



SISTEMAS DE CONTROLE DE DISPOSITIVOS ELETROSTÁTICOS
REGENERATIVOS DE COLETA DE ENERGIA VIBRACIONAL

Marcelo Domingues

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Rio de Janeiro

Junho de 2012

SISTEMAS DE CONTROLE DE DISPOSITIVOS ELETROSTÁTICOS
REGENERATIVOS DE COLETA DE ENERGIA VIBRACIONAL

Marcelo Domingues

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, D.Sc.

Prof. Antonio Petraglia, Ph.D.

Prof. Carlos Galup-Montoro, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JUNHO DE 2012

Domingues, Marcelo

Sistemas de Controle de Dispositivos Eletrostáticos Regenerativos de Coleta de Energia Vibracional/ Marcelo Domingues. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2012.

X, 73 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2012.

Referências Bibliográficas: p. 53-55.

1. Dobrador de Eletricidade. 2. MEMS. 3. Comparador de Tensão. I. Queiroz, Antônio Carlos Moreirão de. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Aos meus pais e à minha irmã, pelo amor, pelo carinho, pelos sonhos, que me deram condições para chegar até aqui.

Ao professor Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, pela orientação e pelos ensinamentos.

Aos professores Antonio Petraglia e Carlos Galup-Montoro, por dedicarem seus tempos em avaliar este trabalho.

Ao CNPq e à FAPERJ, por financiarem esta pesquisa.

A todos com quem convivi ao longo desses anos, pela amizade e pela inspiração.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SISTEMAS DE CONTROLE DE DISPOSITIVOS ELETROSTÁTICOS REGENERATIVOS DE COLETA DE ENERGIA VIBRACIONAL

Marcelo Domingues

Junho/2012

Orientador: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta um estudo sobre uma nova classe de geradores eletrostáticos regenerativos, inspirada no dobrador de eletricidade de Bennet, e o sistema de controle necessário para seu funcionamento. Esta nova classe, através das duas estruturas propostas para a operação como carregador de bateria, visa contornar os conhecidos problemas de eficiência em sistemas eletrostáticos de coleta de energia vibracional e melhor aproveitar as vantagens da integração com sistemas microeletromecânicos (MEMS).

Esta dissertação primeiramente desenvolve análises teóricas do modelamento elétrico do dobrador, considerando também efeitos parasitas, apresenta as medições da construção de um protótipo experimental macroscópico do dispositivo e mostra uma possível forma de implementação utilizando técnicas de MEMS. Depois, propõe duas topologias para o sistema de controle, apresentando os respectivos projetos elétricos, físicos e simulações na tecnologia 0,35 μm CMOS C35.

Os resultados obtidos demonstram que o dobrador é capaz de coletar mais energia do ambiente, e consumir menos na sua operação, do que os geradores apresentados na literatura.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

CONTROL SYSTEMS FOR ELECTROSTATIC REGENERATIVE
GENERATORS FOR VIBRATIONAL ENERGY HARVESTING

Marcelo Domingues

June/2012

Advisor: Antônio Carlos Moreirão de Queiroz

Department: Electrical Engineering

This work presents a study about a new class of electrostatic regenerative generators, inspired by the Bennet's doubler of electricity, and the control system necessary for its operation. This new class, through the two proposed structures for the operation as a battery charger, aims to overcome the known problems of efficiency in vibration-to-electric electrostatic harvesting systems and take better advantage of integration with microelectromechanical systems (MEMS).

This dissertation firstly develops theoretical analysis of the doubler electrical modeling, also considering parasitic effects, presents the measurements of a macroscopic experimental prototype constructed based on the device, and shows a possible way to implement it with MEMS techniques. Then, proposes two topologies for the control system, featuring their electrical and physical designs and their simulations in the 0.35 μm CMOS C35 technology.

The results show that the doubler is capable to harvest more energy from the environment, and consume less on its operation, than the generators in literature.

Sumário

1	Introdução	1
2	Geradores Eletrostáticos Regenerativos	3
2.1	Revisão Bibliográfica	3
2.2	Dobrador de Eletricidade	4
2.2.1	Modelo Elétrico	5
2.2.2	Efeitos Parasitas	8
2.2.3	Dobrador com Diodos	10
2.2.4	Carregador de Bateria Estável	12
2.2.5	Carregador de Bateria Estável Polarizado	17
2.2.6	Carregador de Bateria Instável	18
2.2.7	Realização Experimental	23
2.2.8	Construção com MEMS	27
3	Sistemas de Controle	31
3.1	Revisão Bibliográfica	31
3.2	Sistema de Controle para o Carregador Instável	31
3.2.1	Versão com Inversor de Tensão	33
3.2.2	Versão com Comparador de Tensão	40
4	Conclusões	51
	Referências Bibliográficas	53
	Apêndice	56

Lista de Figuras

2.1	Gerador eletrostático com um capacitor variável . . .	3
2.2	Dobrador de Bennet – (a) pré-carga, (b) cópia, e (c) dobra .	4
2.3	Modelo elétrico do dobrador de Bennet . . .	5
2.4	Simulação do dobrador – variação de C_a e C_b . . .	7
2.5	Simulação do dobrador – tensão no nó 1 . . .	7
2.6	Dobrador com capacitâncias parasitas – tensão no nó 1 .	8
2.7	Dobrador com resistências parasitas – tensão no nó 1 . .	10
2.8	Modelo elétrico do dobrador de Bennet com diodos . . .	10
2.9	Comparação entre os modelos – caso ideal . . .	11
2.10	Comparação entre os modelos – capacitâncias parasitas .	11
2.11	Comparação entre os modelos – resistências parasitas . .	12
2.12	Dobrador utilizado como carregador de bateria . . .	13
2.13	Tensões no carregador de bateria . . .	14
2.14	Correntes dos diodos no carregador de bateria . . .	14
2.15	Tensões no carregador de bateria com C_b fixo . . .	16
2.16	Correntes dos diodos no carregador de bateria com C_b fixo .	16
2.17	Tensões no carregador de bateria polarizado com -9 V .	18
2.18	Correntes dos diodos no carregador de bateria polarizado com -9 V	18
2.19	Dobrador ligado diretamente à bateria . . .	19
2.20	Dobrador ligado à bateria através de um conversor CC/CC .	20
2.21	Tensões no carregador de bateria com conversor CC/CC .	21
2.22	Corrente no indutor do conversor CC/CC . . .	23
2.23	Protótipo do dobrador com placas giratórias . . .	23
2.24	Corrente na bateria do carregador estável . . .	24
2.25	Corrente na bateria do carregador estável com polarização .	25
2.26	Carregador instável – tensão em C_1 (1) e na saída (2) . .	26
2.27	Carregador instável – corrente (1) e tensão (2) na saída .	26
2.28	Carregador instável polarizado com -220 V – tensão em C_1 (1) e na saída (2)	27
2.29	Curva de Paschen no ar com pressão de uma atmosfera .	28
2.30	Capacitores variáveis complementares com MEMS [14] .	29

2.31	Problema de estabilidade com MEMS [14]	30
3.1	Sistema de controle	32
3.2	Inversor de tensão	33
3.3	Monoestável com portas lógicas bufferizadas	34
3.4	Esquemático do controle integrado com inversor de tensão	35
3.5	<i>Layout</i> do sistema de controle com inversor de tensão	36
3.6	<i>Layout</i> do monoestável, do inversor e de N_1	37
3.7	Tensão na saída do inversor e no divisor capacitivo	38
3.8	Corrente no indutor e tensão de controle da chave	39
3.9	Efeito indesejado na saída do inversor	39
3.10	Comparador de tensão com velocidade variável	40
3.11	Fonte de polarização <i>subthreshold</i> com circuito de partida	41
3.12	Esquemático do controle integrado com comparador de tensão	42
3.13	<i>Layout</i> do sistema de controle com comparador de tensão	44
3.14	<i>Layout</i> do comparador de tensão, com a fonte de polarização e N_{12}	45
3.15	Tensão na saída do comparador e no divisor capacitivo	46
3.16	Corrente no indutor e tensão de controle da chave	46
3.17	Tensão na saída do comparador sem e com os transistores que variam a velocidade da transição	47
3.18	Fontes de polarização sem resistor – (a) espelho simples, (b) <i>self-cascode</i> , e (c) <i>self-cascode</i> polarizando um transistor	48
3.19	Variação da corrente da fonte de polarização em função da condutância observada no <i>source</i> de N_2 , para a versão com resistência, e da largura do transistor que substitui o resistor, para as demais versões	48
3.20	Análise de Monte-Carlo das fontes de polarização com e sem resistor (<i>self-cascode</i>) – corrente no ramo de saída	49
3.21	<i>Layout</i> do comparador de tensão com a fonte de polarização sem resistor (<i>self-cascode</i>)	50
4.1	<i>Layout</i> proposto dos circuitos de controle com <i>pads</i>	52
A.1	Modelo elétrico do dobrador com capacitâncias parasitas	56

B.1	Modelo elétrico do dobrador com resistência parasita .	57
B.2	Dobrador – fase 1	57
B.3	Dobrador – transição para a fase 2	58
B.4	Dobrador – fase 2	58
B.5	Dobrador – transição para a fase 1	59
C.1	Modelo do dobrador com diodos e resistência parasita .	61
C.2	Dobrador com diodos – evolução das tensões ao longo das fases	61
C.3	Dobrador com diodos – fase 1	62
C.4	Dobrador com diodos – decaimentos na fase 1	63
C.5	Dobrador com diodos – etapas da transição para a fase 2 .	63
C.6	Dobrador com diodos – transição inicial para a fase 2	63
C.7	Dobrador com diodos – transição intermediária para a fase 2 .	64
C.8	Dobrador com diodos – transição final para a fase 2	64
C.9	Dobrador com diodos – fase 2	65
C.10	Dobrador com diodos – decaimentos na fase 2	65
C.11	Dobrador com diodos – etapas da transição para a fase 1	66
C.12	Dobrador com diodos – transição inicial para a fase 1	66
C.13	Dobrador com diodos – transição final para a fase 1	67
C.14	Dobrador com diodos – fugas resistivas – validação da análise	68
D.1	Tensões no carregador estável com queda de tensão nos diodos e C_b fixo	70
D.2	Tensões no carregador estável com queda de tensão nos diodos	70
E.1	Circuito equivalente do carregador com conversor CC/CC .	72

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos tempos, microsensores a rádio vêm sendo largamente utilizados em diversas áreas para monitoramentos permanentes (por exemplo, em tratamentos médicos e equipamentos industriais). Isto se deve ao fato que tais circuitos oferecem a capacidade de processamento local, em tempo real e de forma não intrusiva, tornando as aplicações mais inteligentes [1].

Entretanto, a fonte de energia para estes sistemas é um problema, devido à necessidade de funcionamento autônomo por longos períodos sem a possibilidade de substituições regulares, tornando assim inviável a simples utilização de baterias [1] ou de outras formas convencionais de alimentação.

Uma alternativa é a integração do circuito com um sistema eficiente de coleta de energia do ambiente [2], criando um dispositivo regenerativo, que proporciona quantidades reduzidas de energia elétrica, mas suficientes para microsensores, uma vez que estes operam com baixa potência.

Dentre as formas de conversão de energia tipicamente utilizadas em geradores regenerativos (i.e., eletrostática, eletromagnética, piezoelétrica, termoelétrica e triboelétrica), a conversão de energia vibracional para eletrostática é a mais indicada [3], já que dispositivos que utilizam esse tipo de coleta são compostos por capacitores variáveis e, portanto, podem ser fabricados com as tecnologias padrão de sistemas microeletromecânicos (MEMS) e ser integrados diretamente com os outros circuitos que constituem o sensor. Esta também é a forma que melhor atende o compromisso entre área ocupada e energia transferida.

Existem várias possibilidades para a construção de geradores eletrostáticos. No entanto, a maioria recai numa mesma classe de geradores, tendo esta uma operação crítica [4], devido às perdas das tecnologias utilizadas na implementação e à inerente necessidade de circuitos de controle complexos, que consomem uma quantidade de energia da mesma ordem da disponível.

Este trabalho, então, propõe uma nova classe de conversores, baseados nos dobradores de eletricidade de Bennet, que na versão com a mesma eficiência dos outros

geradores não necessita controle e na versão mais eficiente, que aproveita a condição instável do circuito, utiliza um controle bem mais simples que tem um consumo muito inferior à energia transferida.

Esta dissertação está dividida em quatro capítulos, organizados metodologicamente. Após o capítulo de introdução, o segundo capítulo discorre sobre geradores eletrostáticos regenerativos, primeiro revisando a topologia normalmente utilizada e depois propondo uma nova classe, com análises teóricas, projetos elétricos e resultados das simulações e de uma montagem experimental, além de apresentar uma possível forma de construção com MEMS. O terceiro capítulo trata dos sistemas de controle, discutindo os circuitos encontrados na literatura e propondo duas formas de controle, com novas topologias para comparadores e geradores de corrente. Por fim, o quarto capítulo apresenta as conclusões e os trabalhos futuros.

Capítulo 2

Geradores Eletrostáticos Regenerativos

2.1 Revisão Bibliográfica

A ideia básica de geradores eletrostáticos regenerativos de coleta de energia vibracional, presente em diversos trabalhos publicados na literatura [5] – [8], é de um capacitor variável, cuja capacitância se modifica através de vibrações mecânicas do ambiente, um capacitor fixo, para armazenamento da carga, e de uma fonte de tensão, para pré-carregar o capacitor variável. A Figura 2.1 mostra a topologia deste gerador.

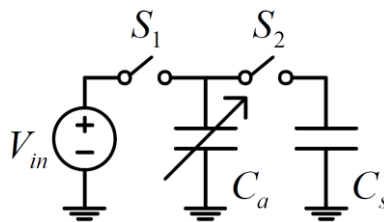


Figura 2.1 – Gerador eletrostático com um capacitor variável

O capacitor C_a é carregado por V_{in} enquanto sua capacitância varia do valor mínimo até o valor máximo. Dessa forma, a fonte investe uma quantidade de energia equivalente a $E = \Delta C_a V_{in}^2 / 2$.

Quando a capacitância começa a reduzir seu valor, C_a é descarregado por C_s . Considerando que este capacitor é suficientemente grande e que está carregado com a mesma tensão de V_{in} , a energia transferida equivale a $E = \Delta C_a V_{in}^2$.

Assim, utilizando a forma mais eficiente para devolver a energia para a fonte, um conversor CC/CC [5], a quantidade de energia recuperada a cada ciclo de trabalho é idealmente igual a $E = \Delta C_a V_{in}^2 / 2$ [6].

Porém, de acordo com as tentativas de construções nas tecnologias mais utilizadas em circuitos integrados, esse valor de ganho é bastante crítico por causa das perdas causadas por efeitos parasitas resultantes do processo de fabricação [7].

Outro fator, este inerente a esta classe de geradores, que reduz bastante o ganho, é a existência de uma etapa de pré-carga, operação que precisa ser realizada a cada ciclo

de trabalho, o que consome uma quantidade de energia próxima à extraída do ambiente, devido à complexidade do sistema de controle necessário para monitorar os estados do conversor [5].

2.2 Dobrador de Eletricidade

O dobrador de Bennet [9] é uma invenção do século XVIII, considerada uma grande descoberta na época, mas que foi eventualmente esquecida [10]. É reconhecido como o primeiro gerador eletrostático a trabalhar por indução eletrostática e era utilizado para a detecção de pequenas cargas elétricas [11]. A versão original deste dispositivo é constituída de três placas condutoras, como mostrado na Figura 2.2.

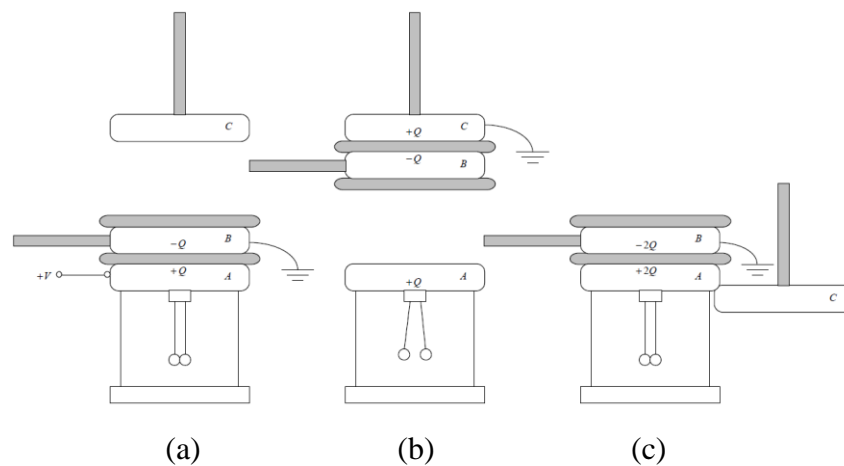


Figura 2.2 – Dobrador de Bennet – (a) pré-carga, (b) cópia, e (c) dobra

A operação do dobrador consiste na movimentação cíclica das placas. Na fase de pré-carga, a placa B é aterrada e aproximada da placa A , a saída do sistema. Na etapa seguinte, B é afastada de A e aproximada de C , que está aterrada. Assim, a carga que estava em A é copiada em C . Por fim, B é aproximada novamente de A , que agora está em contato com C . Dessa forma, a carga das placas é dobrada.

As fases de cópia e de dobra são repetidas até que a carga chegue ao valor desejado, sendo a fase de pré-carga apenas necessária para a inicialização do processo, podendo ser desconsiderada, uma vez que qualquer desbalanceamento inicial de carga, algo sempre presente em construções realísticas, é multiplicado para alta tensão em poucos ciclos [11].

2.2.1 Modelo Elétrico

Para se usar o dobrador de eletricidade de Bennet como um gerador eletrostático regenerativo de forma integrada, ele pode ser modelado eletricamente com dois capacitores chaveados variantes no tempo, como disposto na Figura 2.3.

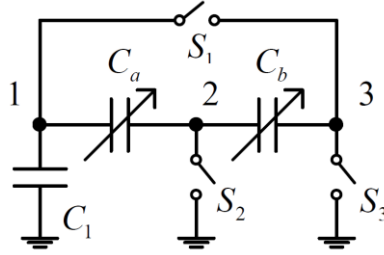


Figura 2.3 – Modelo elétrico do dobrador de Bennet

O modelo elétrico produz um resultado igual ao dobrador físico se os valores das capacitâncias de C_a e C_b variarem complementarmente com mínimo em zero. A saída do sistema é no nó 1. Quando C_a for mínimo (e C_b máximo), as chaves S_1 e S_2 abrem e a chave S_3 fecha, correspondendo à fase de cópia. Quando C_a for máximo (e C_b mínimo), as chaves S_1 e S_2 fecham e a chave S_3 abre, correspondendo à fase de dobra.

Como não é factível construir capacitores que variam suas capacitâncias até zero, uma análise do modelo elétrico, considerando a rede um circuito linear periodicamente chaveado de duas fases [12], determina os valores limites que garantem um fator de multiplicação maior que um a cada ciclo de operação.

