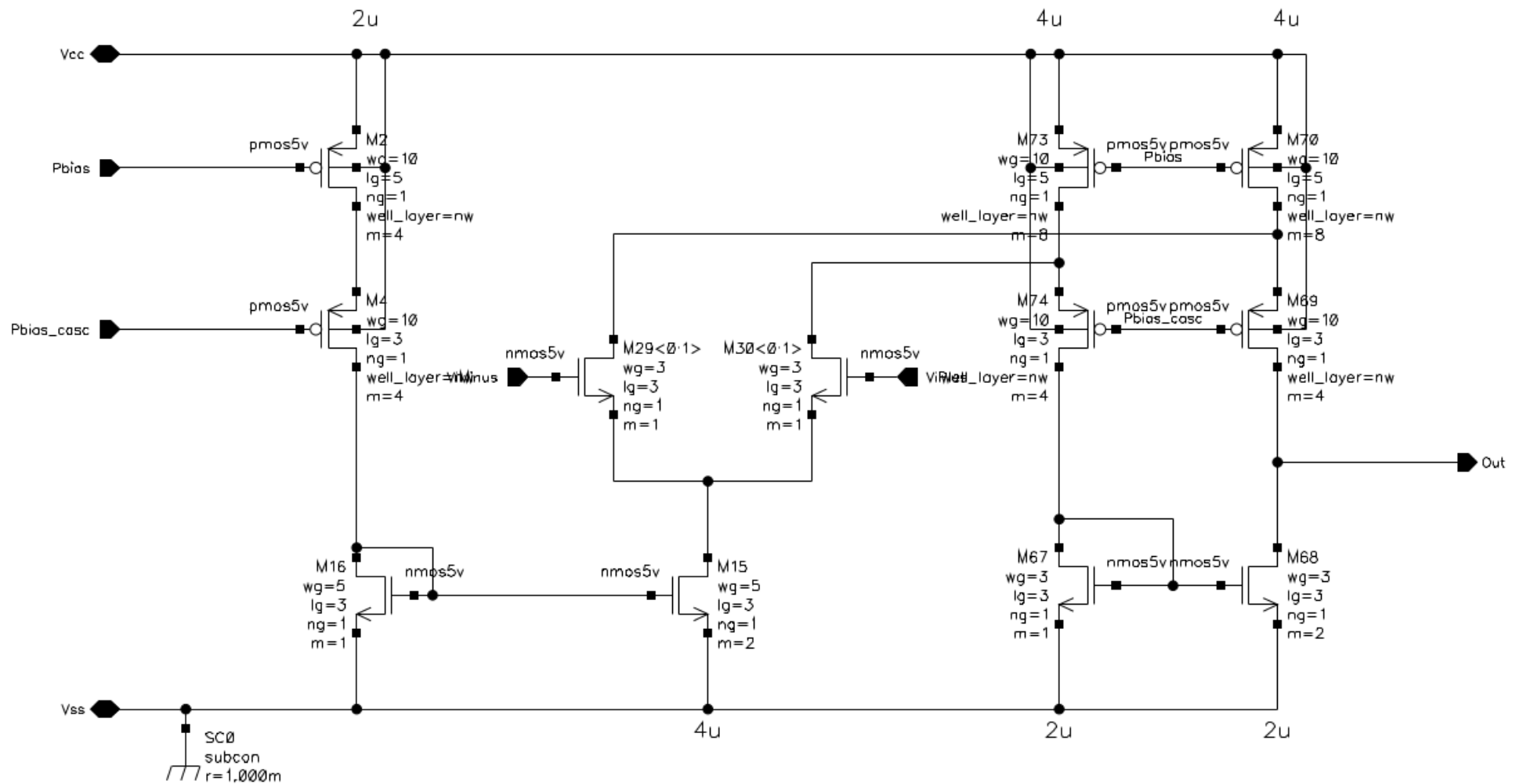
Obr. B.2: Model keramického kondenzátoru s kapacitou 10 µF