Utilizando o operador $z^{1/2}$, da transformada Z, para representar a mudança de fase, as equações do sistema podem ser escritas da seguinte forma, de forma a indicar a conservação de carga, entre e durante as fases:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 z^{1/2} & -\mathbf{C}_2 \\ -\mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 z^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1(z) \\ \mathbf{E}_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$\mathbf{E}_1(z)$ e $\mathbf{E}_2(z)$ são os vetores das tensões nodais em cada fase e \mathbf{C}_1 e \mathbf{C}_2 são as matrizes de capacitância de cada fase, que são estruturalmente idênticas, apenas com os valores de C_a e C_b se modificando, o que é indicado por k :

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} C_1 + C_{ak} & -C_{ak} & 0 \\ -C_{ak} & C_{ak} + C_{bk} & -C_{bk} \\ 0 & -C_{bk} & C_{bk} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Somando as colunas e as linhas correspondentes aos nós dos terminais de cada chave, quando estas estão fechadas, obtém-se a matriz que descreve o comportamento do dobrador, considerando, na fase 1, a chave S_3 fechada (fase de cópia) e, na fase 2, as chaves S_1 e S_2 fechadas (fase de dobra):

$$\begin{bmatrix} (C_1 + C_{a1})z^{1/2} & -C_{a1}z^{1/2} & -C_1 - C_{a2} \\ -C_{a1}z^{1/2} & (C_{a1} + C_{b1})z^{1/2} & C_{a2} + C_{b2} \\ -C_1 - C_{a1} & C_{a1} + C_{b1} & (C_1 + C_{a2} + C_{b2})z^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11}(z) \\ E_{21}(z) \\ E_{12}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Essa análise é independente da forma como os capacitores variáveis modificam o valor de suas capacitâncias e, a partir das raízes do determinante da matriz, é possível extrair o fator de ganho a cada ciclo:

$$z = \frac{C_1^2(C_{a1} + C_{b1}) + C_1(C_{a1}C_{a2} + C_{b1}(2C_{a2} + C_{b2})) + C_{a1}C_{b1}(C_{a2} + C_{b2})}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2})(C_1(C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1}C_{b1})} \quad (4)$$

A equação (4) permite notar que o ganho tende a dois quando C_{a1} é muito menor que C_{a2} e C_{b1} é muito maior que C_{b2} . Também é possível perceber que a condição de instabilidade do sistema (z maior que um) é a proporção áurea:

$$\frac{C_{a2}}{C_{a1}} = \frac{C_{b1}}{C_{b2}} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} > 1,618 \quad (5)$$

Já o valor de C_1 pode ser otimizado de forma a maximizar o fator de multiplicação:

$$C_{1\text{ótimo}} = \sqrt{\frac{C_{a1}C_{b1}(C_{a2} + C_{b2})}{C_{a1} + C_{b1}}} \quad (6)$$

Com os capacitores C_a e C_b variando entre 10 pF e 100 pF e C_l valendo 47 pF, o fator de multiplicação é de 1,43, o mesmo resultado obtido na simulação, como mostrado nas Figuras 2.4 e 2.5.

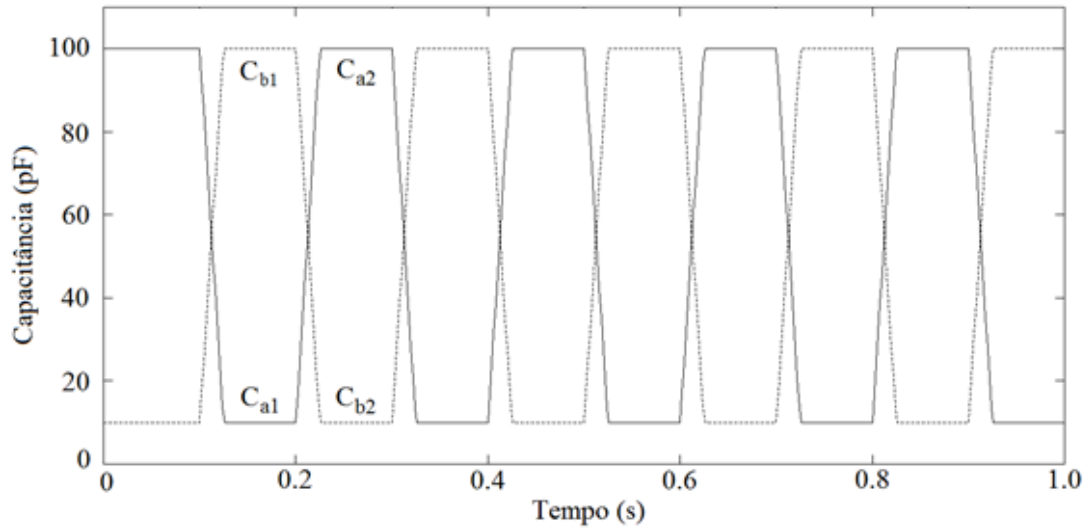


Figura 2.4 – Simulação do dobrador – variação de C_a e C_b

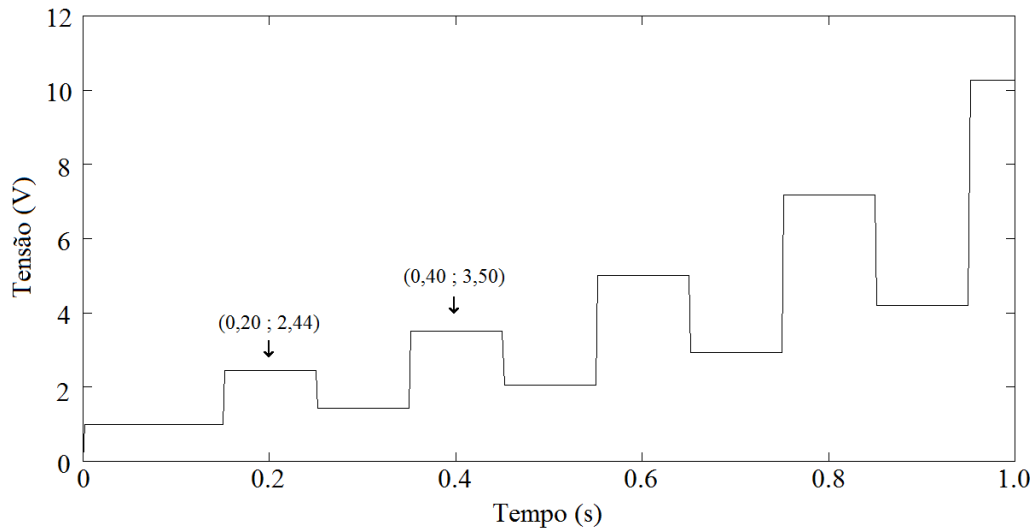


Figura 2.5 – Simulação do dobrador – tensão no nó 1

Na simulação, as capacitâncias tem uma forma de onda trapezoidal, com frequência de 5 Hz e tempo de subida e descida de 25 ms, as chaves mudam de estado após os capacitores estabilizarem seus valores e, inicialmente, os nós 1 e 3 são polarizados com 1 V.

2.2.2 Efeitos Parasitas

A análise anterior parte do princípio que os elementos que compõem o circuito são ideais. Considerando os efeitos de parasitas, as condições para o funcionamento do modelo elétrico do dobrador de eletricidade de Bennet se tornam mais restritas.

Por um lado, associando capacitores parasitas em paralelo às chaves, o fator de multiplicação se torna¹:

$$z = \frac{C_1(C_1(C_2 + C_{a1} + C_{b1}) + C_{a2}(C_2 + C_{a1} + 2C_{b1}) + C_{b1}C_{b2}) + C_{a1}(C_1C_2 + C_2C_{a2} + C_{b1}(C_{a2} + C_{b2})) + C_4(C_{a1} + C_{b1})(C_{a2} + C_{b2})}{(C_1(C_2 + C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1}(C_2 + C_{b1}) + C_4(C_2 + C_{a1} + C_{b1}))(C_1 + C_3 + C_{a2} + C_{b2})} \quad (7)$$

Essa equação indica que os capacitores parasitas C_2 , C_3 e C_4 (em paralelo às chaves S_2 , S_3 e S_1 , respectivamente) reduzem o ganho do sistema. Enquanto, na questão da instabilidade, o circuito é bastante tolerante às capacitâncias no nó 2 ($C_{2max} = 700$ pF para $C_1 = 47$ pF e C_a e C_b variando entre 10 pF e 100 pF), é sensível ao acréscimo de capacitâncias no nó 3 ($C_{3max} = 65$ pF para o mesmo caso), uma vez que esse elemento apresenta-se apenas no termo denominador da fração.

Com os valores utilizados no caso anterior e $C_2 = C_3 = C_4 = 10$ pF, o fator de multiplicação passa a valer 1,20, o mesmo resultado da simulação da Figura 2.6.

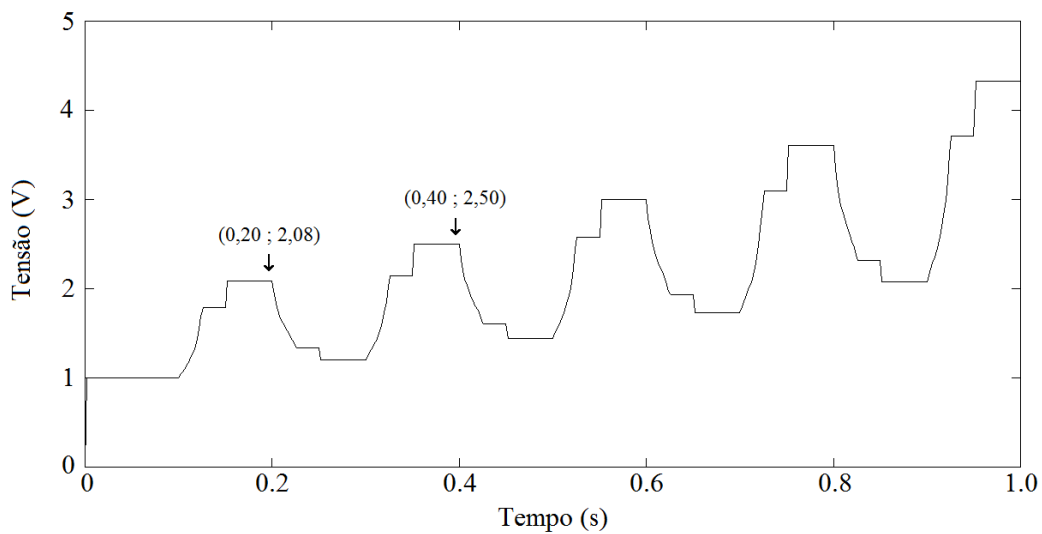


Figura 2.6 – Dobrador com capacitâncias parasitas – tensão no nó 1

¹ Demonstração no Apêndice A.

As diferenças entre os formatos da tensão no nó 1 do dobrador com e sem capacitâncias parasitas estão relacionadas à redistribuição de cargas durante as fases, algo que não ocorre no modelo original.

Considerando, por outro lado, elementos parasitas resistivos, o dobrador não satisfaz mais a condição de conservação de carga, promovendo a diminuição das cargas acumuladas nos capacitores no decorrer de cada fase². Considerando uma resistência do nó 1, a saída do sistema, para a terra, o sistema de equações (3) torna-se:

$$\begin{bmatrix} (C_1 + C_{a1})z^{1/2} & -C_{a1}z^{1/2} & -(C_1 + C_{a2})e^{-t_2/\tau_2} \\ -C_{a1}z^{1/2} & (C_{a1} + C_{b1})z^{1/2} & (C_{a2} + C_{b2})e^{-t_2/\tau_2} \\ -(C_1e^{-t_1/\tau_1} + C_{a1}) & C_{a1} + C_{b1} & (C_1 + C_{a2} + C_{b2})z^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{1inicial1}(z) \\ E_{2inicial1}(z) \\ E_{1inicial2}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

e o fator de multiplicação a cada ciclo passa a ter a forma:

$$z = \frac{e^{-t_1/\tau_1 - t_2/\tau_2} C_1 (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) - C_{a1} C_{b2} + C_{a2} C_{b1})}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} C_{b1})} + \frac{e^{-t_2/\tau_2} (C_{a2} + C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} C_{b1})}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} C_{b1})} \quad (9)$$

onde:

$$\tau_1 = R_{eq} (C_1 + C_{a1} // C_{b1}) \quad (10)$$

$$\tau_2 = R_{eq} (C_1 + C_{a2} + C_{b2}) \quad (11)$$

sendo t_1 o tempo decorrido na fase 1, t_2 o tempo decorrido na fase 2 e R_{eq} a resistência equivalente, no nó 1, das resistências parasitas de todos os nós.

Observando a relação entre a frequência de operação de cada fase e a fuga máxima aceitável para que se mantenha a instabilidade, pode-se notar a alta impedância característica do circuito, sendo $R_{eqmin} = 4,1 \text{ G}\Omega$, quando $t_1 = t_2 = 100 \text{ ms}$ e os capacitores com os valores do caso anterior. Com os mesmos parâmetros e $R_{eq} = 10 \text{ G}\Omega$, o fator de multiplicação z equivale a 1,23, como mostrado na simulação da Figura 2.7.

² Na análise, foi considerado que os capacitores variáveis modificam suas capacitâncias instantaneamente e, dessa forma, não perdem carga nas mudanças de fase. O detalhamento encontra-se no Apêndice B.

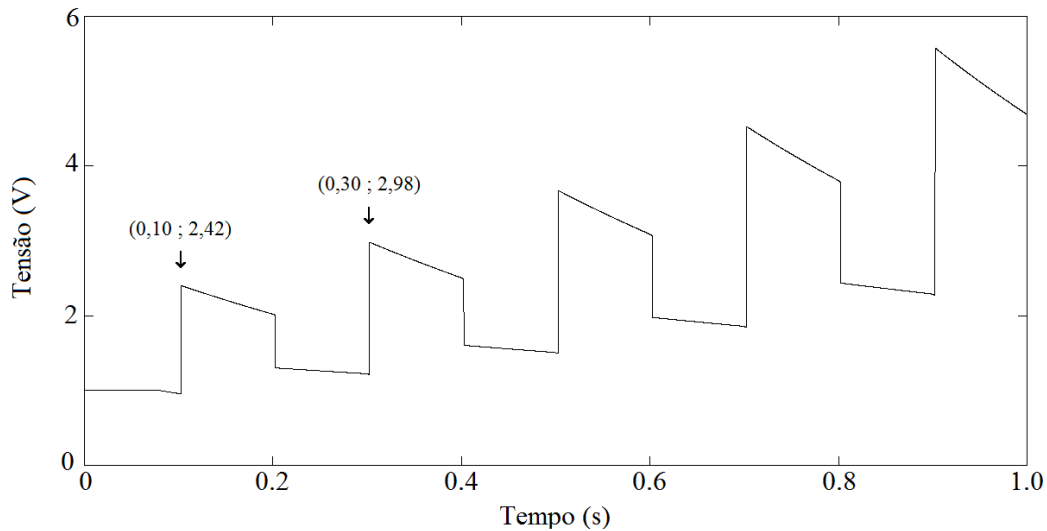


Figura 2.7 – Dobrador com resistências parasitas – tensão no nó 1

A existência de fugas resistivas no dobrador de eletricidade implica na necessidade de uma frequência mínima na variação dos valores das capacitâncias de C_a e C_b , que, nas tecnologias atuais de integração de circuitos, é 3 Hz, aproximadamente.

2.2.3 Dobrador com Diodos

As três chaves presentes no modelo apresentado (Figura 2.3) sugerem um controle mais complexo que o necessário para a estrutura normalmente encontrada na literatura (Figura 2.1). Entretanto, observando o comportamento do dobrador, nota-se que as chaves conduzem somente em um sentido, se estas fecharem apenas no momento que C_a e C_b estão com seus valores limites. S_1 carrega o nó 1 a partir do nó 3, S_2 descarrega o nó 2 e S_3 carrega o nó 3. Logo, essas chaves podem ser substituídas por diodos (Figura 2.8), que, idealmente, geram o mesmo ganho do modelo anterior (Figura 2.9).

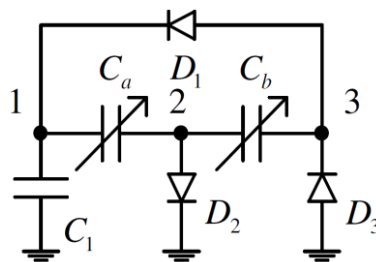


Figura 2.8 – Modelo elétrico do dobrador de Bennet com diodos

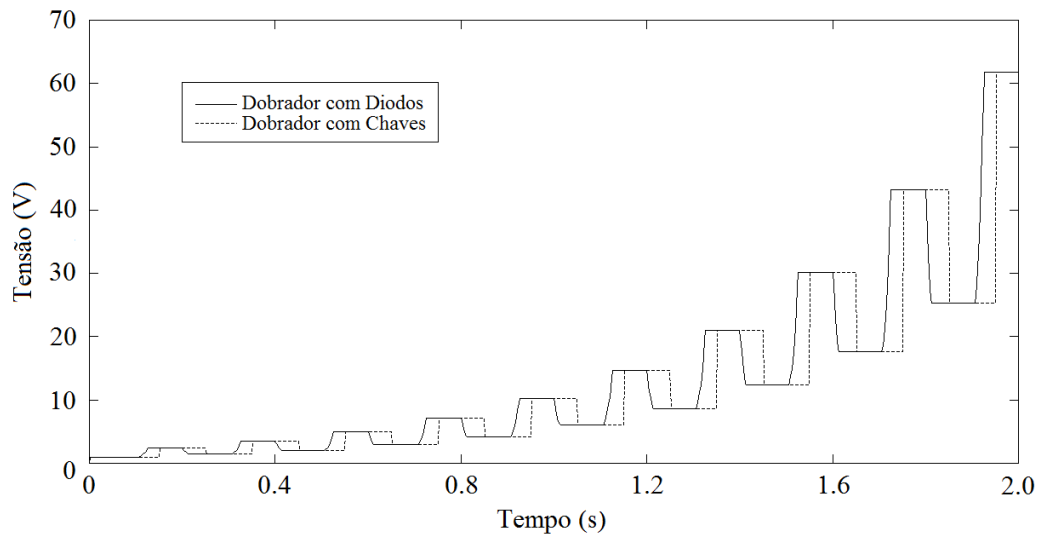


Figura 2.9 – Comparação entre os modelos – caso ideal

Uma vez que diodos ideais são chaves que conduzem apenas em um sentido, a análise sem parasitas é idêntica à do modelo anterior. A diferença na simulação está no controle das chaves. Enquanto elas se fecham após os capacitores alterarem seus valores, os diodos conduzem no começo da variação.

Quando considerados os efeitos parasitas, novo modelo apresenta um resultado ligeiramente melhor em relação às capacitâncias (Figura 2.10) e muito mais robustez frente às resistências (Figura 2.11), com $R_{eqmin} = 2,6 \text{ G}\Omega$, nas mesmas condições da versão anterior.

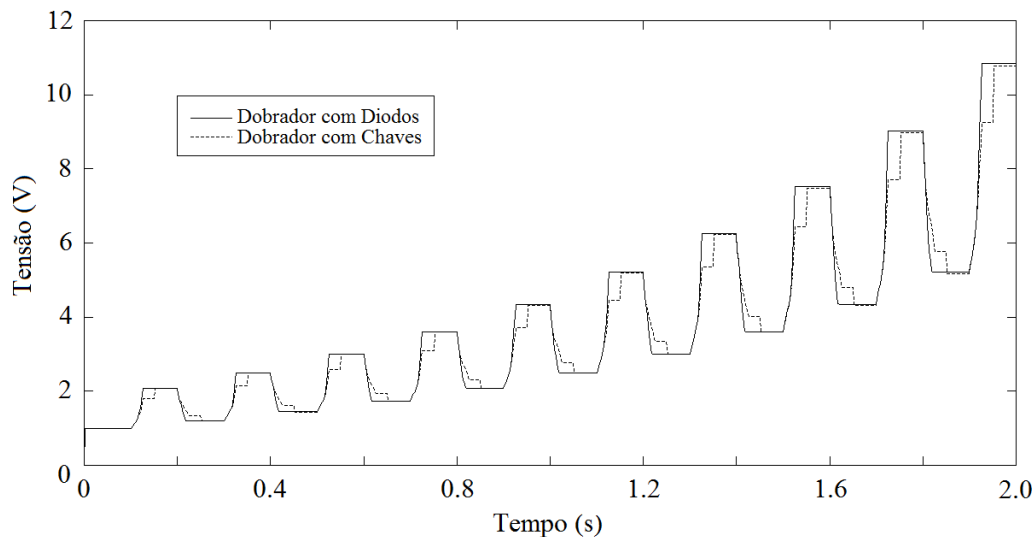


Figura 2.10 – Comparação entre os modelos – capacitâncias parasitas

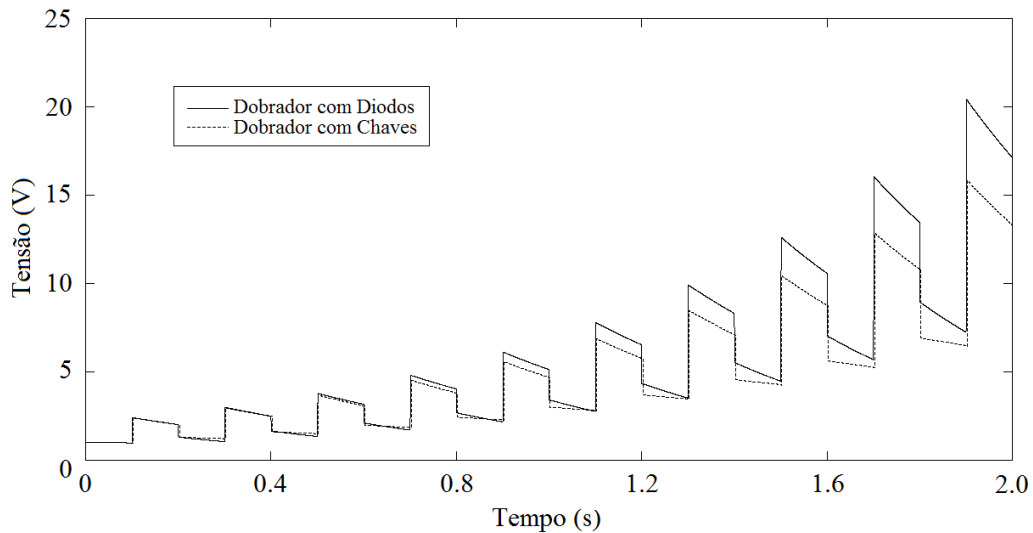


Figura 2.11 – Comparação entre os modelos – resistências parasitas

No caso com C_2 , C_3 e C_4 , os diodos não desperdiçam energia chaveando capacitores carregados e, assim, estes acumulam um pouco mais de carga. Com R_{eq} , o novo modelo não se comporta mais exatamente como o modelo físico (Figura 2.2): o nó 2 não permanece mais aterrado durante a fase 2. Dessa forma, mais carga é transferida para C_1 na fase transição do sistema para a fase 1³ e a frequência mínima para a variação de C_a e C_b é menor.

2.2.4 Carregador de Bateria Estável

Com esta versão mais eficiente do dobrador, pode-se definir uma nova classe de geradores eletrostáticos regenerativos simplesmente substituindo o capacitor de armazenamento C_1 por uma fonte de tensão contínua, como disposto na Figura 2.12.

Esse carregador de baterias apresenta as grandes vantagens de não requerer controle algum para operar e de não necessitar de uma fase de pré-carga, sendo seu comportamento determinado pelo valor da tensão da bateria e pelo quanto variam os capacitores.

³ Uma análise detalhada do dobrador com diodos e resistência parasita encontra-se no Apêndice C.

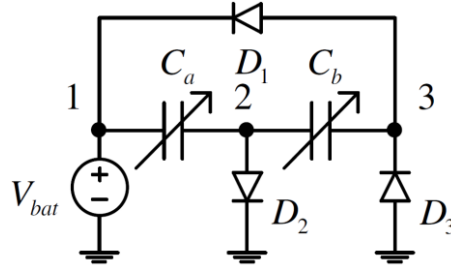


Figura 2.12 – Dobrador utilizado como carregador de bateria

Considerando que os diodos são ideais, no começo da fase 1, com a diminuição do valor de C_a , a carga é transferida para a bateria, com a corrente fluindo através dos capacitores variáveis e do diodo D_3 . Então, em um determinado instante de tempo t_x , quando $C_a = C_{ax}$ e $C_b = C_{bx}$, a tensão do nó 3 decai para zero e a do nó 2 para E_{2x} :

$$V_{ax} = V_{bat} \frac{C_{a2}}{C_{ax}} \quad (12)$$

$$V_{bx} = E_{2x} = -V_{bat} \frac{C_{b2}}{C_{bx}} \quad (13)$$

onde V_{ax} e V_{bx} são, respectivamente, as tensões sobre os capacitores C_a e C_b no instante t_x . Analisando a malha, obtém-se:

$$V_{bat} = V_{ax} \frac{C_{ax}}{C_{a1}} - \frac{1}{C_{a1}} \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt + V_{bx} \frac{C_{bx}}{C_{b1}} - \frac{1}{C_{b1}} \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt \quad (14)$$

Essa equação permite calcular, a partir da integral da corrente, a carga transferida para a bateria a cada ciclo de trabalho:

$$Q = \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt = V_{bat} \frac{\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - \frac{C_{b2}}{C_{b1}} - 1}{\frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_{b1}}} \quad (15)$$

Na fase 2, a carga em C_a é repostada por C_b , através de uma corrente que flui na malha formada por eles e pelo diodo D_1 , sem que qualquer carga seja drenada da bateria, exceto quando D_2 conduz, algo que acontece apenas brevemente antes da

estabilização do carregador.

Os resultados das simulações do circuito são mostrados nas Figuras 2.13 e 2.14, onde C_a e C_b variam complementarmente de 10 pF a 100 pF, a uma frequência de 5 Hz (o mesmo da Figura 2.4), e V_{bat} vale 3 V. O carregador se estabiliza após o primeiro ciclo e D_2 não mais conduz.

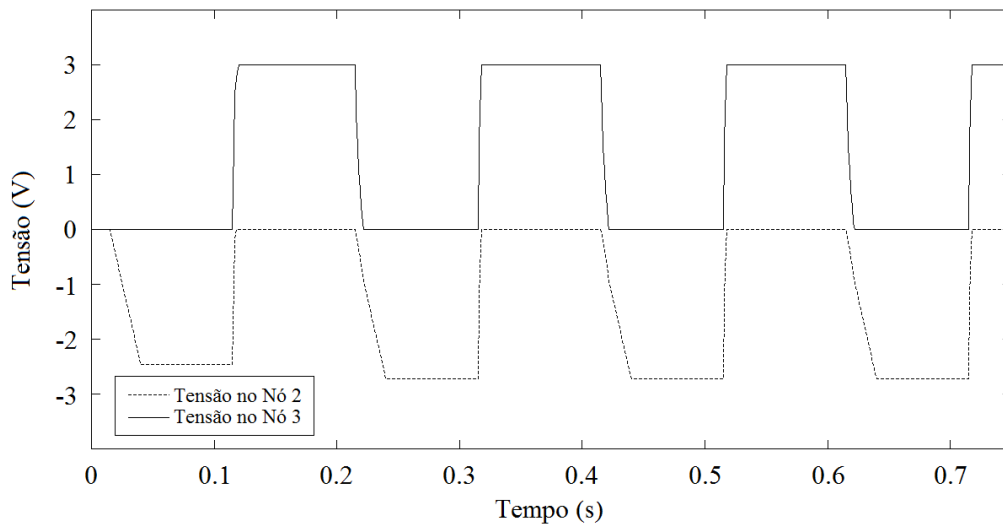
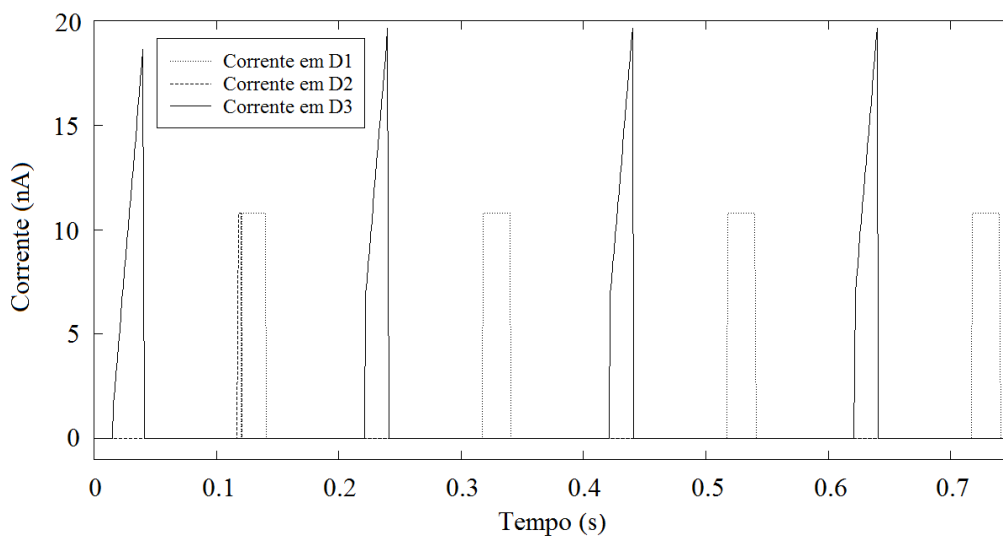


Figura 2.13 – Tensões no carregador de bateria



Figuras 2.14 – Correntes dos diodos no carregador de bateria

Com o comportamento descrito acima, para que a carga transferida em (15) seja maior que zero, a condição continua sendo a proporção áurea apresentada em (5). Sabendo que a energia é igual ao produto da carga com a tensão na bateria, com os valores usados na simulação, a energia extraída pelo carregador estável é superior à

obtida pelo circuito mais encontrado na literatura (Figura 2.1), sem ainda considerar o consumo do controle necessário para este último (728 pJ e 450 pJ, respectivamente) e, quando o limite superior da capacitância variável é muito maior que o limite inferior, $E_{max} = C_{max}V_{bat}^2$, o que representa o dobro do obtido idealmente no gerador básico.

Tal vantagem poderia ser creditada ao fato do sistema proposto apresentar dois capacitores variáveis, ao invés de um. Porém, observando que a análise feita não considera a forma como os capacitores variam, a bateria continua a ser carregada mesmo que C_b permaneça com um valor fixo. Neste caso, a carga obtida passa a ser:

$$Q = V_{bat} \frac{\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - 2}{\frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_b}} \quad (16)$$

A tensão no nó 2, ao final da fase 1, passa a ser, em módulo, superior à da bateria:

$$E_{21} = V_{bx} - \frac{Q}{C_{b1}} = -V_{bat} \frac{\frac{C_{a2}}{C_{a1}} + \frac{C_b}{C_{a1}} - 1}{\frac{C_b}{C_{a1}} + 1} \quad (17)$$

Com essa nova característica, a condição de para $Q > 0$ passa a ser mais crítica ($C_{a2}/C_{a1} > 2$) e a energia extraída, nas mesmas condições do caso anterior e com $C_b = 100$ pF, reduz para 645 pJ, o que ainda é, entretanto, superior ao resultado do carregador mais comum.

Pode-se notar também que o limite da equação (16), quando C_{a1} tende a zero, equivale a $C_{max}V_{bat}$, o mesmo que se obtém em (15). Os resultados das simulações do circuito com C_b fixo, presentes nas Figuras 2.15 e 2.16, mostram que a estabilização demora mais ciclos para ocorrer e que D_2 conduz mais vezes.

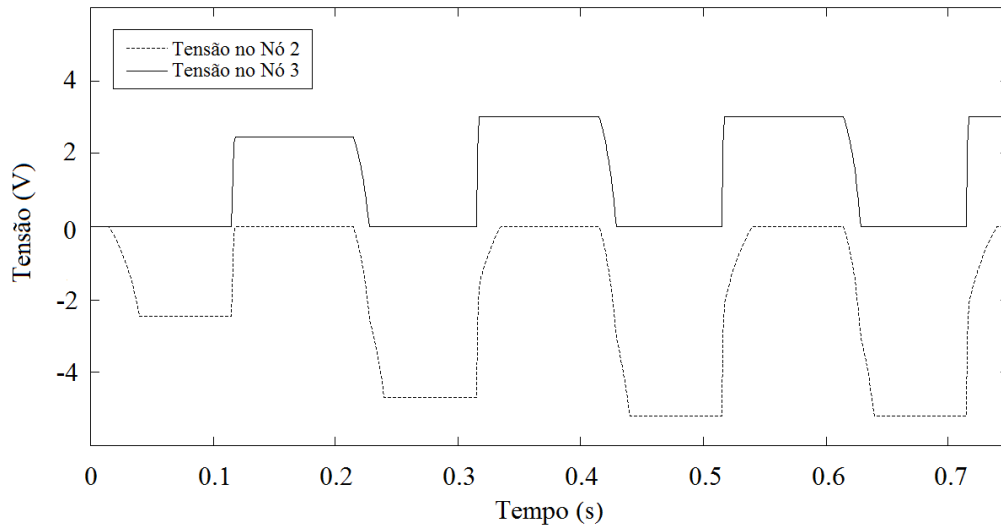


Figura 2.15 – Tensões no carregador de bateria com C_b fixo

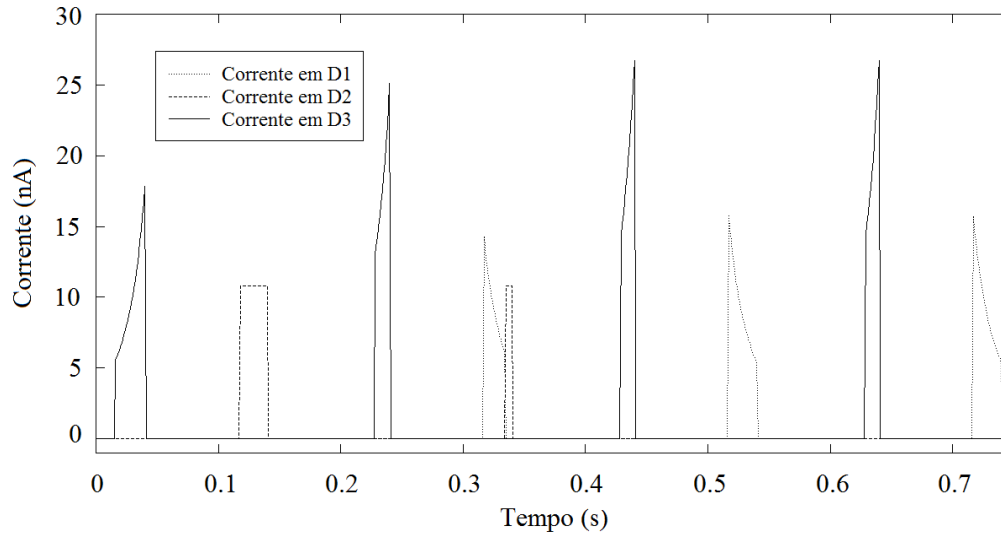


Figura 2.16 – Correntes dos diodos no carregador de bateria com C_b fixo

Quando consideradas as quedas de tensão em cada diodo, a análise deixa de ser tão simples e passa a ser necessário conhecer a forma de variação dos capacitores⁴. Para uma forma de onda trapezoidal simétrica, semelhante à mostrada na Figura 2.4, a carga transferida é:

$$Q = \frac{(C_{\max}^3 - C_{\min}^3)(V_D - V_{bat})V_{bat} - C_{\max}^2 C_{\min} V_D (V_D - 3V_{bat}) + C_{\max} C_{\min}^2 (2V_{bat}^2 - V_D^2)}{(C_{\max} + C_{\min})(C_{\max}(V_D - V_{bat}) - C_{\min} V_{bat})} \quad (18)$$

⁴ A demonstração das equações (18) – (20) encontra-se no Apêndice D.

Com C_b fixo, a equação (16) transforma-se em:

$$Q = \frac{V_{bat} \left(\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - 2 \right) - V_D \left(1 + \frac{C_{a2}}{C_{a1}} \right)}{\frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_b}} \quad (19)$$

Comparando as equações (15) e (18), para $V_D = 0,6$ V, há uma redução de 9,88% na carga obtida. Entre (16) e (19), a redução é de 27,52%.

2.2.5 Carregador de Bateria Estável Polarizado

Um importante resultado observado durante a análise do dobrador de eletricidade com diodos apresentando fugas resistivas foi que, quanto menor fosse a tensão no nó 2, mais carga era transferida. Carregando negativamente este ponto, aumenta-se significativamente a corrente que passa pelo diodo D_3 . Também foi visto que o circuito é bastante tolerante a capacitâncias nesse mesmo ponto.

Então, aproveitando essas propriedades da estrutura e definindo um valor para a tensão de polarização (V_b), é possível aumentar a eficiência da conversão e a equação (18) simplifica-se para:

$$Q = \frac{V_{bat} \left(\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - \frac{C_{b2}}{C_{b1}} - 1 \right) - V_D \left(1 + \frac{C_{b2}}{C_{b1}} \right) - V_b \left(\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - \frac{C_{b2}}{C_{b1}} \right)}{\frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_{b1}}} \quad (20)$$

Nas condições utilizadas nas simulações da seção anterior e com $V_b = -9$ V, a carga passa de 219 pC para 1,05 nC.

A tensão de polarização pode ser gerada de diversas formas, como sugerido em [13], desde que esta nova fonte, depois do carregamento inicial, apenas reponha o que foi perdido. Uma possibilidade, que não consome energia da bateria, é utilizar outro dobrador, menor e com os diodos invertidos, com a tensão de saída limitada por um diodo de avalanche. Essa configuração foi a utilizada para a simulação das Figuras 2.17

e 2.18.