C SCHÉMA ZAPOJENÍ OSCILÁTORU

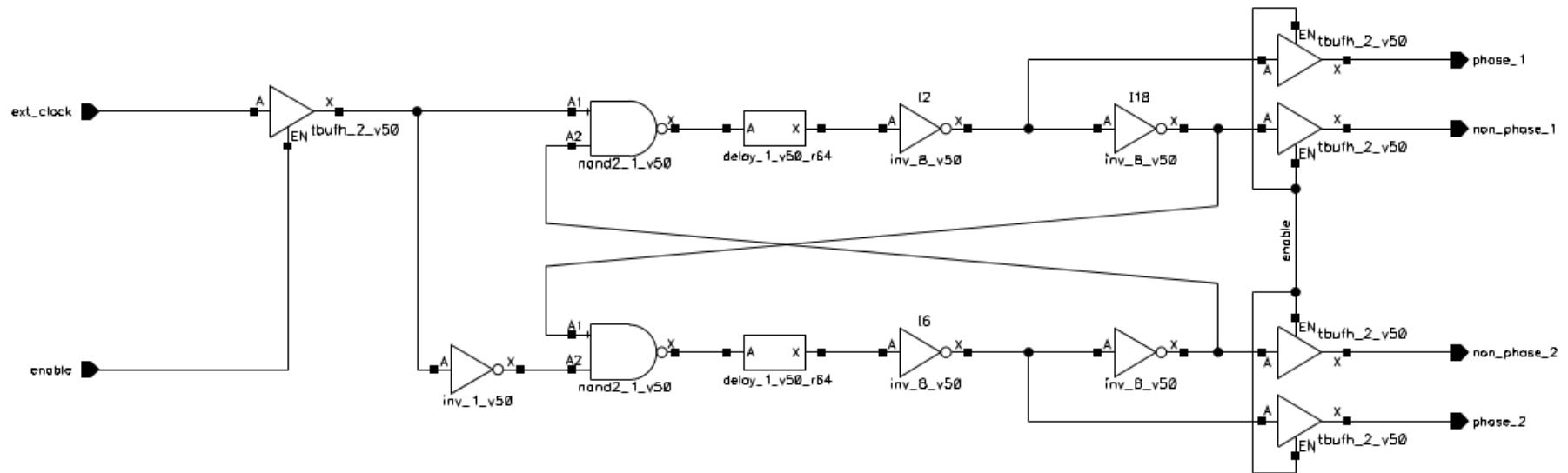


D SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU OSCILÁTORU

93

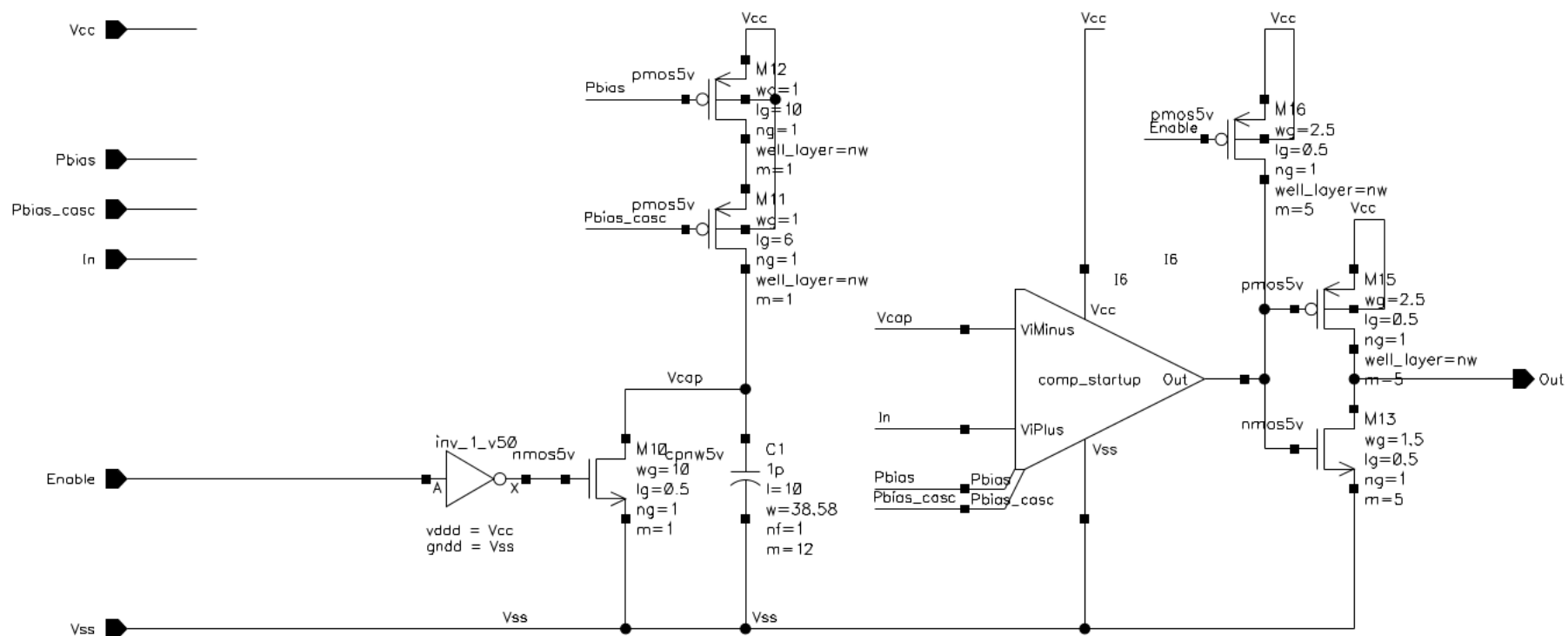


94

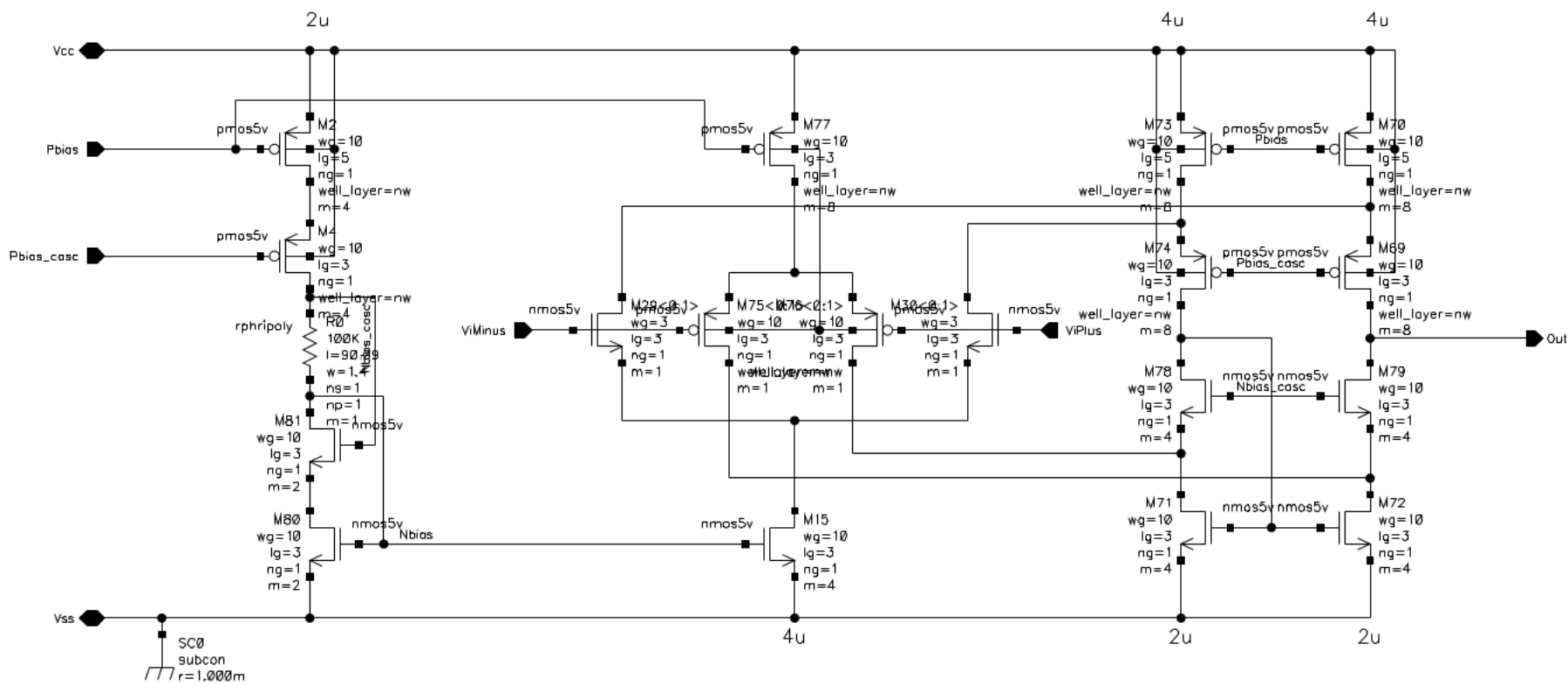