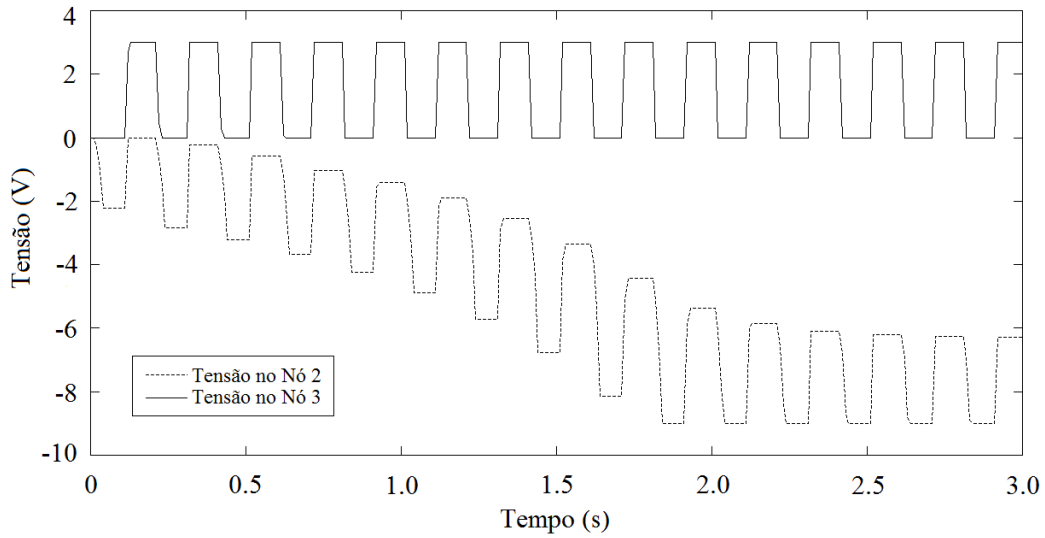


Figura 2.17 – Tensões no carregador de bateria polarizado com -9 V

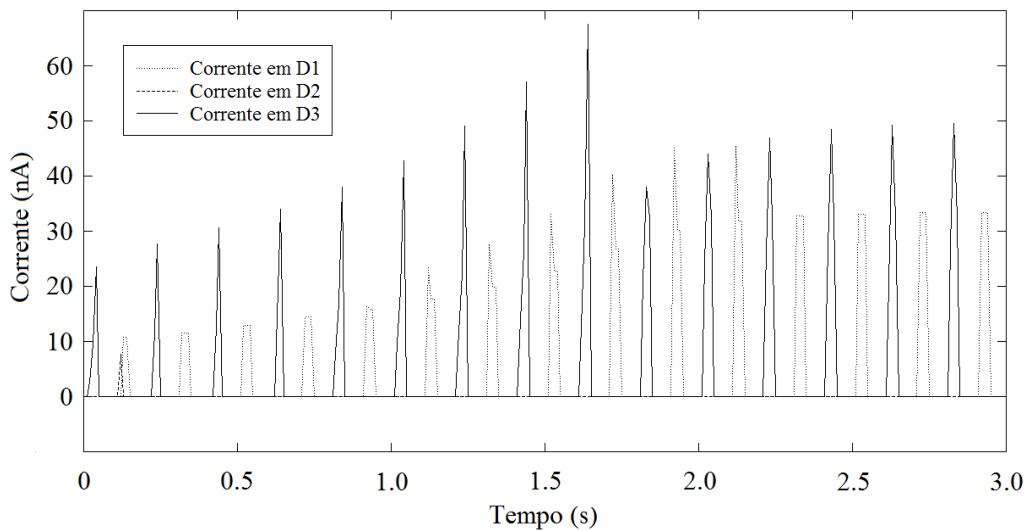


Figura 2.18 – Correntes dos diodos no carregador de bateria polarizado com -9 V

2.2.6 Carregador de Bateria Instável

Apesar do carregador estável não precisar de um sistema de controle, nem de pré-carga, e de obter idealmente mais carga que o reportado recentemente na literatura, o resultado dele ainda é muito limitado, já que trabalha com quantidades de energia extremamente reduzidas e, assim, não escapa dos conhecidos problemas de geradores

eletrostáticos de coleta de energia vibracional apresentados anteriormente.

Porém, utilizando a topologia normal do modelo elétrico do dobrador com diodos, ligando-o à bateria através de uma chave (Figura 2.19) e aproveitando sua condição instável, é possível extrair muito mais energia com o circuito operando em altas tensões.

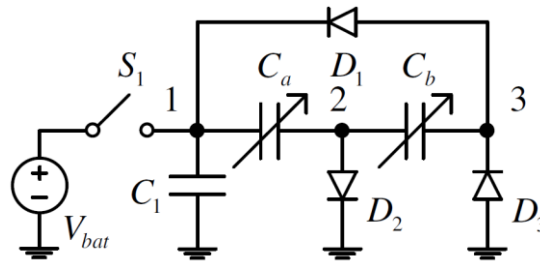


Figura 2.19 – Dobrador ligado diretamente à bateria

A operação consiste em deixar a chave aberta por alguns ciclos até que a tensão no nó 1 atinja um determinado valor (V_{C1}). Nesse momento, S_1 é fechada e a seguinte quantidade de carga é transferida para a bateria:

$$Q = (C_1 + C_{ab})(V_{C1} - V_{bat}) \quad (21)$$

onde C_{ab} é a contribuição em série de C_a e C_b , um valor pequeno, visto que C_a está reduzindo quanto a tensão no nó 1 sobe.

Pode-se concluir, observando a Figura 2.19 e a equação (21), que quanto maior for possível V_{C1} mais energia é extraída, que é necessário um controle para definir o momento exato de abertura e fechamento da chave (se o circuito permanecer ligado por mais tempo que o necessário, eventualmente a bateria transfere carga de volta ao capacitor de armazenamento) e que deve existir um carregamento inicial em C_1 para o que o dobrador inicie a multiplicação da tensão.

Para simplificar, então, o sistema de controle e converter a energia coletada de forma ainda mais eficiente, propõe-se o circuito da Figura 2.20.

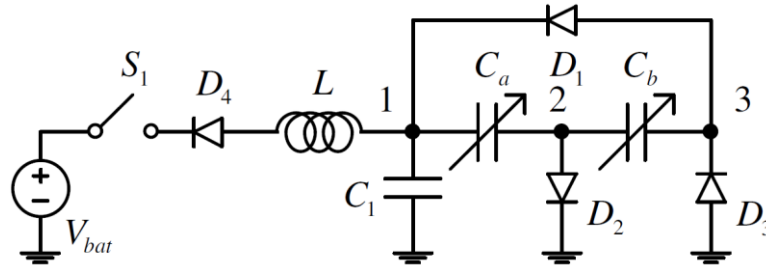


Figura 2.20 – Dobrador ligado à bateria através de um conversor CC/CC

Ligando a bateria ao dobrador através de um conversor CC/CC do tipo *buck*, é possível transferir não somente a carga acumulada no dobrador, mas também a energia, obtendo assim muito mais potência na saída.

No primeiro momento, S_1 é fechada, a carga é transferida para a bateria e a energia armazenada no indutor. Quando a tensão em C_1 decai para um valor inferior a zero, L passa uma carga extra para V_{bat} .

D_4 impede que a corrente mude de polaridade no final processo e que qualquer carga seja drenada da fonte de alimentação, terminando a transferência da energia coletada. A queda de tensão no diodo desperdiça alguma energia da conversão, porém ela é mais do que compensada pela redução na complexidade no controle e na consequente redução do consumo necessário para a operação deste. Com a presença desse elemento, a chave pode ser aberta em qualquer momento após que a corrente no indutor tenha cessado, não necessitando de uma temporização precisa.

Caso S_1 seja construída com transistores MOS, as fugas decorrentes da tecnologia do processo de fabricação do circuito integrado são suficientes para pré-carregar C_1 a partir da bateria.

Em uma primeira aproximação, a carga transferida é obtida equacionando a energia armazenada na capacitância do dobrador com QV_{bat} :

$$Q = \frac{(C_1 + C_{ab})V_{C1}^2}{2V_{bat}} \quad (22)$$

Nas mesmas condições das outras simulações e com $V_{C1} = 150$ V, a equação (22) fornece 375 nC, mais de cem vezes maior que o caso do carregador de bateria estável polarizado.

A Figura 2.21 mostra as tensões nos nós 1 e 2 do dobrador ligado a bateria através

de um conversor CC/CC. Nota-se que, no fechamento da chave S_1 , o capacitor C_1 descarrega completamente, mas os capacitores variáveis C_a e C_b permanecem com grande parte da carga, pois a tensão no nó 2 pouco se altera. Dessa forma, nos próximos ciclos, o sistema se recupera mais rapidamente, aumentando a corrente média que flui para a bateria.

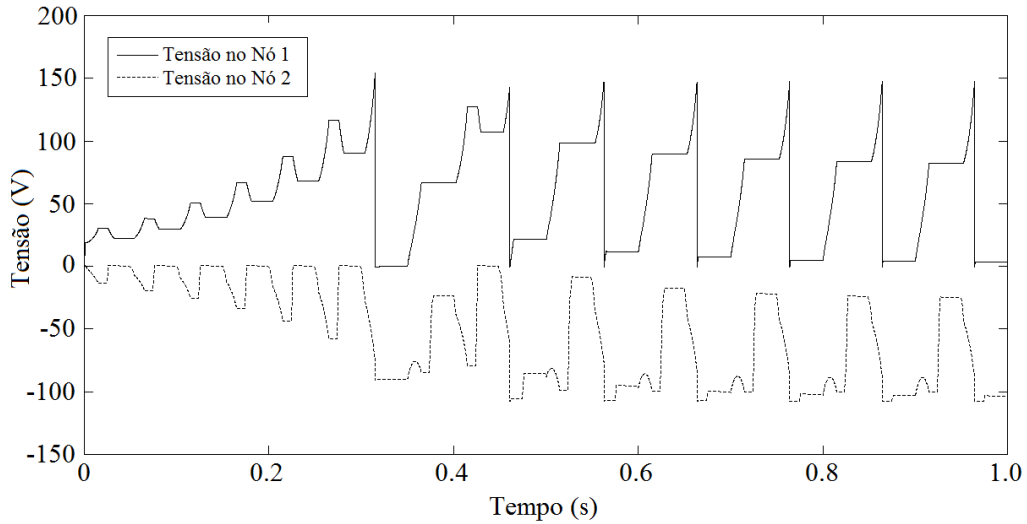


Figura 2.21 – Tensões no carregador de bateria com conversor CC/CC

Observando que tal melhoria está diretamente relacionada à diminuição da tensão no nó 2, a polarização descrita na seção anterior também pode ser utilizada nesta versão do carregador instável, reduzindo ainda mais o tempo entre os fechamento da chave.

Realizando uma análise mais detalhada do funcionamento do conversor CC/CC⁵, durante um intervalo t_x :

$$t_x = \sqrt{LC_{eq} // C_0} \cos^{-1} \left(\frac{\frac{C_0}{C_0 + C_{eq}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) - V_{Deq} - V_{C1}}{\frac{C_0}{C_0 + C_{eq}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat})} \right) \quad (23)$$

onde C_{eq} é a capacitância composta por $C_1 + C_{ab}$, V_{Deq} é a queda de tensão acumulada dos diodos D_1 e D_3 , e C_0 é uma capacitância em série com a bateria, enquanto a tensão em C_1 decai de V_{C1} para $-V_{Deq}$, a corrente no indutor cresce na forma de uma senoide, com seu máximo valendo:

⁵ Apêndice E.

$$j_{L\max} = \sqrt{\frac{C_{eq} // C_0}{L}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) \quad (24)$$

No instante t_x , a tensão do conjunto V_{bat} e C_0 equivale a:

$$V_{out}(t_x) = V_{bat} + \frac{C_{eq}}{C_0} (V_{C1} + V_{Deq}) \quad (25)$$

Depois, a corrente diminui na forma aproximada de uma reta inclinada:

$$j_L(t - t_x) = j_L(t_x) \cos\left(\frac{t - t_x}{\sqrt{LC_0}}\right) - \sqrt{\frac{C_0}{L}} (V_{Deq} + V_{D4} + V_{out}(t_x)) \sin\left(\frac{t - t_x}{\sqrt{LC_0}}\right) \quad (26)$$

durante um período de tempo t_y :

$$t_y = \sqrt{LC_0} \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{L}}{C_0} \frac{j_L(t_x)}{V_{Deq} + V_{D4} + V_{out}(t_x)}\right) \quad (27)$$

Integrando as duas correntes, chega-se a carga transferida:

$$Q = \sqrt{C_0} \sqrt{C_{eq} (V_{C1} + V_{Deq})^2 + C_0 (V_{D4} + V_{Deq})^2 + C_0 V_{bat} (V_{bat} + 2V_{Deq} + 2V_{D4}) - C_0 (V_{bat} + V_{Deq} + V_{D4})} \quad (28)$$

Com $V_{bat} = 5$ V, $V_{D4} = 0,6$ V, $V_{Deq} = 1,2$ V, $V_{C1} = 150$ V, $L = 2,9$ mH, $C_{eq} = 100$ pF, $C_0 = 100$ nF, a corrente no indutor atinge um máximo de 28,9 mA em 0,86 μ s e decai por 10,3 μ s, até cessar. Este é o mesmo resultado obtido pela simulação da Figura 2.22. Nessas condições, a carga transferida equivale a 198 nC, valor inferior aos 375 nC obtidos com os mesmos parâmetros na equação (22). Essa redução é causada pelos efeitos dos diodos e do capacitor em série com a bateria, visto que o limite da equação (28), quando C_0 tende ao infinito e V_{D4} e V_{Deq} a zero, é a equação (22).

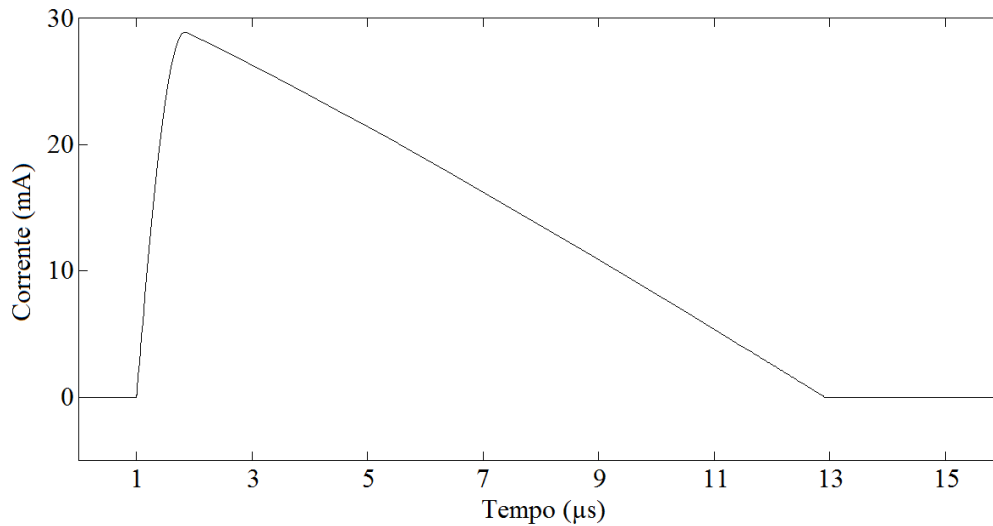


Figura 2.22 – Corrente no indutor do conversor CC/CC

2.2.7 Realização Experimental

Um protótipo do dobrador com diodos foi construído com placas giratórias, como pode ser visto na Figura 2.23. O dispositivo tem dois discos móveis de 23 cm de diâmetro, cobertos com uma folha de metal, que produzem a variação de capacitância entre as três placas fixas visíveis na figura.

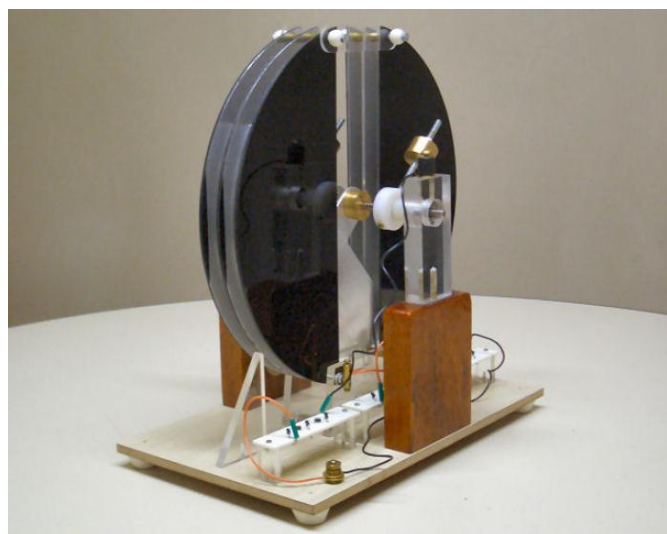


Figura 2.23 – Protótipo do dobrador com placas giratórias

C_a e C_b variam complementarmente entre 10 pF e 100 pF, aproximadamente. Cada diodo do modelo elétrico foi implementado com cinco diodos 1N4007 em série⁶, para permitir uma operação em alta tensão com baixa fuga e baixa capacitância parasita.

No caso do carregador de bateria estável, para medir a corrente na fonte, foi utilizado um amplificador de transresistância com ajuste de *offset* em conjunto de um filtro passa-baixa com banda de 60 Hz, o que gerou nas medidas uma escala de -10 mV/nA⁷.

A Figura 2.24 mostra a corrente medida nessas condições, com $V_{bat} = 9$ V e com o dobrador girando a 10 Hz. A corrente média medida equivale a 6,3 nA, semelhante ao previsto em (18), 6,2 nA.

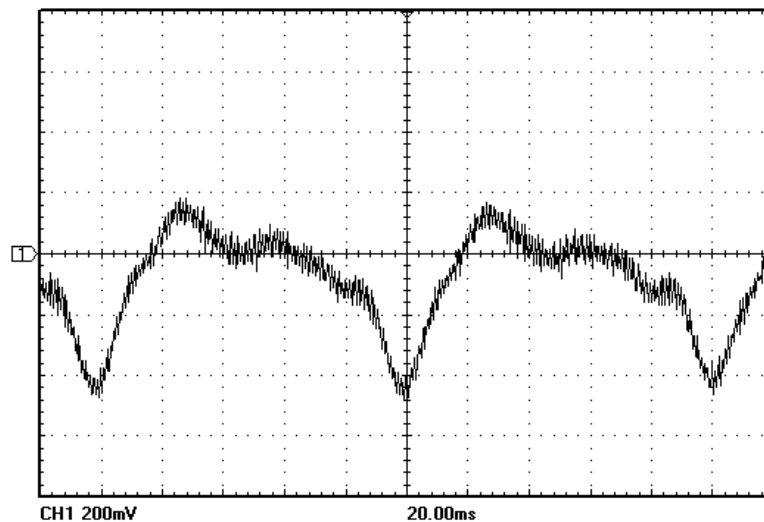


Figura 2.24 – Corrente na bateria do carregador estável

Com a tensão de polarização, esta gerada por outro dobrador operado manualmente, e no limite do dispositivo, em -600 V, a corrente média aumentou para 700 nA, produzindo $6,3 \mu\text{W}$ na saída, como pode ser visto na Figura 2.25.

⁶ A associação em série de diodos aumenta o valor da queda de tensão, porém isto não afeta a operação do dobrador. O mesmo foi observado utilizando diodos do tipo CL04-12, cujo $V_D = 7,2$ V.

⁷ A medida da corrente da fonte foi realizada ligando o terminal negativo da bateria ao nó de terra através de um terra virtual feito com um amplificador operacional (TL071) realimentado negativamente com um resistor (10 M Ω) e com um capacitor (150 pF). Este filtro analógico, com frequência de corte em 150 Hz, elimina interferências externas e é associado ao filtro digital do osciloscópio de 60 Hz, que apresenta a limitação de processar apenas o sinal observado na tela do dispositivo. O ajuste de *offset* é feito da forma mais usual, com um potenciômetro (10 k Ω) junto de um resistor (10 M Ω) ligado a outro potenciômetro (10 k Ω). Essa topologia também permite uma compensação da corrente de polarização.

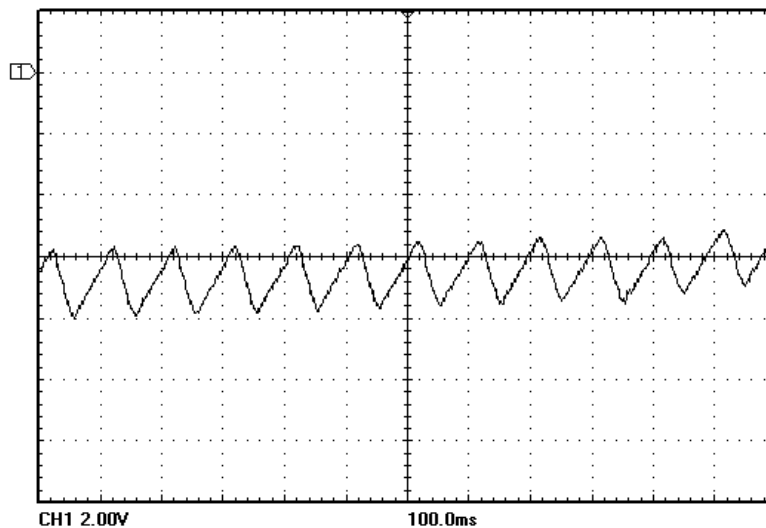


Figura 2.25 – Corrente na bateria do carregador estável com polarização

No caso do carregador instável com conversor CC/CC, a bateria foi substituída por capacitor de 100 nF em paralelo a um resistor de 5 M Ω e a chave foi implementada com um transistor MOS do tipo P2N60, que suporta altas tensões e que, em temperatura ambiente, tem corrente de fuga suficientemente reduzida para a aplicação.

Para o sistema de controle necessário, foi utilizado um detector, um simples inversor, medindo a tensão no nó 1 do dobrador através de um divisor capacitivo e disparando um monoestável, que, ligado ao P2N60 através de um capacitor de acoplamento, fecha a malha do conversor *buck* por um tempo um pouco superior ao período da corrente do indutor, além de aterrar a saída do divisor, para sempre permitir uma leitura correta da saída do dispositivo eletrostático.

Nesta montagem, o circuito foi construído com circuitos lógicos CMOS comuns, alimentados com 5 V, e não se assumiu o compromisso que a corrente drenada fosse menor que a incidente. Sistemas de controle de consumo reduzido são detalhados no Capítulo 3 desta dissertação.

Com $L = 2,9$ mH, $V_{C1} = 150$ V e o dobrador operando em, aproximadamente, 19 Hz, os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 2.26 e 2.27.

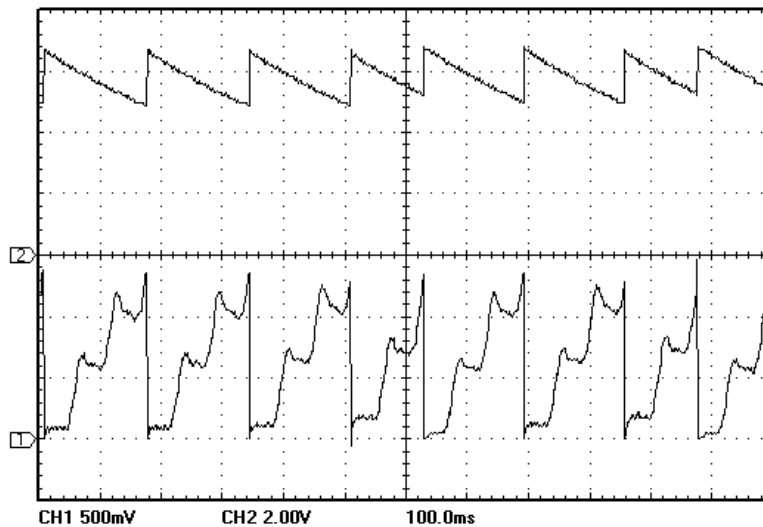


Figura 2.26 – Carregador instável – tensão em C_I (1) e na saída (2)

Em média, o dobrador alcança a tensão desejada a cada dois ou três ciclos, com o fechamento da chave ocorrendo a cada 150 ms. A tensão na saída vale 6 V, gerando 7,2 μW . A corrente no indutor, medida na escala de 10 mA/divisão, atinge um valor máximo de 29 mA e permanece maior que zero por 12 μs . Todos estes resultados aproximam-se da previsão teórica.

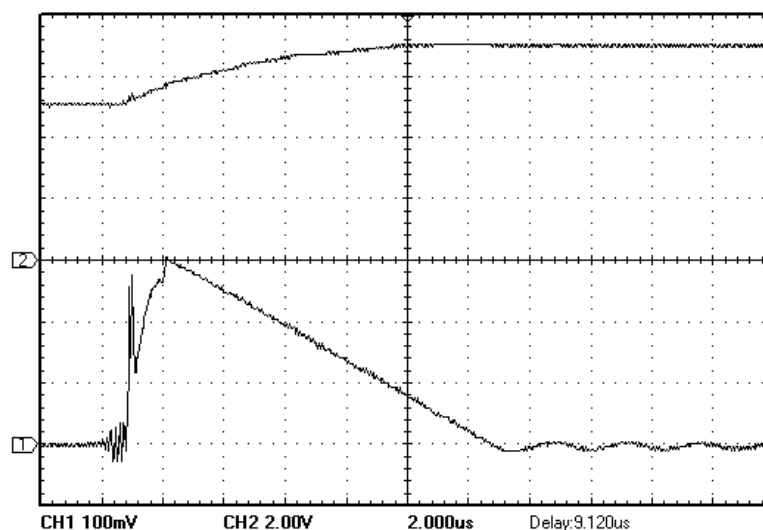


Figura 2.27 – Carregador instável – corrente (1) e tensão (2) na saída

O transiente apresentado na subida é causado pelo carregamento e descarregamento das capacitâncias C_{GS} e C_{GD} do transistor que substitui as chaves. A oscilação ao final corresponde à troca de energia entre a bateria e o capacitor de armazenamento do dobrador. O diodo D_4 tem como função impedir esse efeito, porém

ainda assim ele ocorre, de forma reduzida, devido às fugas dos elementos utilizados no protótipo.

Nenhuma fase pré-carga foi realizada. Sem controle, o dobrador construído carrega as placas em 5 kV a partir de ruído em poucos ciclos.

Com polarização, o tempo entre cada transferência se reduz, aumentando a média da corrente e da tensão de saída. Como pode ser observado na Figura 2.28, com $V_b = -220$ V, V_{out} eleva-se para 20 V e o tempo entre os disparos cai para 50 ms.

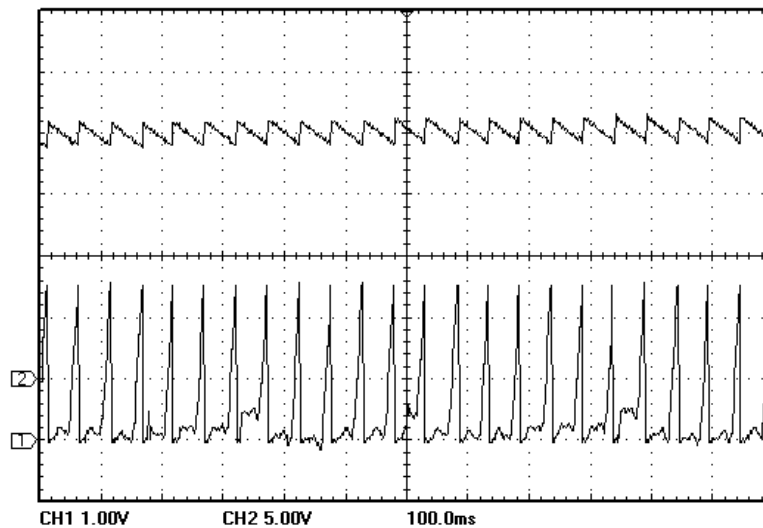


Figura 2.28 – Carregador instável polarizado com -220 V – tensão em C_1 (1) e na saída (2)

Essa polarização foi gerada a partir de outro dobrador, operado manualmente, cujo limite é -2 kV. Nessa situação, a tensão de saída é 40 V e potência gerada sobe para 320 μ W.

2.2.8 Construção com MEMS

Como visto, quanto maior o nível de tensão da operação do dobrador, maior será a quantidade convertida pelo gerador eletrostático. Contudo, esse é um fator limitante na construção do sistema em um circuito integrado. Na literatura [3] [7] [14], são encontrados sistemas microeletromecânicos (MEMS) desenvolvidos com o processo de *Deep Reactive Ion Etching* (DRIE) em substratos de *Silicon on Insulator* (SOI), que

suportam até 300 V quando desenvolvidos com técnicas apropriadas.

Esse valor advém do efeito conhecido como curva de Paschen [15], onde a tensão de ruptura é proporcional ao produto da pressão do meio e da distância entre as superfícies. Essa curva, no entanto, tem um ponto de mínimo, aproximadamente 327 V no ar com pressão de 1 atm, a partir do qual a relação se inverte, como pode ser visto na Figura 2.29.

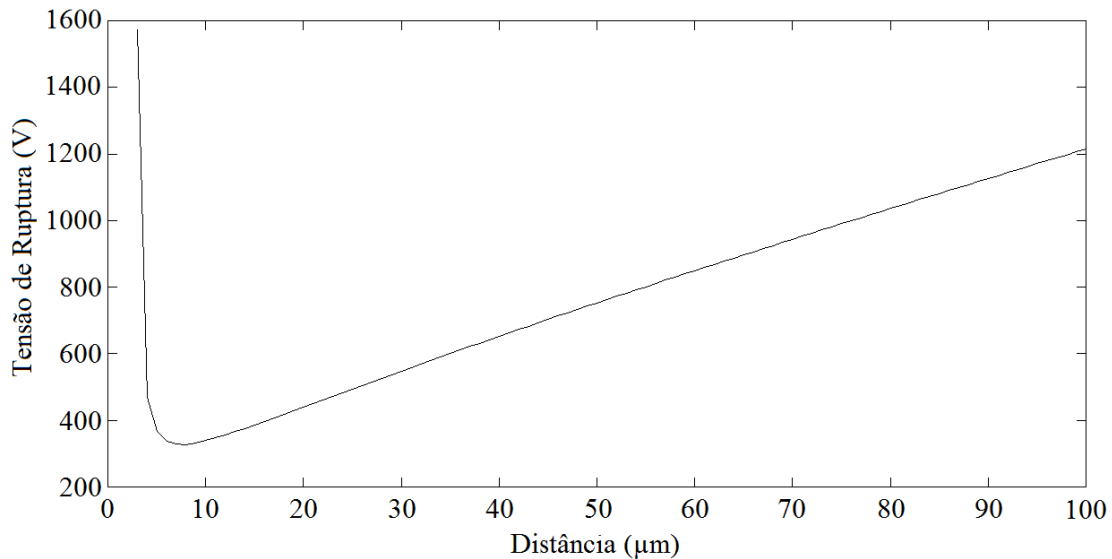


Figura 2.29 – Curva de Paschen no ar com pressão de uma atmosfera

Não havendo ruptura com tensões inferiores ao valor mencionado em distâncias menores que 1 mm, a intensidade do campo elétrico pode superar facilmente 30 MV/m, o que é uma ordem de grandeza maior que o máximo obtido com tamanhos macroscópicos (cerca de 3 MV/m). Dessa forma, dispositivos de coleta de energia construídos com MEMS podem operar com densidade de energia muito maior, aumentando assim a eficiência da conversão [16].

A curva de Paschen indica que seria possível trabalhar com distâncias bem reduzidas para permitir tensões bastante elevadas. Porém, mostrou-se em [17] que, para tamanhos menores que 10 µm, a curva não é mais válida, sendo a tensão de ruptura real bastante reduzida. Para essas condições, considera-se seguro operar com distâncias maiores que 5 µm e tensões inferiores a 300 V [18].

A estrutura em MEMS mais eficiente para a construção de dois capacitores variáveis complementares é mostrada na Figura 2.30. A placa central é móvel e, com as

vibrações ambientais, desloca-se na direção indicada.

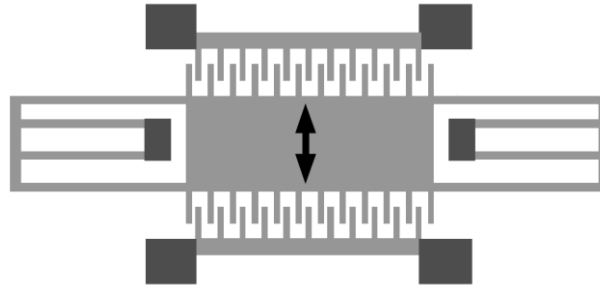


Figura 2.30 – Capacitores variáveis complementares com MEMS [14]

Para essa estrutura, conhecida como *in-plane overlap topology*, a capacitância é obtida a partir da seguinte equação:

$$C = \frac{N_g \epsilon_0 L_f (z + z_0)}{d} \quad (29)$$

N_g é o número de lacunas (*gaps*) formadas pelas extremidades próximas (*interdigitated fingers*) das placas. ϵ_0 é a constante dielétrica no vácuo. L_f é o comprimento de cada extremidade. O parâmetro z é o comprimento da sobreposição de extremidades próximas, z_0 é o comprimento inicial da sobreposição e d é a distância entre as extremidades na lacuna dielétrica.

A equação permite notar que, com menores lacunas, maior será a capacitância máxima e maior será a eficiência do sistema de conversão. Entretanto, se esse valor for muito reduzido em relação ao deslocamento da placa móvel, além do efeito observado sobre a tensão de ruptura, a estrutura pode perder a estabilidade, caso ocorra uma vibração fora da direção esperada, como mostrado na Figura 2.31. Nessa situação, as extremidades próximas podem se encostar, causando curto-circuito ou mesmo quebrando o dispositivo.

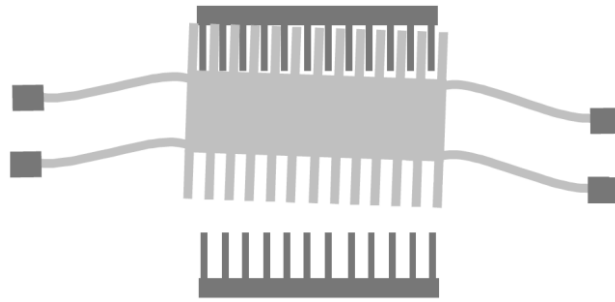


Figura 2.31 – Problema de estabilidade com MEMS [14]

Em projetos relativamente estáveis [3] [14], a placa móvel ocupa uma área de 81 mm^2 , com uma massa de 2 g, as extremidades têm o comprimento de $530 \text{ }\mu\text{m}$ e a lacuna é de $50 \text{ }\mu\text{m}$. Assim, é possível construir capacitores que variam entre 14 pF e 147 pF.

Capítulo 3

Sistemas de Controle

3.1 Revisão Bibliográfica

Para o gerador eletrostático mais encontrado na literatura e seus variantes, o sistema de monitoramento precisa controlar precisamente três chaves: uma para pré-carregar o capacitor variante no tempo, outra para transferir a carga para um capacitor de armazenamento e mais uma para devolver a energia para a bateria. Cada uma dessas operações precisa ser realizada em um estado específico do sistema e, portanto, é mandatório utilizar esquemas de controle com alta complexidade, o que implica em um elevado consumo, para a reduzida quantidade de energia coletada.

Na maioria dos artigos que serviram de referência para este trabalho, tal problema se evidencia quando os circuitos de controle necessários para o funcionamento do gerador não são mencionados. Quando especificados [19] [20], na tentativa de construção do sistema completo, mesmo que o capacitor variável não seja integrado, ou a potência dispensada é da mesma ordem da obtida, ou, para que o sistema converta uma quantidade de energia suficiente, a frequência da vibração é elevada para níveis nem sempre encontráveis na natureza.

3.2 Sistema de Controle para o Carregador Instável

Como já discutido, o dobrador de eletricidade apresenta as vantagens de funcionar autonomamente na versão mais simples e de precisar de um controle simplificado com a topologia instável descrita, operando apenas uma chave. A Figura 3.1 ilustra a relação do sistema de controle proposto, dividido em três partes, com gerador eletrostático. Idealmente, este sistema não deveria consumir energia durante a fase de monitoramento, somente nos instantes de mudança de estado da chave.

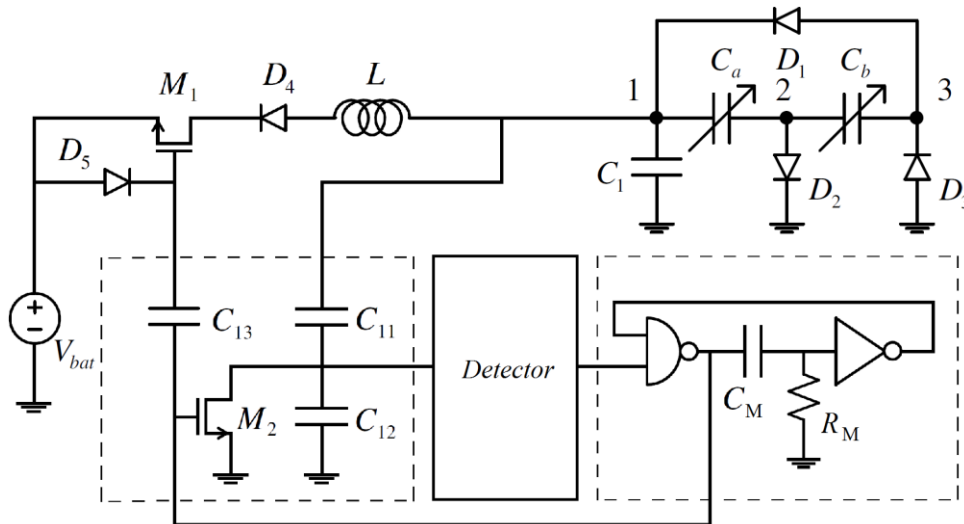


Figura 3.1 – Sistema de controle

A tensão em C_1 é monitorada indiretamente através do divisor capacitivo formado por C_{11} e C_{12} . No instante correto, quando o tensão no nó 1 alcança um determinado patamar, o detector aciona o monoestável, que gera o pulso de controle da chave, representada por M_1 .

M_2 impede que cargas fiquem armazenadas em C_{12} e que isso atrapalhe o monitoramento da tensão no ciclo seguinte. C_{13} faz o acoplamento do circuito com o transistor. D_5 mantém esse capacitor sempre carregado.