F SCHÉMA ZAPOJENÍ POMALÉHO NÁBĚHU

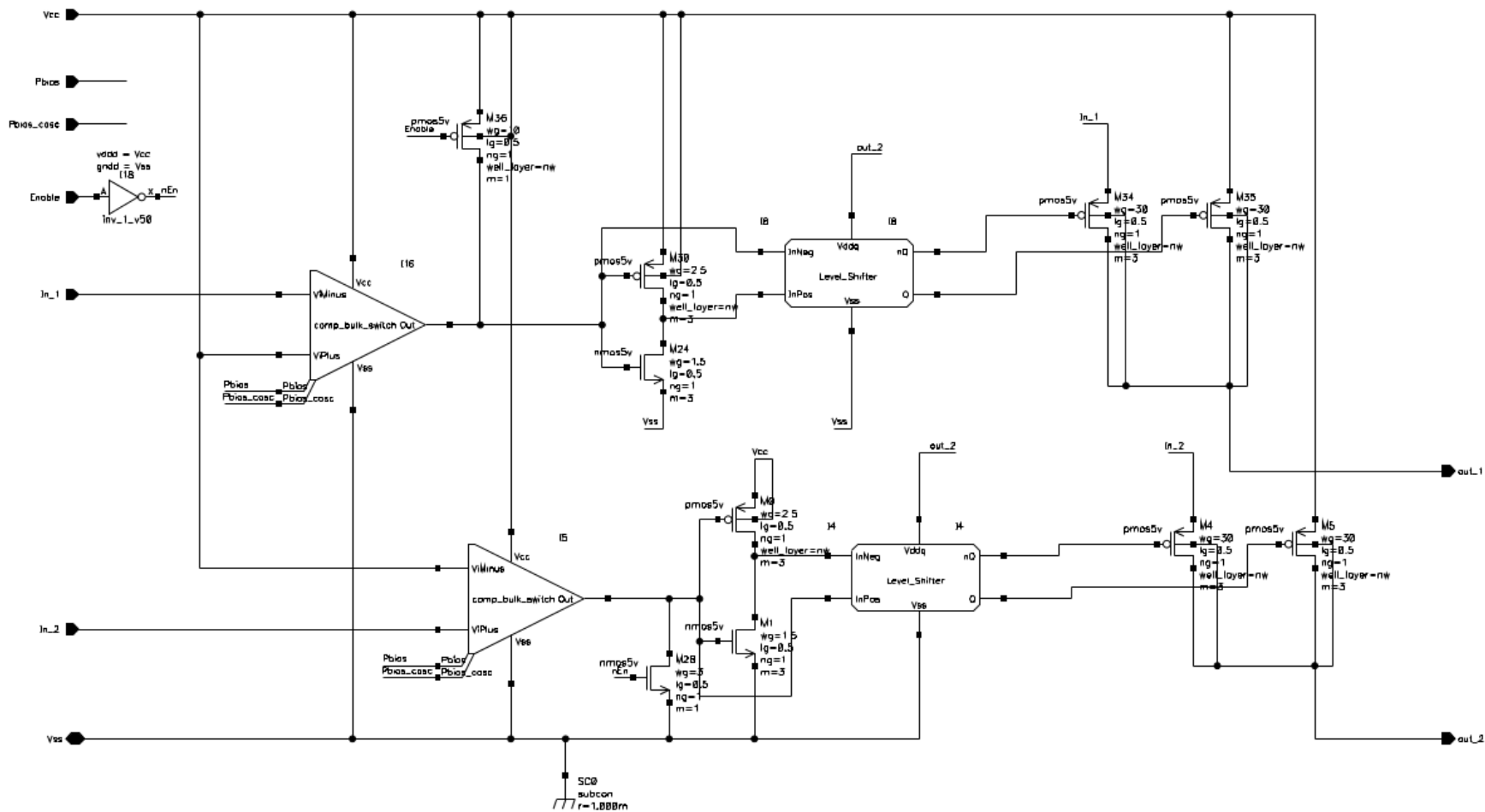
95



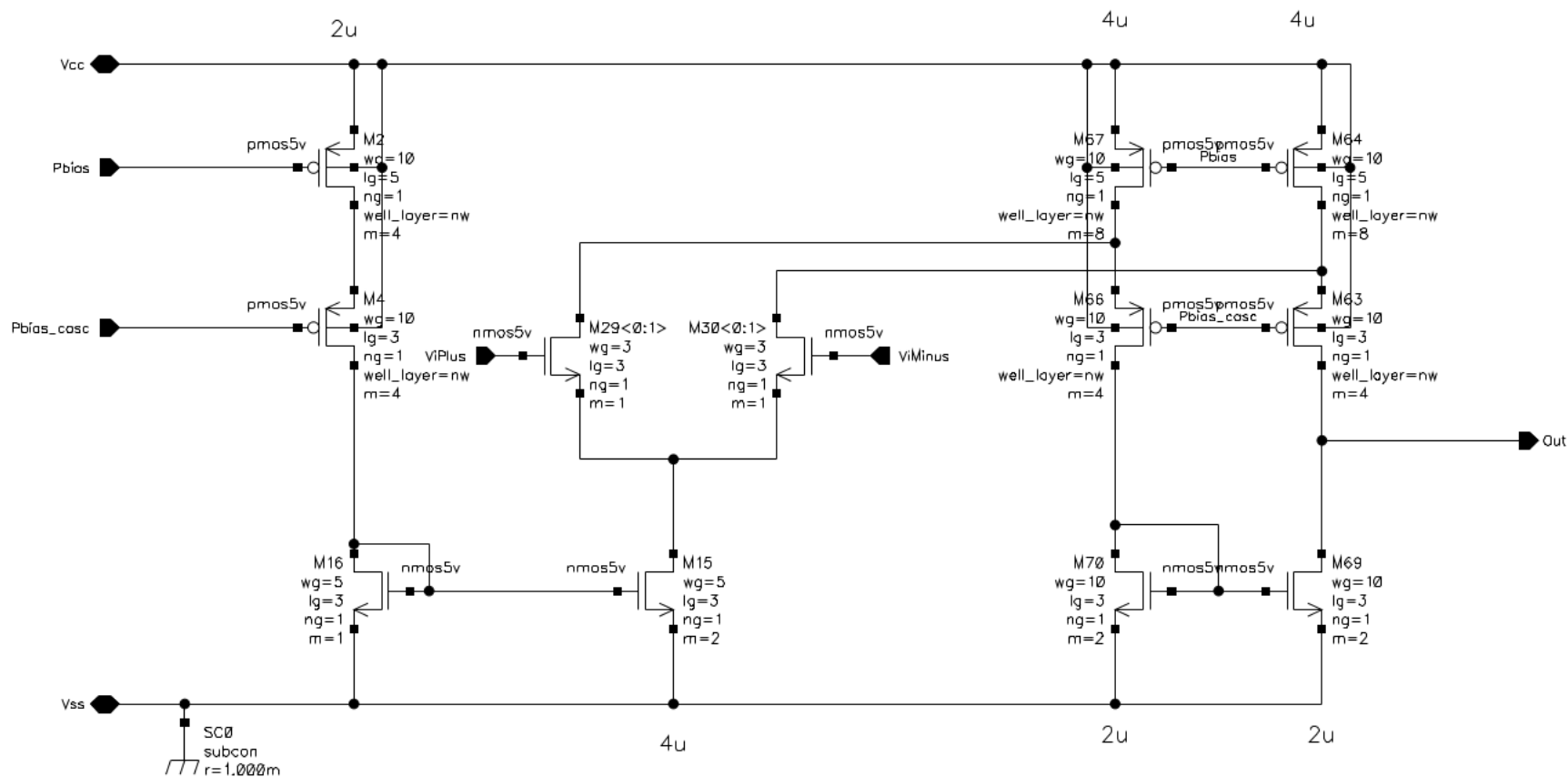
G SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU PRO POMALÝ NÁBĚH