O monoestável é disparado por uma transição negativa na entrada da porta lógica NAND e o pulso gerado tem a duração definida por:

$$T = C_M R_M \ln(2) \quad (30)$$

Essa constante de tempo deve ser projetada um pouco maior que a duração do pulso de corrente no indutor, este que depende dos valores definidos para V_{C1} e dos elementos do dobrador e do conversor CC/CC, como mostrado nas equações (23) – (25), (27). Já que D_4 controla a finalização do processo de transferência de carga, T não precisa ser dimensionado de maneira exata. Apenas deve atender o compromisso entre não desligar a chave precocemente, desperdiçando parte da energia, e não deixar S_1 fechada por tempo desnecessário, impedindo que o dobrador comece o novo ciclo de multiplicação de tensão.

Este esquema consome energia apenas para carregar os capacitores C_M , C_{GS1} e

C_{GD1} (as capacitâncias de M_2 são muito menores que as de M_1 , um transistor para suportar uma corrente elevada [7]).

Os fatores críticos para um funcionamento do sistema de controle que não drene toda a carga da bateria são as fugas dos elementos semicondutores, que, entretanto, podem ser construídos para que as perdas sejam reduzidas, o valor do capacitor C_{11} , que se soma a capacitância de C_1 e interfere no fator de multiplicação do sistema, e o consumo do bloco detector.

3.2.1 Versão com Inversor de Tensão

A função do detector consiste em gerar, na saída, um pulso de transição negativa quando a tensão na entrada atingir o valor esperado. Logo, o bloco poderia ser implementado com um inversor de tensão simples, com dois transistores CMOS, um do tipo P, outro do tipo N, ambos acionados pelo mesmo sinal de controle.

No entanto, o dobrador normalmente opera em baixas frequências e suas tensões se modificam lentamente. Assim, o sinal de entrada no bloco de detecção permanece por um tempo muito longo, para os padrões da tecnologia CMOS, em uma tensão entre os níveis lógicos 0 e 1. Dessa forma, os dois transistores entram em condução simultaneamente, drenando carga da bateria nos momentos em que o sistema de controle deveria estar no estado de monitoramento.

Com o objetivo de contornar essa situação, ainda utilizando o inversor lógico, propõe-se, primeiramente, separar o sinal de controle do transistor do tipo P do sinal de entrada do transistor do tipo N, como disposto na Figura 3.2.

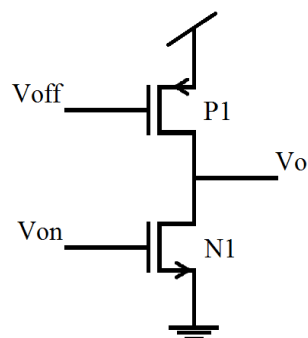


Figura 3.2 – Inversor de tensão

O *gate* do transistor N_1 é conectado no divisor capacitivo, levando V_o para o nível lógico 0, enquanto P_1 é acionado pela tensão do inversor do monoestável, retornando a saída para 1, depois de um pequeno atraso provocado pelas portas lógicas. Não há mais condução direta entre os transistores, mas, ainda assim, V_o tem uma transição lenta para 0, o que prejudica o funcionamento do bloco seguinte.

Por isso, no monoestável, é necessário utilizar portas lógicas bufferizadas, como mostrado na Figura 3.3, e dimensionar os transistores para que eles também reduzam a condução nos níveis de tensão intermediários.

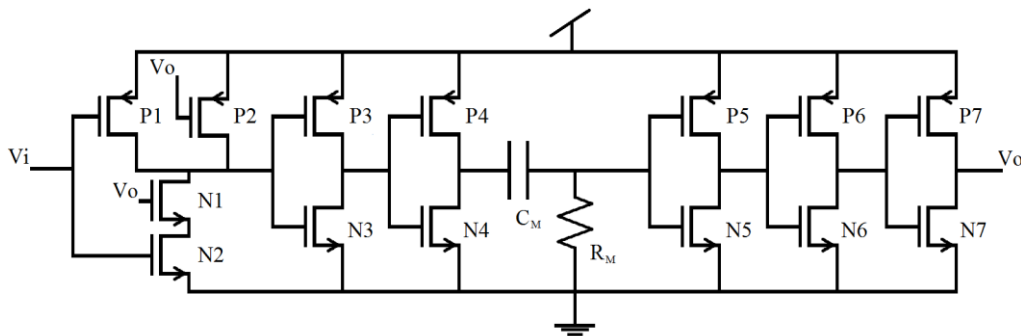


Figura 3.3 – Monoestável com portas lógicas bufferizadas

Os *buffers* conformam o sinal gerado pelo inversor de tensão e, utilizando transistores compridos na entrada do NAND e do inversor (P_1 , P_5 , N_1 e N_5), o monoestável fica menos susceptível a conduzir quando não é necessário.

De modo a avaliar o consumo da estrutura e verificar se o valor da potência dispensada no controle é suficientemente inferior à obtida no processo de coleta de energia vibracional, os blocos do sistema foram projetados e simulados utilizando os modelos da tecnologia 0,35 μm CMOS C35, da *austriamicrosystems* (AMS), para os elementos semicondutores, além dos capacitores e resistores, quando esses também são integrados.

Essa tecnologia foi escolhida por ser a mais acessível e por apresentar, de maneira geral, perdas maiores, devido a efeitos parasitas, do que outros processos de fabricação mais avançados [21], como aqueles que englobam SOI. Assim, as medições feitas para esse caso não subestimam os efeitos indesejados nas construções realísticas.

A Figura 3.4 dispõe o esquemático do sistema de controle integrado. Foram excluídos dessa fase os elementos do conversor CC/CC e os capacitores do primeiro

$$\frac{W_{N3}}{L_{N3}} = \frac{W_{N7}}{L_{N7}} = \frac{3\mu m}{30\mu m} \quad (35)$$

$$M_{N6} \frac{W_{N6}}{L_{N6}} = 2 \frac{3\mu m}{1\mu m} \quad (36)$$

Considerando que o pulso de corrente no indutor teve a duração de 12 μs no protótipo experimental e superestimando T , $C_M = 15$ pF e $R_M = 1,3$ M Ω .

Todo o circuito foi polarizado com 4,5 V.

As Figuras 3.5 e 3.6 mostram o projeto físico do controlador nessa tecnologia, que ocupa 0,0261 mm². O *layout* foi realizado empregando as técnicas de projeto mais recomendadas na literatura [22] – [24].

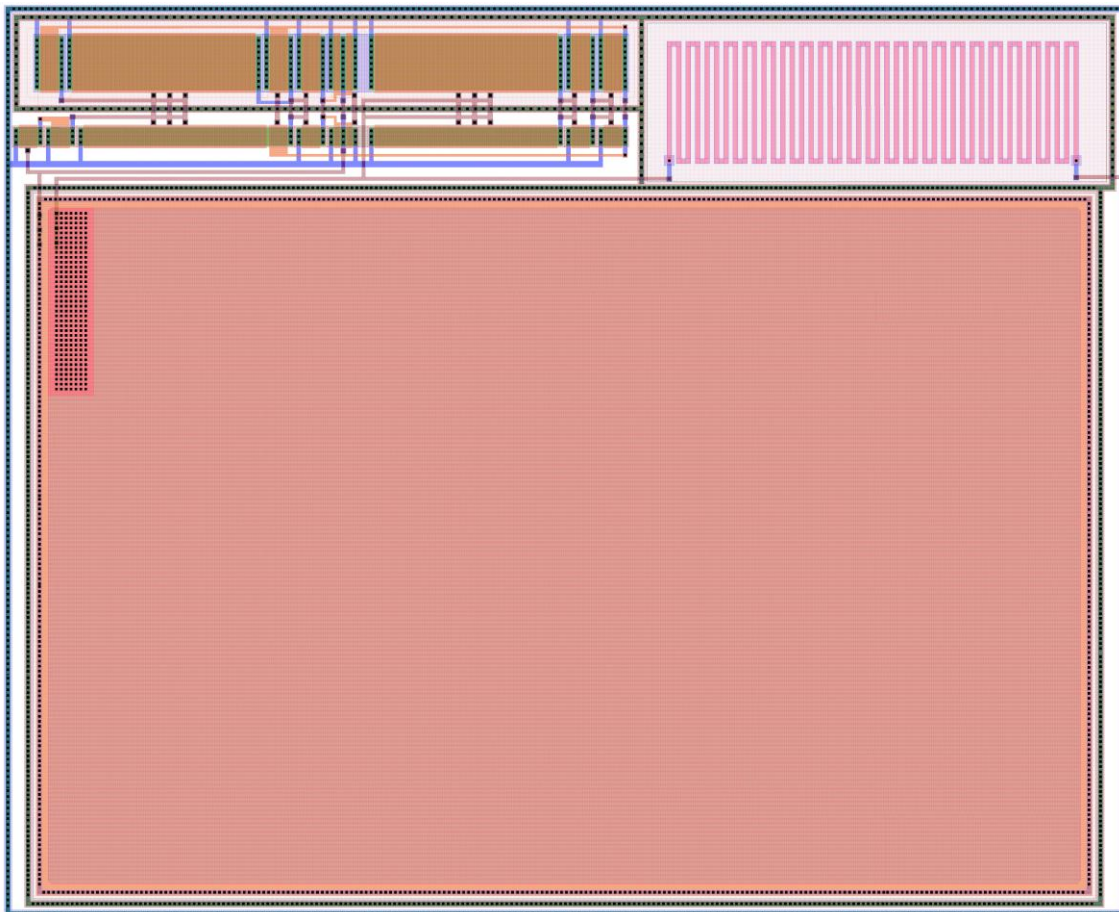


Figura 3.5 – *Layout* do sistema de controle com inversor de tensão

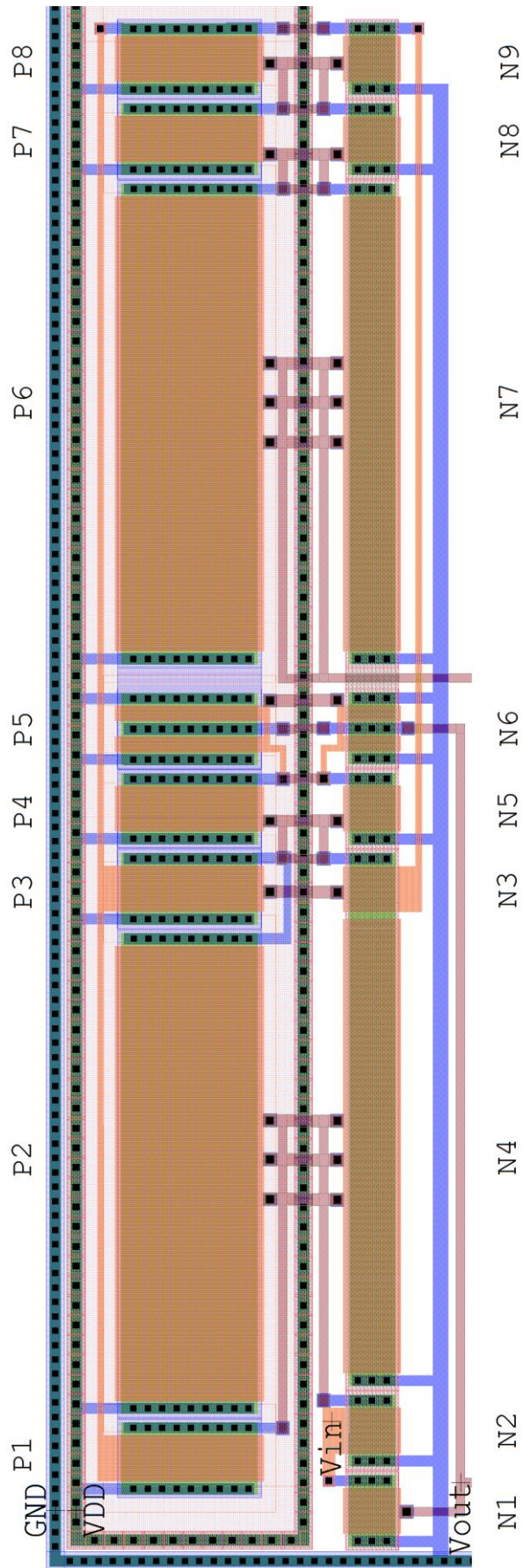


Figura 3.6 – *Layout* do monoestável, do inversor e de N_1

Todos os transistores foram orientados igualmente e nenhum contato ou metal de roteamento foi colocado na área ativa do *gate* dos transistores. Logo, as correntes circulam no mesmo sentido e evita-se descasamentos.

O resistor foi construído com a segunda camada de polisilício (POLY2) e o capacitor com duas camadas possíveis (POLY1 na placa inferior e POLY2 na placa superior). Ambos foram colocados em poços N, blindando os elementos contra cargas injetadas no substrato.

Em torno do circuito foram utilizados anéis de guarda de dois tipos, de aterramento e de drenagem, a fim de isolar os circuitos de ruídos no substrato. O anel de aterramento foi conectado ao substrato (tipo P) e o de drenagem ao poço N, possibilitando o uso de uma tensão positiva para atrair e coletar os elétrons livres no substrato.

É possível observar nas Figuras 3.7 e 3.8 os resultados da simulação nessas condições. Nota-se que o sinal gerado pelo inversor tem uma transição inicialmente demorada, que P_1 reestabelece o estado inicial assim que a tensão ultrapassa o limite entre os dois níveis lógicos e que o disparo ocorre quando a tensão no divisor capacitivo aproxima-se de 400 mV.

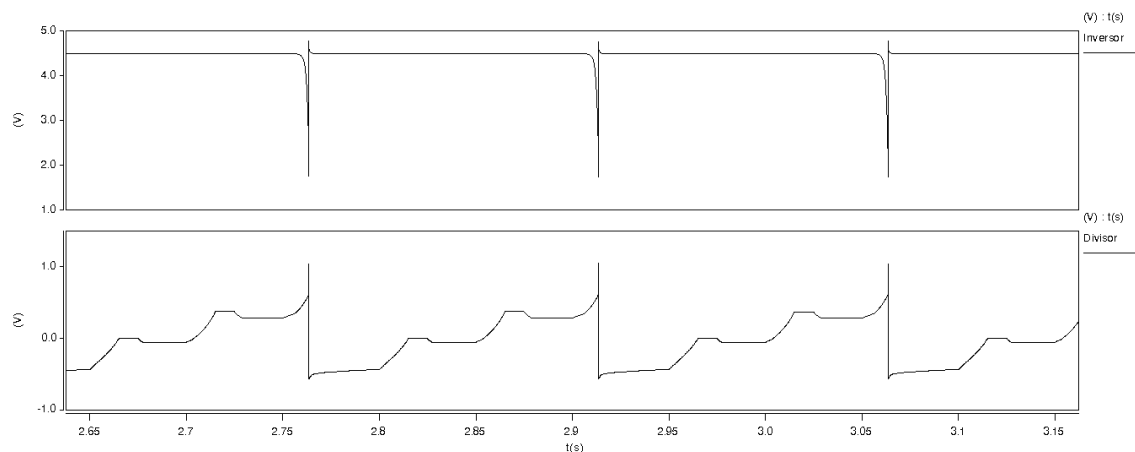


Figura 3.7 – Tensão na saída do inversor e no divisor capacitivo

Nesta simulação, a corrente média drenada pelo controle, sendo 98% dela pelo NAND, foi aproximadamente 48 nA, muito menor que a corrente média obtida pelo sistema de conversão, 476 nA, mesmo sem a utilização de polarização no nó 2.

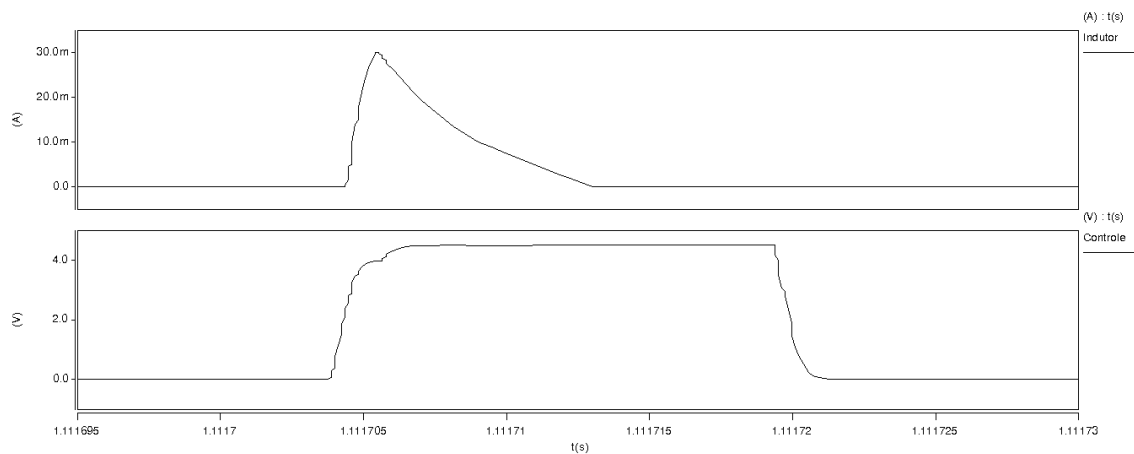


Figura 3.8 – Corrente no indutor e tensão de controle da chave

Entretanto, o funcionamento desta versão do sistema de controle é um pouco crítica. Quando a tensão do divisor atinge um patamar muito próximo ao valor de disparo, mas não suficiente para causar o fechamento da chave, como pode ser visto na Figura 3.9, o consumo se eleva no circuito, em um efeito semelhante a aquele que as modificações propostas para o controlador pretendem evitar.

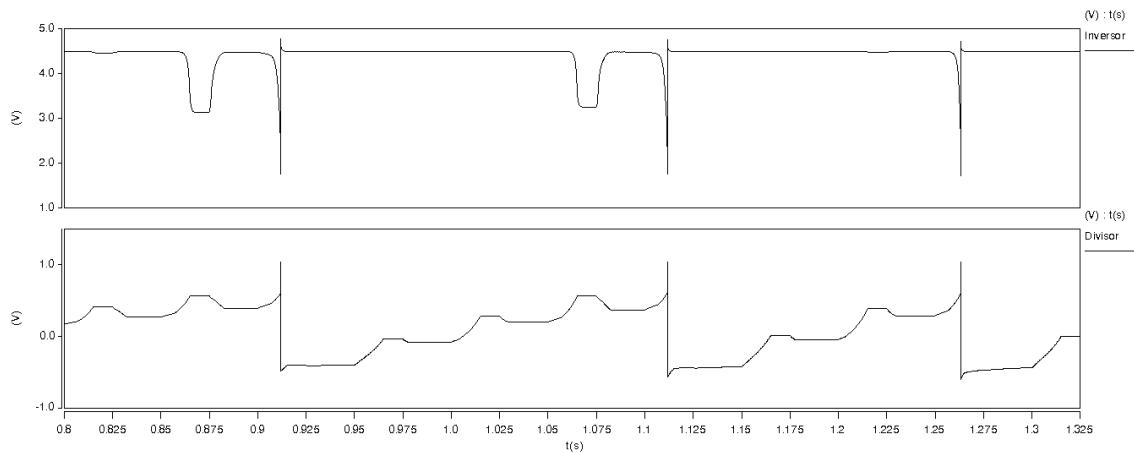


Figura 3.9 – Efeito indesejado na saída do inversor

No patamar, a tensão do inversor aproxima-se de, mas não ultrapassa, $V_{DD}/2$. Nesse nível intermediário, a condução típica da tecnologia CMOS, que normalmente se apresentaria no inversor, aparece agora no NAND, onde a corrente média demandada pode superar 100 nA.

Para atenuar esse efeito, é necessário que exista uma resistência de fuga em paralelo com P_1 , de forma que o sinal de saída do inversor não permaneça com um valor

intermediário por muito tempo, e que um capacitor seja colocado entre a entrada (divisor capacitivo) e a saída (NAND) do controle, criando uma realimentação no sistema, o que força os sinais para uma forma de onda mais quadrada.

Porém, pode-se concluir que a solução idealizada, que visou utilizar uma estrutura simples para implementar o detector, apenas repassou o consumo de energia de um bloco para outro, uma vez que existe a tendência da tensão no dobrador ter sempre essa característica, com patamares próximos ao nível de disparo, quando o fator de multiplicação é reduzido.

3.2.2 Versão com Comparador de Tensão

Uma solução mais promissora consiste em utilizar como detector um comparador de tensão que, durante o monitoramento, opere com uma corrente reduzida, mas que, no período de acionamento da chave, aumente momentaneamente sua velocidade. A Figura 3.10 mostra a topologia de circuito que funciona da forma descrita.

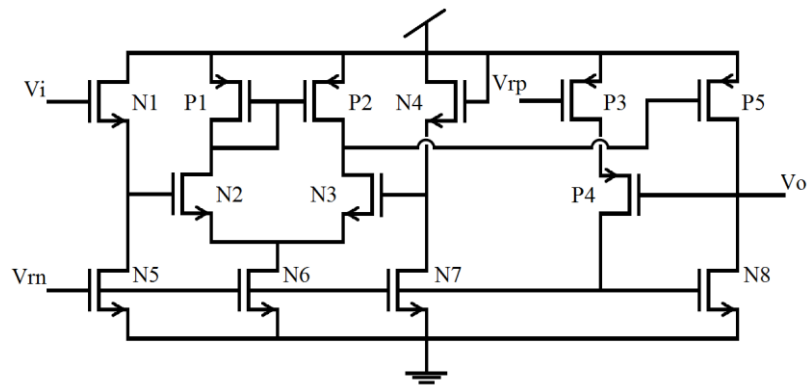


Figura 3.10 – Comparador de tensão com velocidade variável

Os transistores P_1 , P_2 , N_2 e N_3 compõem os pares diferenciais do núcleo. N_1 e N_4 operam como *buffers* de entrada, permitindo que os sinais de entrada atinjam valores próximos a tensão de alimentação. P_5 é o *buffer* de saída, mantendo V_o em nível alto durante a fase de monitoramento. N_5 , N_6 , N_7 e N_8 controlam o nível de corrente, mantendo o consumo de energia sempre baixo. P_3 e P_4 proporcionam o ganho de velocidade na transição do sinal de saída, estando normalmente cortados.

Quando a tensão de entrada, proveniente do divisor capacitivo, ultrapassa o valor

de V_{DD} , P_5 é cortado e V_o começa a reduzir seu valor. Nesse momento, P_4 começa a conduzir, elevando, através da corrente vinda de P_3 , a tensão V_m , o que proporciona a todo comparador um acréscimo de corrente e, por consequência, acelera a transição de da tensão de saída.

Esse aumento de consumo dura apenas alguns instantes, até que a chave M_2 seja fechada e a tensão sobre C_{12} zere. P_5 naturalmente eleva V_o com rapidez e o sistema retorna para o estado de corrente reduzida.

As tensões de referência V_m e V_{rp} são geradas a partir de uma fonte de polarização *subthreshold*, como disposto na Figura 3.11.

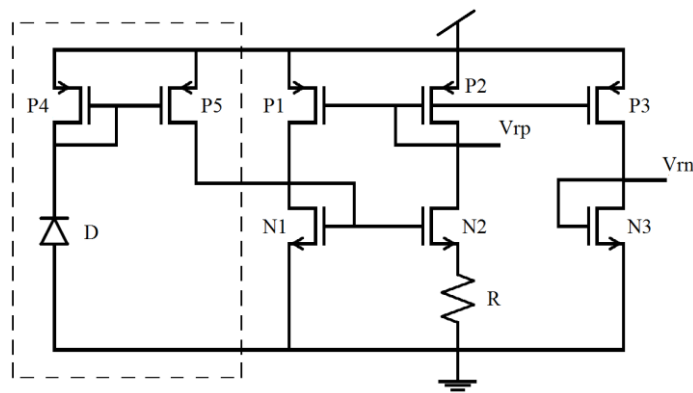


Figura 3.11 – Fonte de polarização *subthreshold* com circuito de partida

Neste circuito, o espelho de corrente formado por N_1 e N_2 deve estar em inversão fraca, condição obtida quando a corrente no dreno é reduzida ao limite expresso na equação (37) [25], e o de P_1 e P_2 em inversão forte.

$$I_D < \frac{n^2 S_N K_N U_T^2}{200} \quad (37)$$

onde U_T é a tensão térmica, K_N a transcondutância proporcional ao coeficiente de mobilidade (μ_n) e densidade de capacitância de óxido do *gate* (C_{ox}), S_N a razão de aspecto do transistor e n a razão entre a capacitância de depleção (C_d) e C_{ox} .

Neste caso, a tensão sobre o resistor é independente do valor da corrente e a corrente no ramo equivale a:

$$I_R = \frac{U_T}{R} \ln\left(\frac{S_{N2}S_{P1}}{S_{N1}S_{P2}}\right) \quad (38)$$

Necessário para todas as redes com dois pontos de operação estáveis [22], o circuito de partida baseia-se nas fugas de uma ligação PN e gera constantemente uma corrente proporcional à corrente reversa do diodo [19].

Nesta versão do controle também foram feitas simulações com os circuitos implementados de acordo com tecnologia 0,35 μm CMOS C35 para avaliar o consumo do sistema. A Figura 3.12 mostra o esquemático do sistema de controle integrado. O resistor da fonte de polarização não foi incluído na integração devido ao elevado valor necessário (20 M Ω), devendo ser construído externamente com *thick film*.

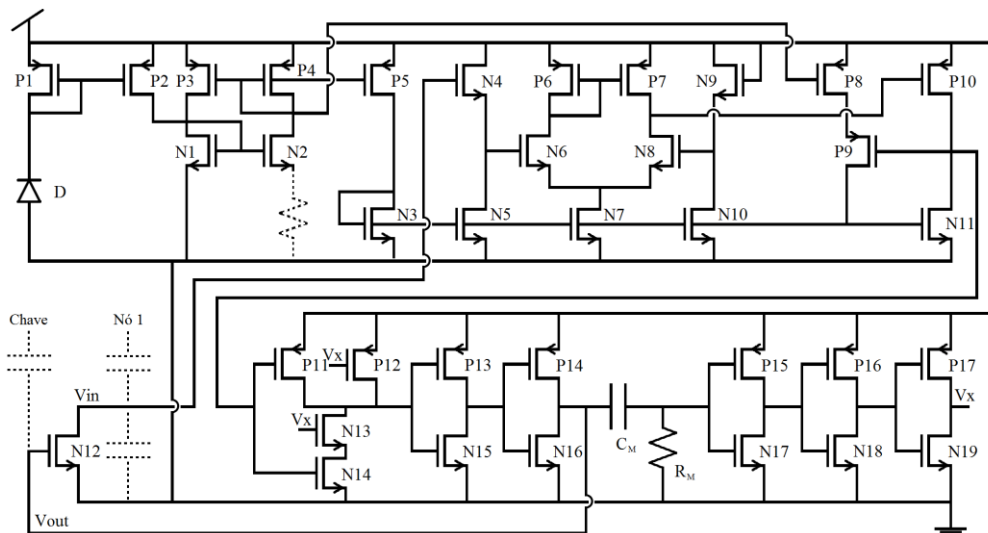


Figura 3.12 – Esquemático do controle integrado com comparador de tensão

Para este projeto, as características do dobrador simulado também foram as mesmas do protótipo experimental, com o sistema operando em 20Hz e acionando o controle quando a tensão no nó 1 atingisse 150 V.

O capacitor e o resistor do monoestável foram dimensionados da mesma forma que na seção anterior, assim como C_{13} e L . Já o divisor capacitivo foi alterado para $C_{11} = 47 \text{ pF}$ e $C_{12} = 2 \text{ nF}$, uma vez que agora a chave é fechada quando $V_{in} > V_{DD}$, que é 4,5 V.

Os transistores seguiram as seguintes relações de aspecto, gerando correntes constantes de 5 nA no ramo de saída da fonte de polarização e de 50 pA no circuito de

partida. O diodo ocupou $9 \mu\text{m}^2$.

$$\frac{W_{P1}}{L_{P1}} = \frac{W_{P9}}{L_{P9}} = \frac{1\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (39)$$

$$\frac{W_{P2}}{L_{P2}} = \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (40)$$

$$\frac{W_{P3}}{L_{P3}} = \frac{W_{P4}}{L_{P4}} = \frac{W_{P5}}{L_{P5}} = \frac{W_{P12}}{L_{P12}} = \frac{W_{P13}}{L_{P13}} = \frac{W_{P14}}{L_{P14}} = \frac{W_{P16}}{L_{P16}} = \frac{W_{P17}}{L_{P17}} = \frac{9\mu\text{m}}{3\mu\text{m}} \quad (41)$$

$$M_{P6} \frac{W_{P6}}{L_{P6}} = M_{P7} \frac{W_{P7}}{L_{P7}} = 4 \frac{4\mu\text{m}}{4\mu\text{m}} \quad (42)$$

$$M_{P8} \frac{W_{P8}}{L_{P8}} = 12 \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (43)$$

$$M_{P10} \frac{W_{P10}}{L_{P10}} = 6 \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (44)$$

$$\frac{W_{P11}}{L_{P11}} = \frac{W_{P15}}{L_{P15}} = \frac{9\mu\text{m}}{30\mu\text{m}} \quad (45)$$

$$\frac{W_{N1}}{L_{N1}} = \frac{W_{N12}}{L_{N12}} = \frac{W_{N14}}{L_{N14}} = \frac{W_{N15}}{L_{N15}} = \frac{W_{N16}}{L_{N16}} = \frac{W_{N18}}{L_{N18}} = \frac{W_{N19}}{L_{N19}} = \frac{3\mu\text{m}}{3\mu\text{m}} \quad (46)$$

$$M_{N2} \frac{W_{N2}}{L_{N2}} = 28 \frac{1\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (47)$$

$$M_{N4} \frac{W_{N4}}{L_{N4}} = M_{N9} \frac{W_{N9}}{L_{N9}} = 8 \frac{8\mu\text{m}}{2\mu\text{m}} \quad (48)$$

$$M_{N6} \frac{W_{N6}}{L_{N6}} = M_{N8} \frac{W_{N8}}{L_{N8}} = 4 \frac{2\mu\text{m}}{2\mu\text{m}} \quad (49)$$

$$\frac{W_{N3}}{L_{N3}} = \frac{W_{N5}}{L_{N5}} = \frac{W_{N7}}{L_{N7}} = \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (50)$$

$$M_{N10} \frac{W_{N10}}{L_{N10}} = 3 \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (51)$$

$$M_{N11} \frac{W_{N11}}{L_{N11}} = 6 \frac{5\mu\text{m}}{1\mu\text{m}} \quad (52)$$

$$\frac{W_{N13}}{L_{N13}} = \frac{W_{N17}}{L_{N17}} = \frac{3\mu\text{m}}{30\mu\text{m}} \quad (53)$$

Os projetos físicos vistos nas Figuras 3.13 e 3.14 ocupam $0,0314 \text{ mm}^2$ e foram

desenvolvidos com as mesmas técnicas do caso anterior, exceto nos transistores do comparador.

Neles foi utilizada a técnica conhecida como *one-dimensional common-centroid layout*, onde os transistores são divididos em um determinado número de segmentos, indicado pelo fator de multiplicidade M , e posicionados em um padrão que garanta o alinhamento dos seus eixos de simetria, minimizando o descasamento causado por variações no gradiente do processo de fabricação.

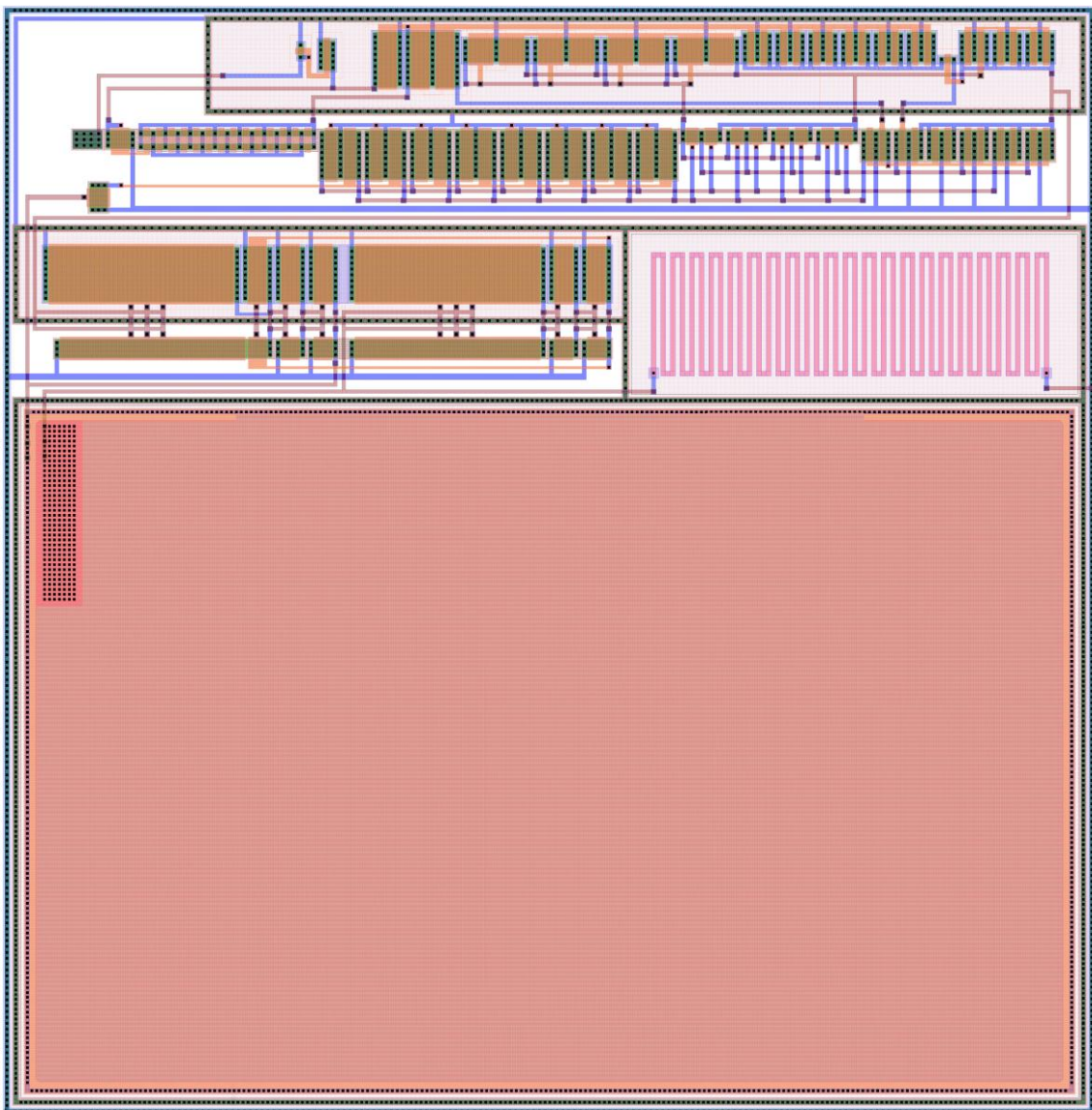


Figura 3.13 – *Layout* do sistema de controle com comparador de tensão

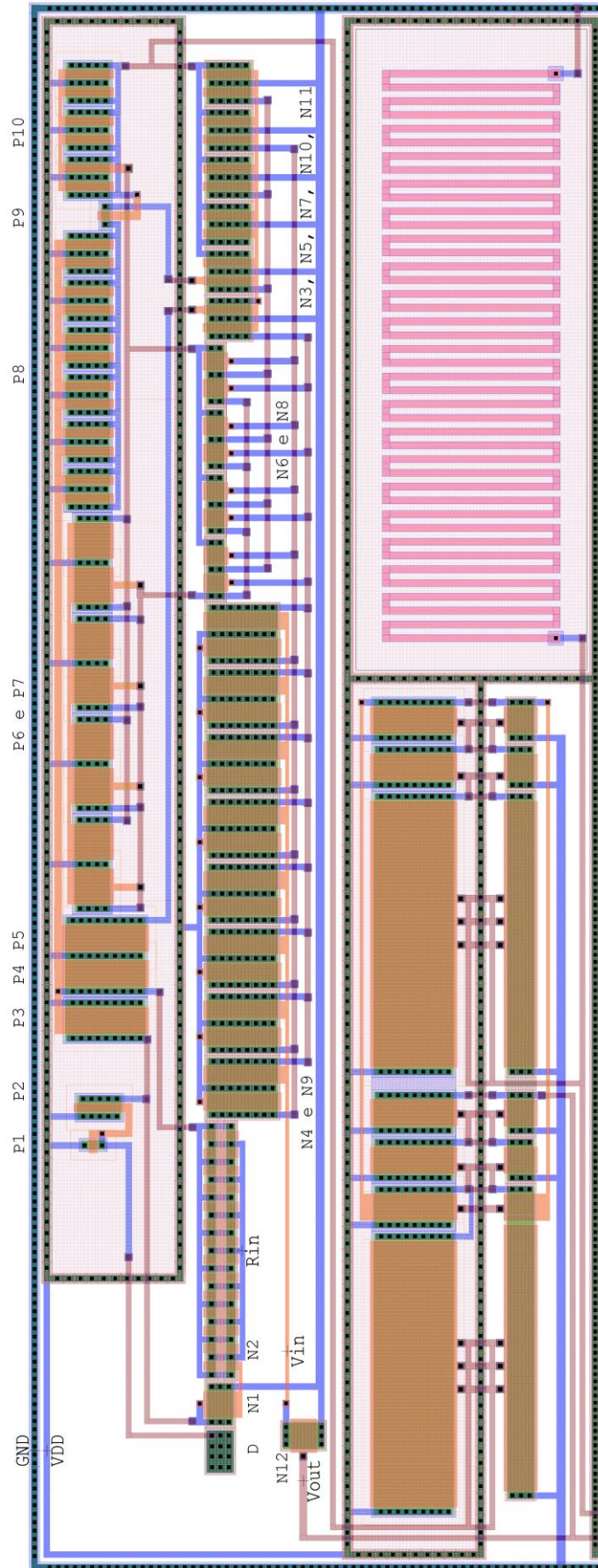


Figura 3.14 – *Layout* do comparador de tensão, com a fonte de polarização e N_{12}

As Figuras 3.15 e 3.16 mostram os resultados da simulação.