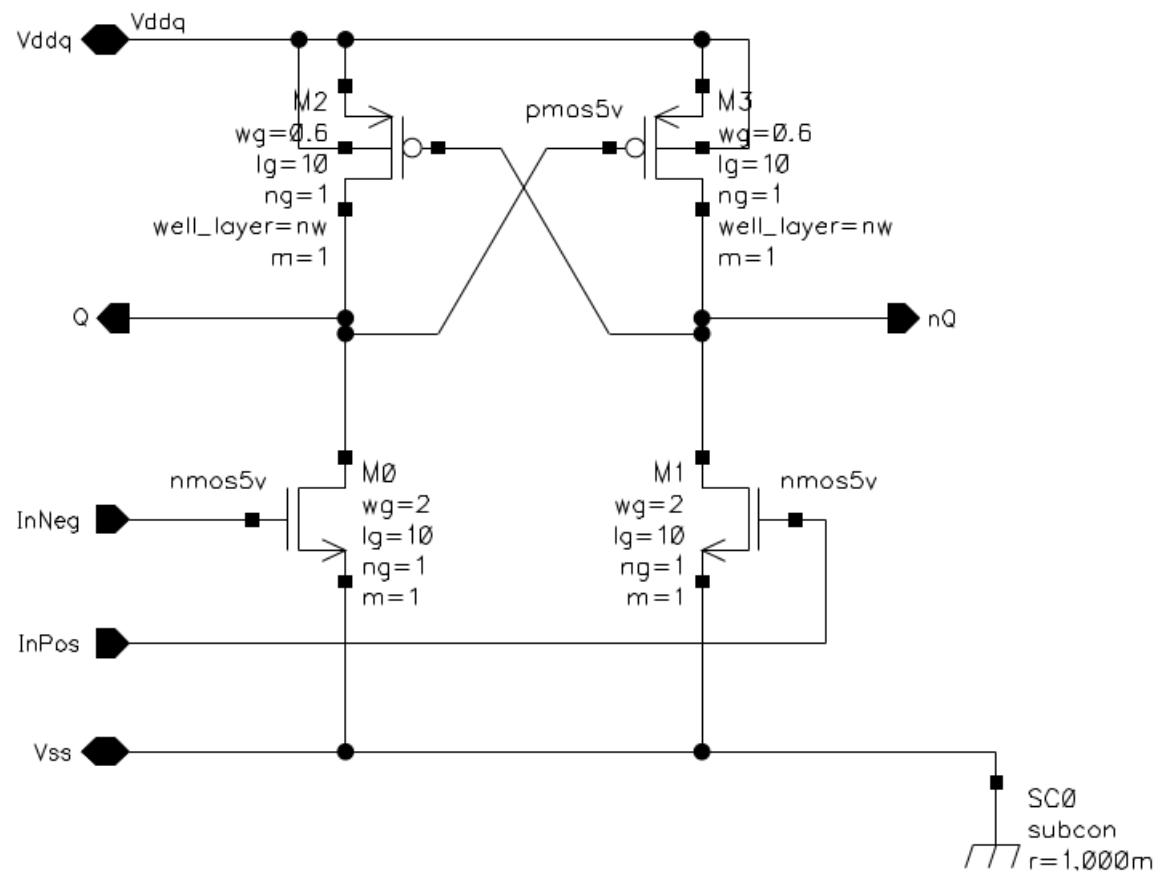
H SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČE NAPĚTÍ PRO IZOLOVANÉ SUB-STRÁTY



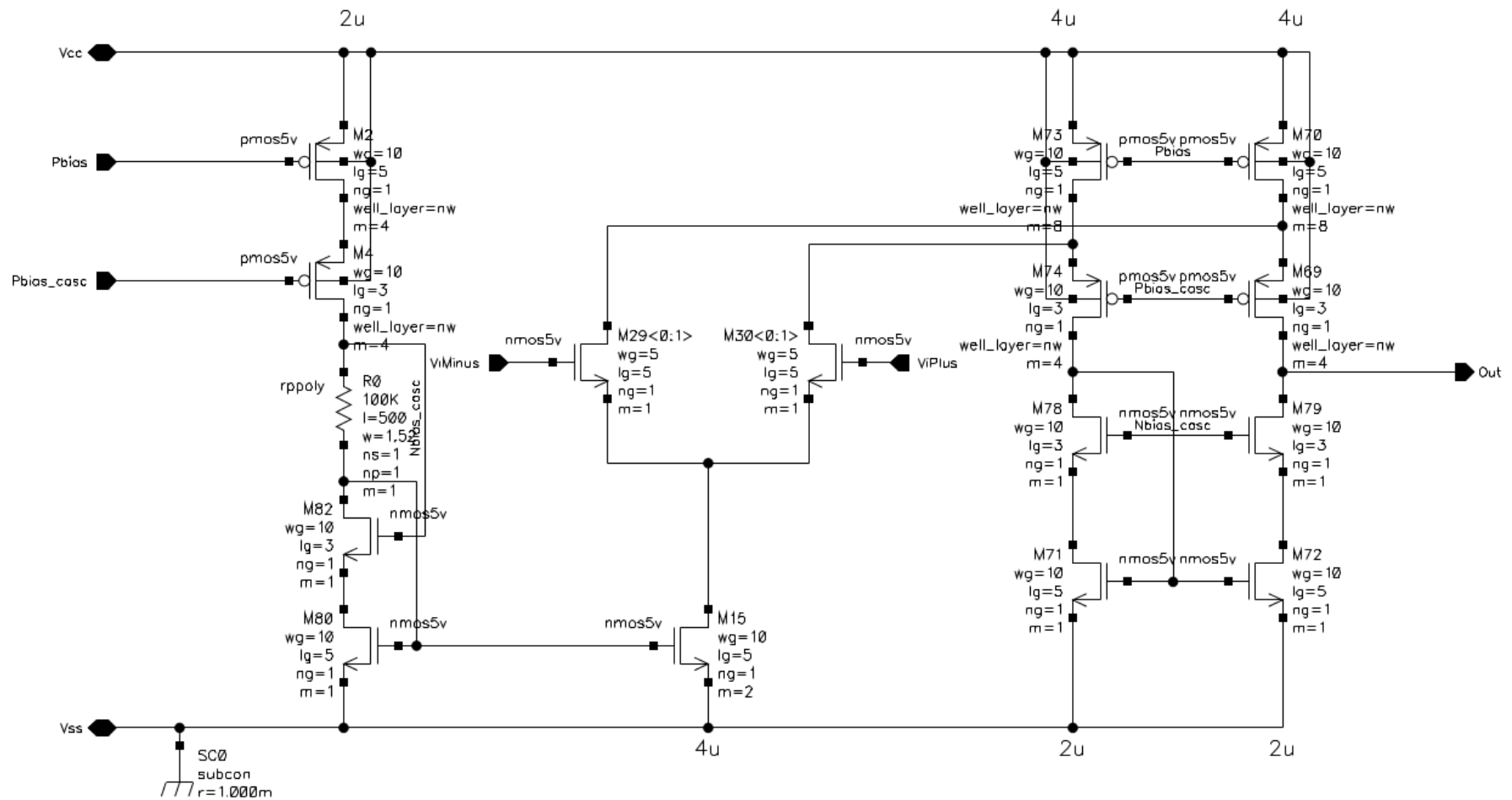
I SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU PRO PŘEPÍNAČ NAPĚTÍ PRO IZOLOVANÉ SUBSTRÁTY



J SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČE ÚROVNÍ PRO PŘEPÍNAČ NAPĚTÍ PRO IZOLOVANÉ SUBSTRÁTY

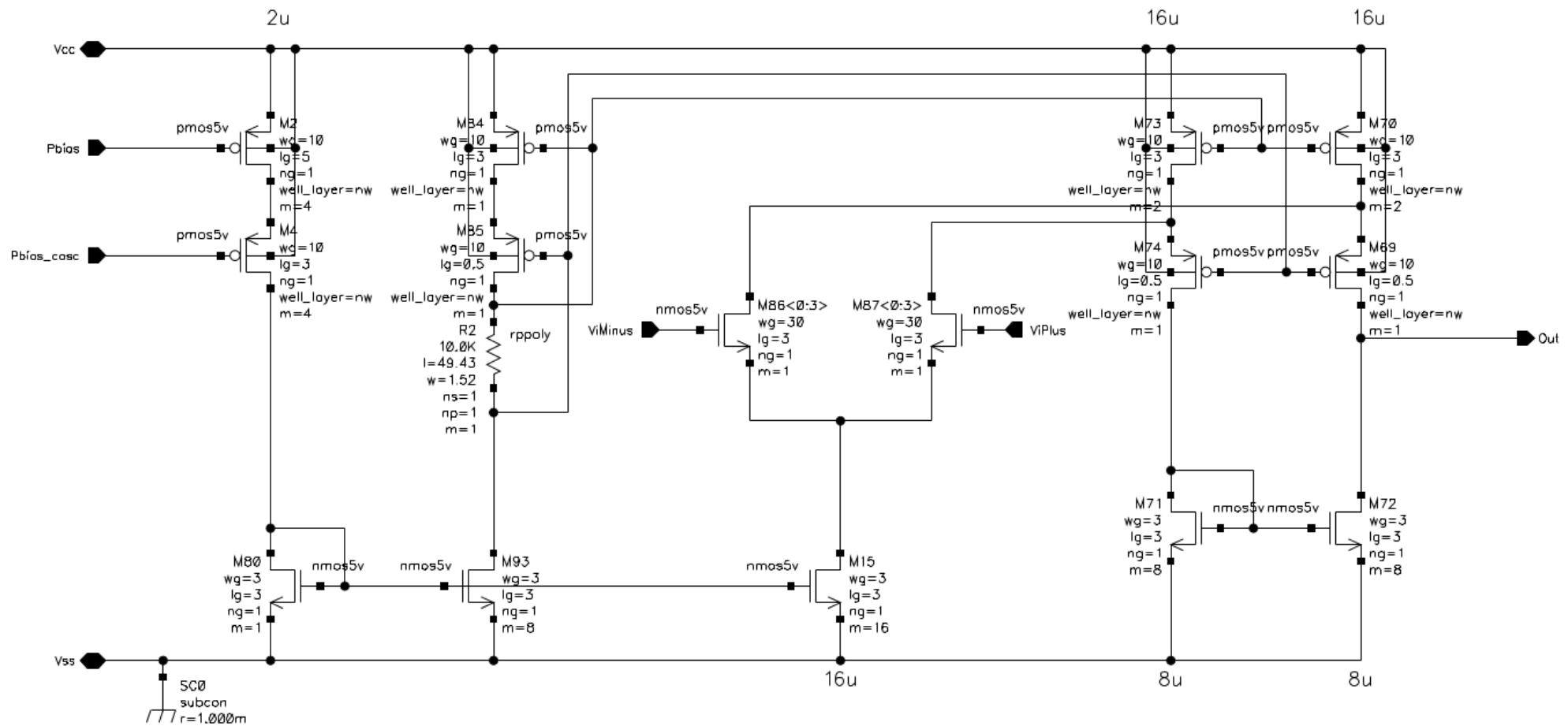


K SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU PRO NÁBOJOVOU PUMPU S REGULACÍ PULSE SKIP

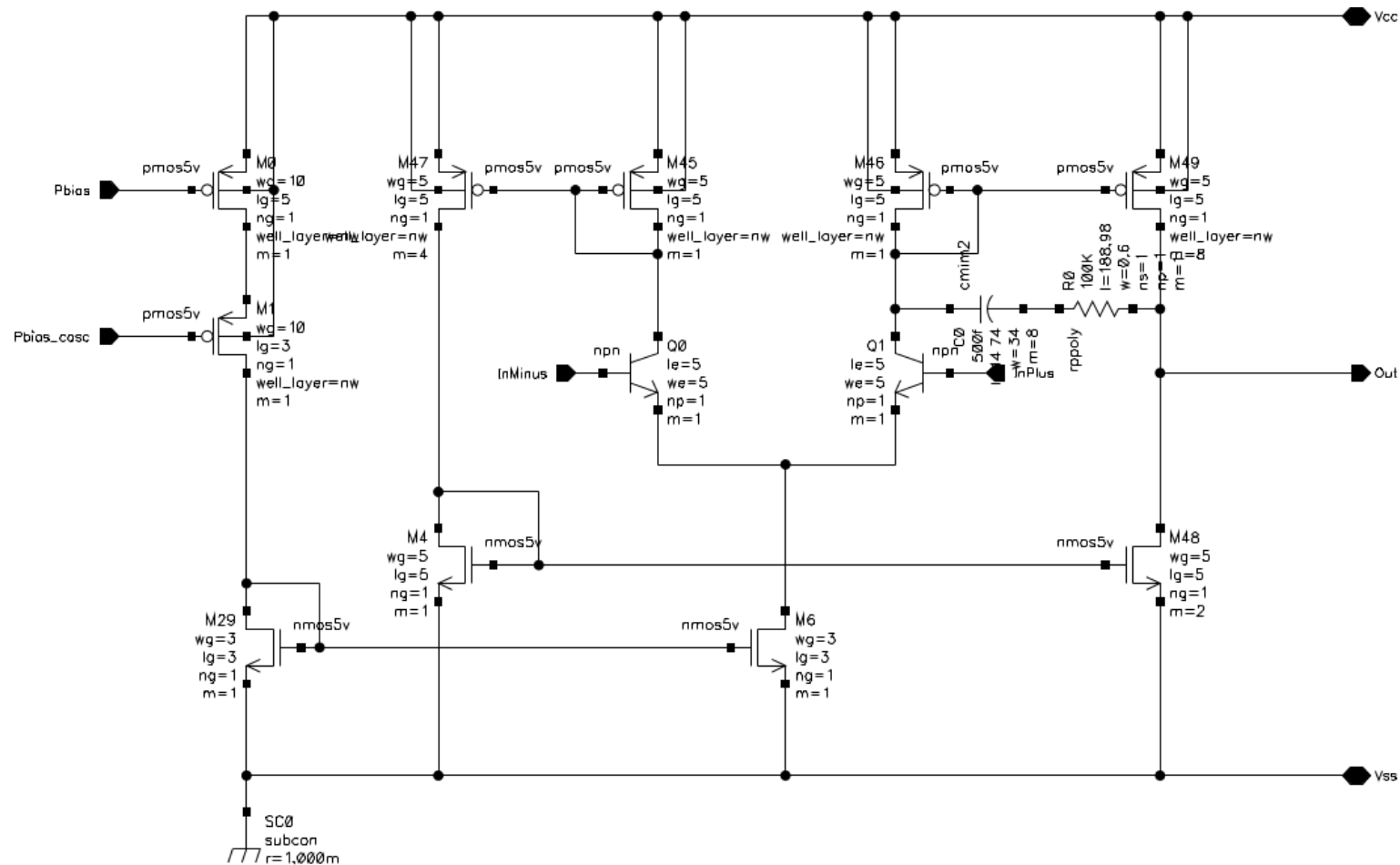


L SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU PRO NÁBOJOVOU PUMPU S REGULACÍ CONSTANT FREQUENCY

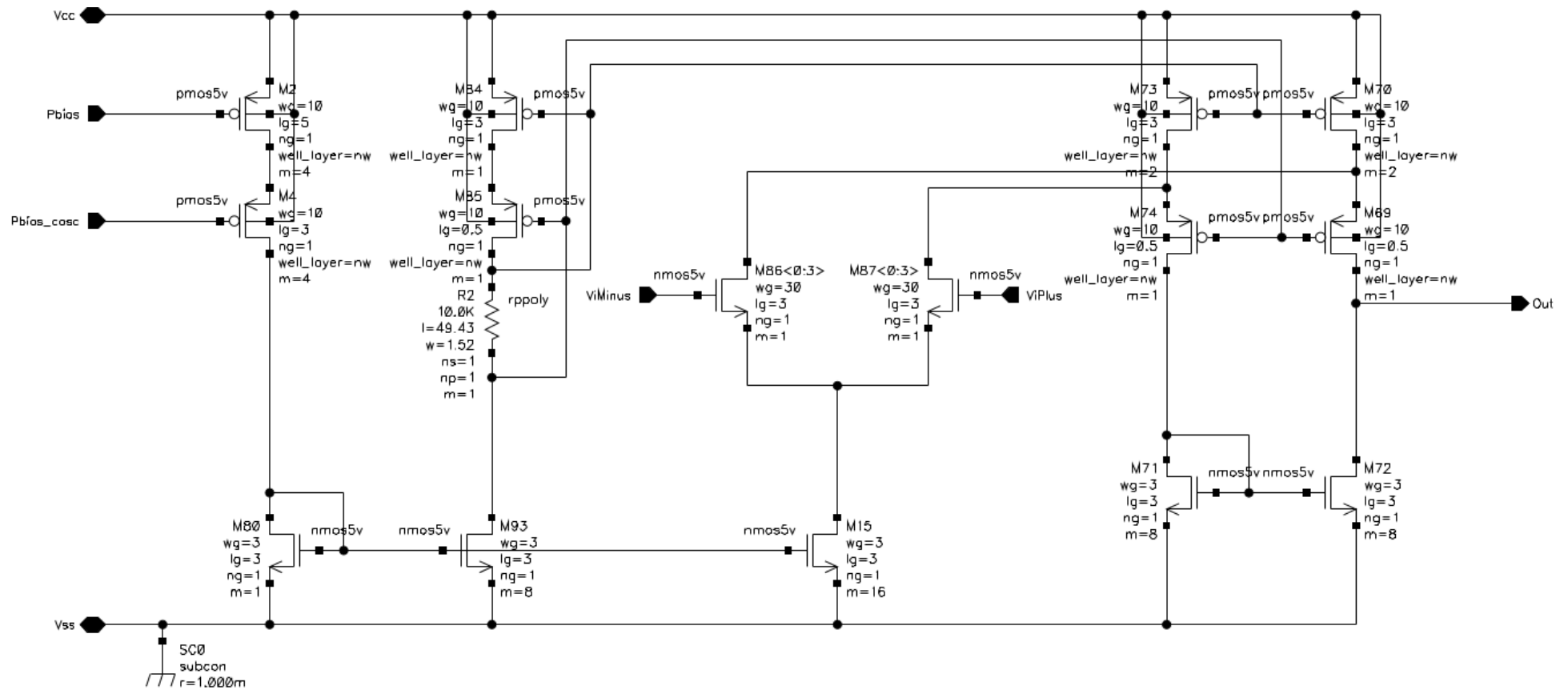
101



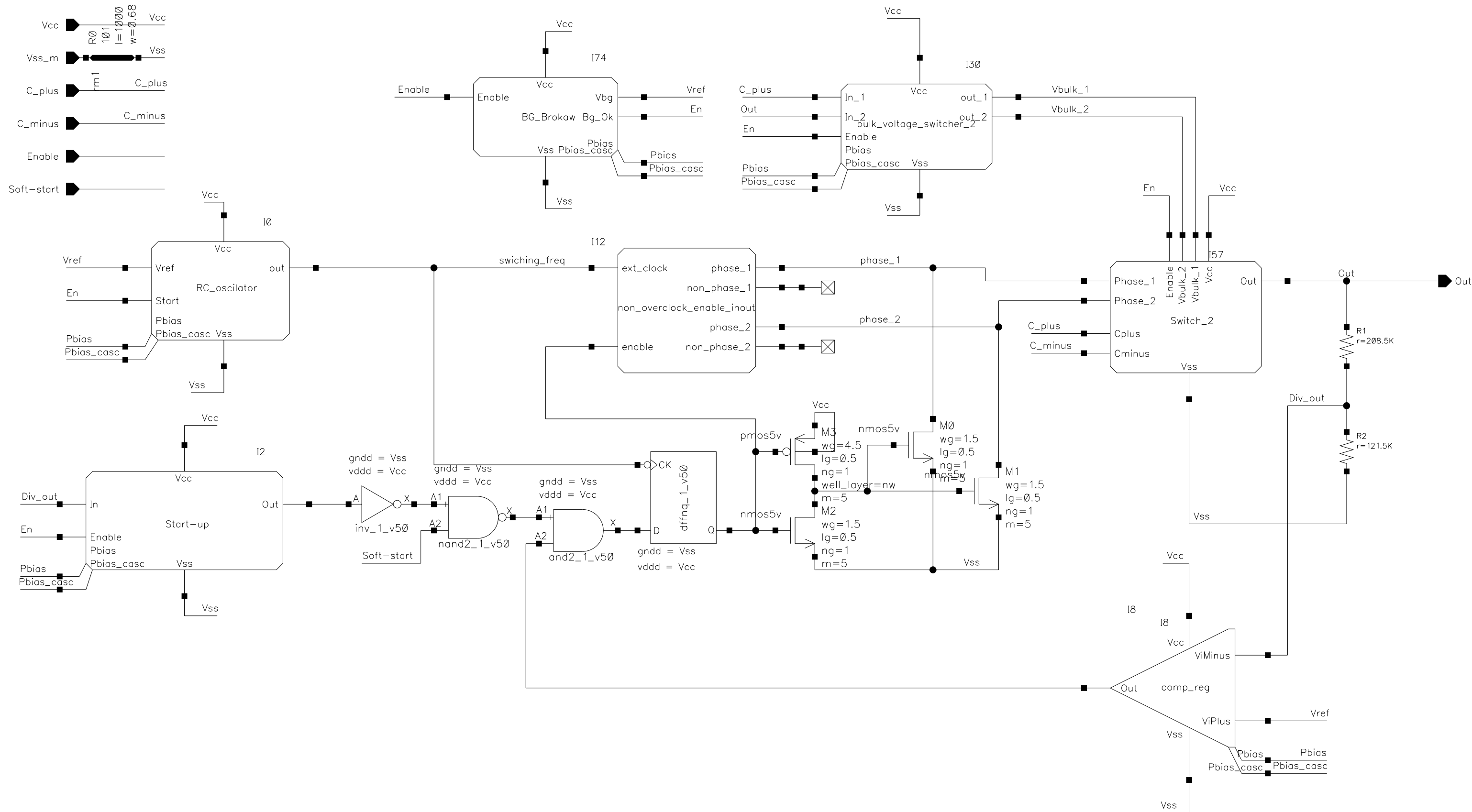
M SCHÉMA ZAPOJENÍ OPERAČNÍHO ZESILOVAČE PRO NÁBOJOVOU PUMPU S REGULACÍ CONSTANT FREQUENCY



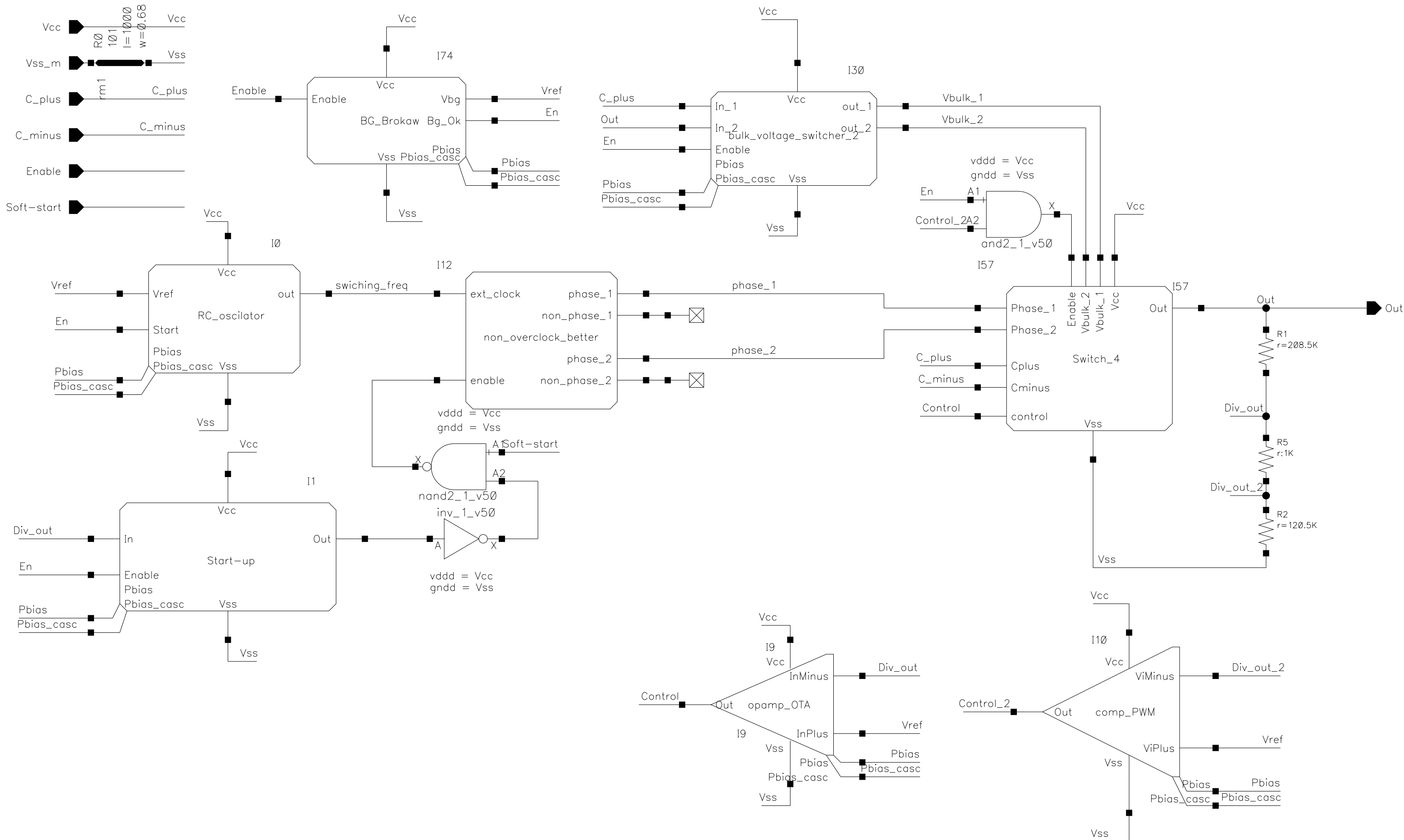
N SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPARÁTORU PRO NÁBOJOVOU PUMPU S REGULACÍ PWM



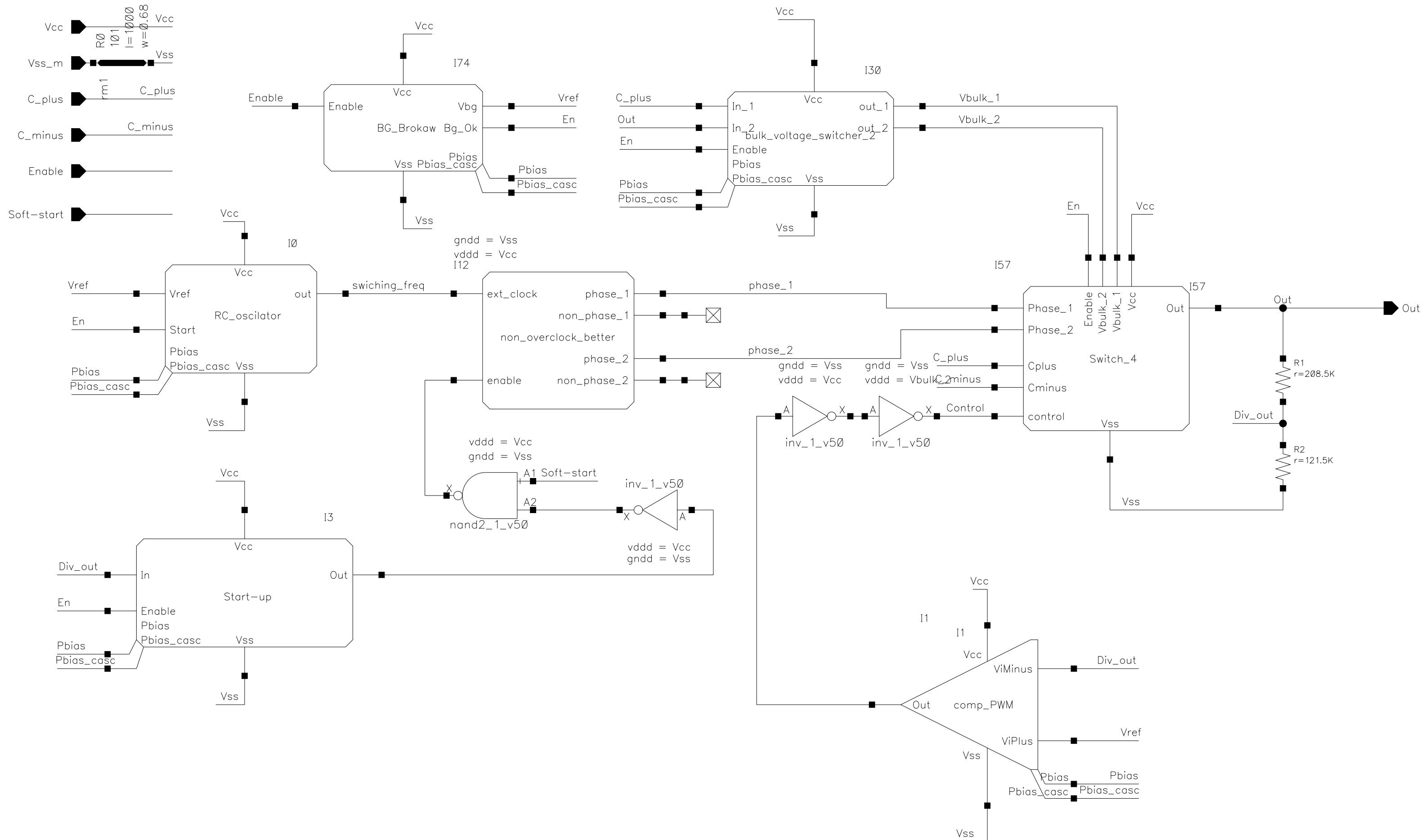
0 Celkove schema zapojeni nabojove pumpy s regulaci typu Pulse Skip



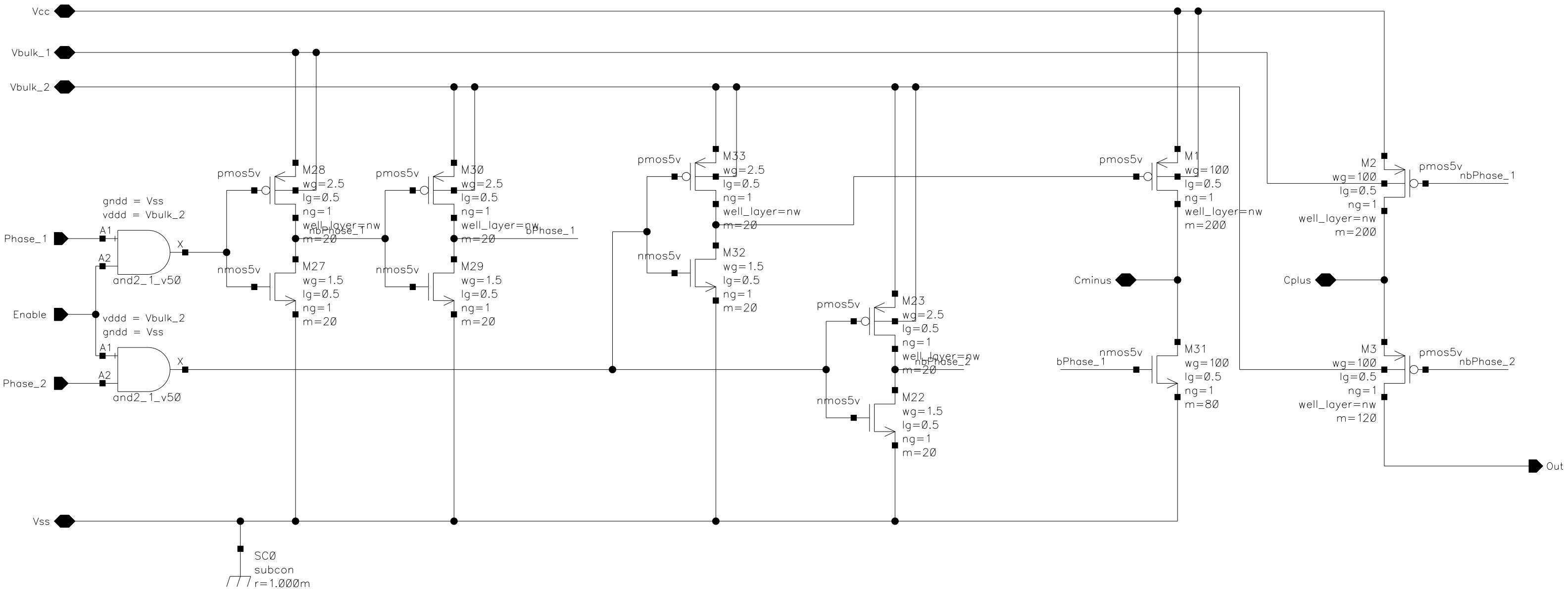
P Celkove schema zapojeni nabojove pumpy s regulaci Constant frequency



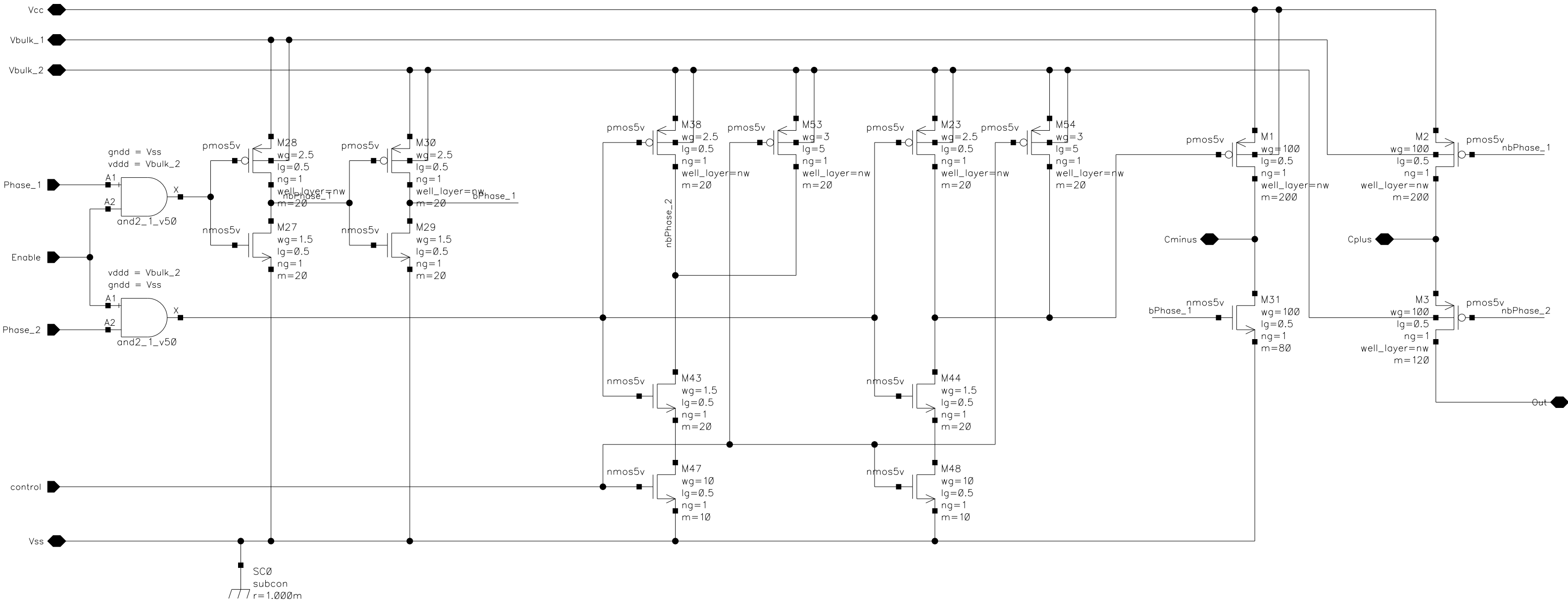
Q Celkove schema zapojeni nabojve pumpy s regulaci PWM



R Schema zapojeni spinace naboje pumpy pro regulaci Pulse Skip



S Schema zapojeni spinace nabojeve pumpy pro regulaci Constant frequency a PWM



T Schema zapojeni BG reference