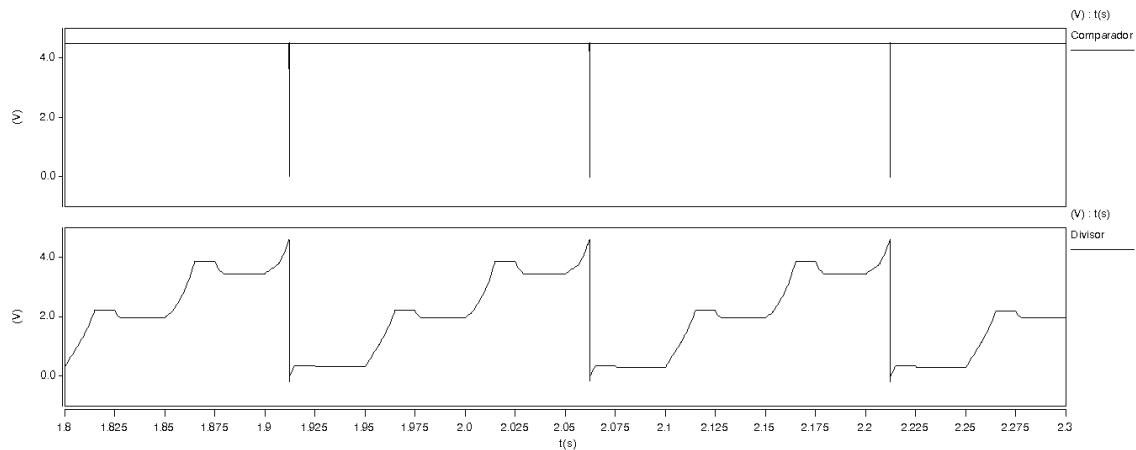


Figura 3.15 – Tensão na saída do comparador e no divisor capacitivo

O disparo ocorre quando a tensão no divisor ultrapassa o valor de V_{DD} , o tempo de descida do pulso de saída do comparador é muito inferior ao da versão com o inversor e o monoestável gera uma forma de onda mais apropriada, permitindo que a corrente de carga da bateria atinja o valor esperado.

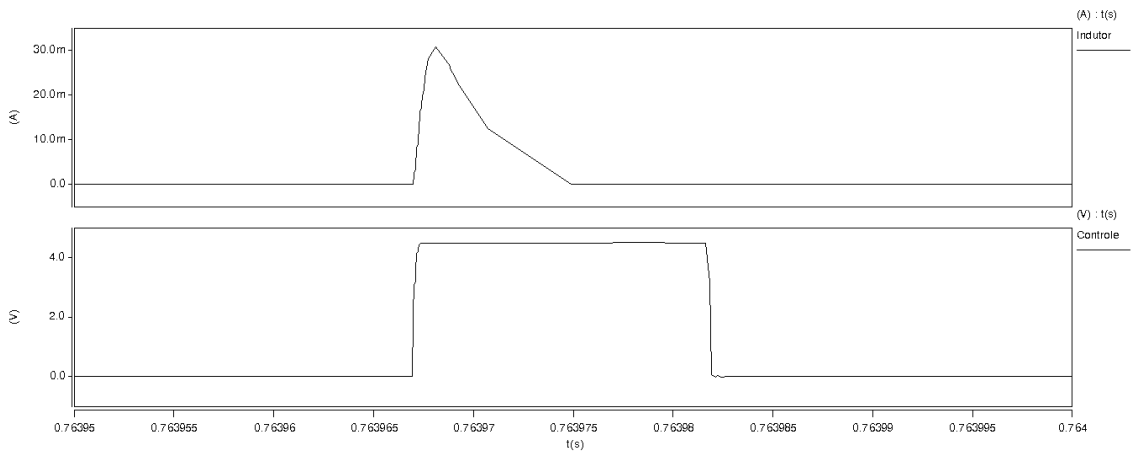


Figura 3.16 – Corrente no indutor e tensão de controle da chave

Na simulação, o sistema gera uma corrente média de 471 nA, um pouco menos que o valor obtido no experimento. O controle, por sua vez, operou utilizando 72,7 nA, sendo 98,5% desse valor gasto pelo comparador (com a fonte de polarização e o circuito de partida) durante os períodos de monitoramento.

Analisando o efeito de P_3 e P_4 (da Figura 3.10) na variação de velocidade na

transição da tensão de saída do comparador, nota-se a forte aceleração causada por eles, como mostra a Figura 3.17, onde o resultado foi comparado com uma versão do circuito sem os dois transistores.

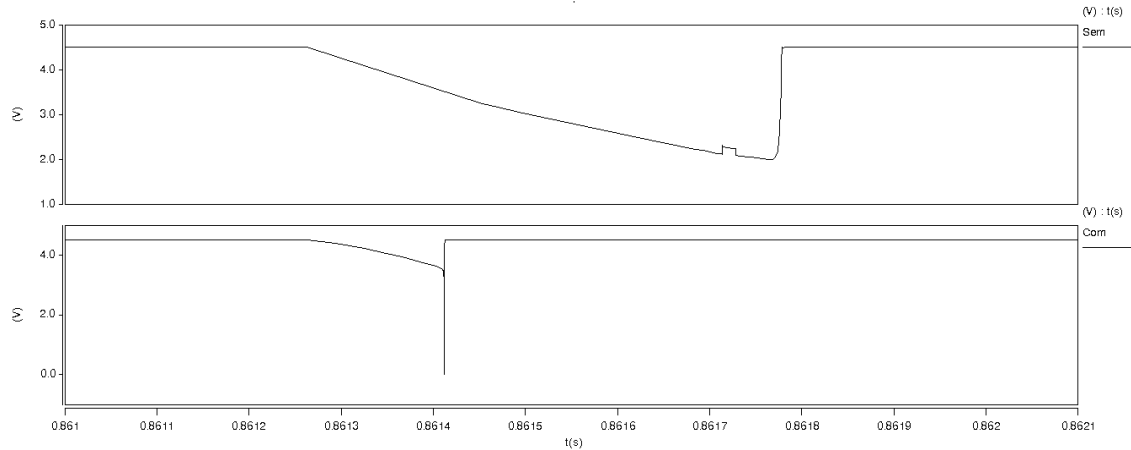


Figura 3.17 – Tensão na saída do comparador sem e com os transistores que variam a velocidade da transição

Pode-se observar que, no instante em que a tensão no *gate* de P_4 vale $V_{DD} - V_{th}$, o transistor começa a conduzir e a transição torna-se abrupta. Esse efeito acrescenta cerca de 60 pA na corrente média do comparador de tensão, porém reduz, no monoestável, a corrente de 2,0 nA para 1,1 nA.

Através de simulações com diferentes valores da corrente de polarização do comparador, e, por consequência, com diferentes velocidades da transição da tensão de saída, percebe-se que o consumo do monoestável sempre assume valores próximos de 1,1 nA quando o comparador apresenta os transistores P_3 e P_4 . Assim, é possível trabalhar com uma corrente de polarização bastante reduzida sem comprometer o desempenho desse bloco.

Foi notado que a maior parte do consumo de energia é proveniente do comparador, enquanto ele permanece monitorando a tensão do divisor capacitivo, e, portanto, é causado pela corrente gerada pela fonte de polarização. Então, aumentando o valor de resistência, é possível reduzir ainda mais a potência dissipada.

Entretanto, o tamanho do resistor é um fator limitante para o corrente mínima. Existem versões do circuito de referência que eliminam este elemento e utilizam apenas transistores MOS [26] [27], como mostrado na Figura 3.18, (a) e (b). Essas topologias,

contudo, apresentam, na tecnologia C35 e com transistores de tamanho usual, uma reduzida faixa de operação na escala de nanoampères, fora da qual demonstram grande sensibilidade a pequenas variações no tamanho dos componentes.

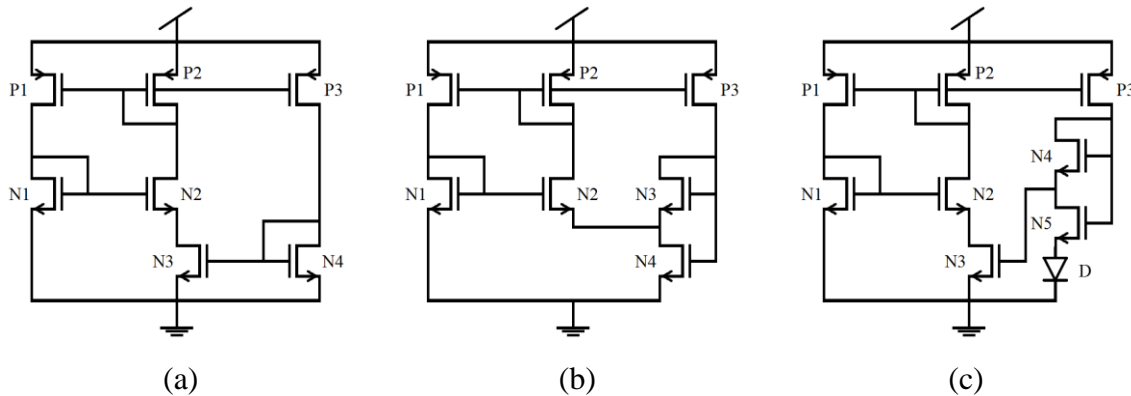


Figura 3.18 – Fontes de polarização sem resistor – (a) espelho simples, (b) *self-cascode*, e (c) *self-cascode* polarizando um transistor

Na topologia com o *self-cascode*, a faixa de operação é um pouco maior do que na versão com o espelho de corrente simples, como pode ser observado na Figura 3.19⁹, permitindo dimensionar a corrente de polarização em 5 nA com uma sensibilidade semelhante à encontrada no caso com resistor.

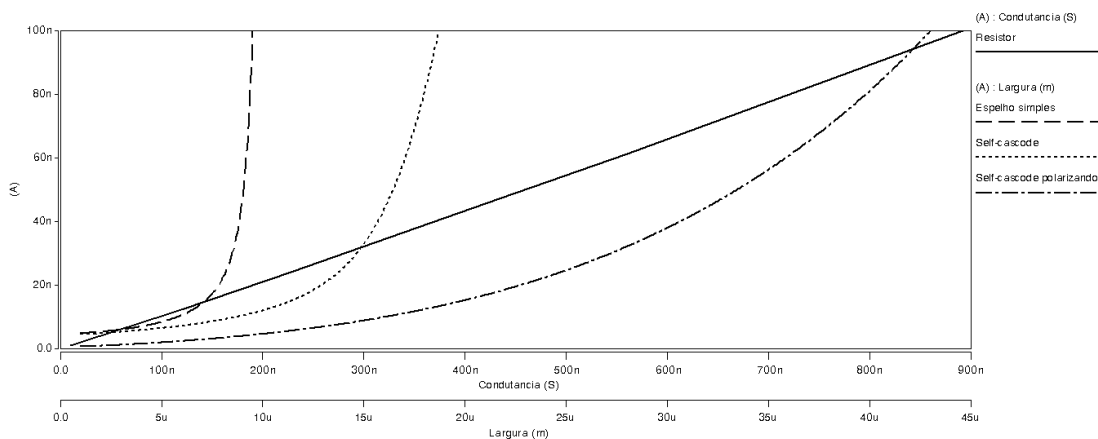


Figura 3.19 – Variação da corrente da fonte de polarização em função da condutância observada no *source* de N_2 , para a versão com resistência, e da largura do transistor que substitui o resistor, para as demais versões

⁹ Nesta análise, a versão com resistor foi dimensionada como descrito nas equações (39) – (53). Nos outros casos, para P_1 , P_2 , N_1 e N_2 , o dimensionamento foi o mesmo do caso com resistência, e, para P_3 , $W/L = 9 \mu\text{m} / 3 \mu\text{m}$. Com espelho simples, para N_3 , $L = 20 \mu\text{m}$, e, para N_4 , $W/L = 10 \mu\text{m} / 20 \mu\text{m}$. Com *self-cascode*, para N_3 , $M = 28$, $W/L = 1 \mu\text{m} / 1 \mu\text{m}$, e, para N_4 , $L = 20 \mu\text{m}$. Com *self-cascode* polarizando um transistor, para N_3 , $L = 10 \mu\text{m}$, para N_4 , $M = 28$, $W/L = 1 \mu\text{m} / 1 \mu\text{m}$, e, para N_5 , $W/L = 1 \mu\text{m} / 1 \mu\text{m}$.

Na Figura 3.20 pode ser observada a comparação entre a sensibilidade do caso com *self-cascode* e a da versão com resistor. Para cada circuito foi realizada uma análise de Monte-Carlo com os elementos variando seus valores em 10% com distribuições lineares independentes. A corrente gerada não precisa ter um valor exato, apenas não deve aumentar significativamente em situações extremas. O *layout* do comparador com a fonte de polarização utilizando *self-cascode* encontra-se na Figura 3.21. Para essa versão, o circuito de partida é invertido, iniciando os transistores do tipo P.

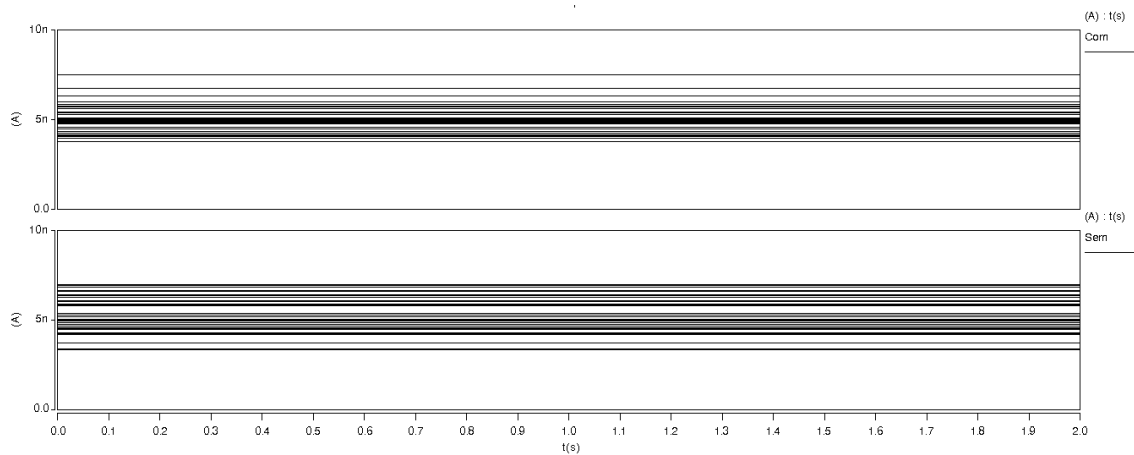


Figura 3.20 – Análise de Monte-Carlo das fontes de polarização com e sem resistor (*self-cascode*) – corrente no ramo de saída

Uma solução alternativa, apresentada na Figura 3.18 (c), que visa possibilitar a operação estável com correntes reduzidas, utiliza a estrutura do *self-cascode*, com sua tensão elevada através de um diodo conduzindo diretamente, para polarizar o transistor que atua no papel do resistor. Esse circuito apresenta baixa sensibilidade a variações dos seus componentes e uma extensa faixa de operação, partindo de centenas de picoampères até centenas de nanoampères.

Todavia, devido ao valor da resistência ser fortemente dependente aos parâmetros do modelo do transistor e de não existir uma forte correlação entre as características de transistores e diodos no processo CMOS, os resultados são muito distintos quando o circuito é simulado nos casos de *worst power* e *worst speed* (a corrente varia mais de cem vezes em relação ao valor obtido com o modelo *typical mean*), algo que não ocorre nas outras versões da fonte de corrente, que foram desenvolvidas para serem mais independentes da tecnologia empregada. Dessa forma, torna-se impraticável projetar este circuito confiavelmente sem conhecer a caracterização exata dos transistores.

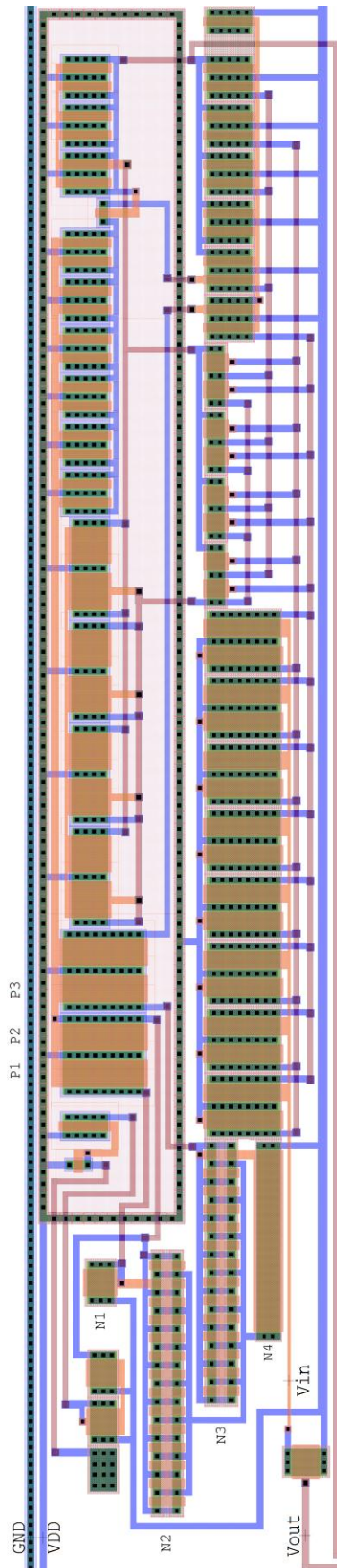


Figura 3.21 – *Layout* do comparador de tensão com a fonte de polarização sem resistor (*self-cascode*)

Capítulo 4

Conclusões

Os dispositivos eletrostáticos regenerativos de coleta de energia vibracional desenvolvidos até o presente momento apresentam consideráveis problemas de eficiência. A carga obtida na conversão é bastante limitada pela variação do capacitor e a operação sempre precisa de uma fase de pré-carga, o que torna necessário um esquema de controle preciso e complexo, drenando uma quantidade significativa da energia obtida.

Com a classe de geradores eletroestáticos proposta, originada do dobrador de eletricidade de Bennet, provou-se ser possível contornar esses problemas. Funcionando como um carregador de bateria estável, a quantidade de energia coletada é semelhante ao gerador básico, não havendo necessidade de controle nem de pré-carga. Sendo utilizada na forma de um carregador de bateria instável, a eficiência é muito superior e, com o conversor CC/CC do tipo *buck* apresentado, o sistema de monitoramento para o fechamento da chave simplifica-se. Nos dois casos, polarizando o nó entre os dois capacitores variáveis, ainda mais carga é transferida para a fonte.

Modelado com capacitores complementares, o dobrador de eletricidade melhor aproveita a topologia *in-plane overlap* de integração com MEMS e, nessa condição, pode trabalhar com densidades de energia maiores do que as alcançadas em construções macroscópicas.

Por sua vez, o sistema de controle, que idealmente seria composto por apenas um inversor de tensão, na parte de detecção, pode ser construído de duas formas, ambas com consumo muito menor que potência convertida.

A primeira forma, constituída de um inversor com desligamento atrasado, ocupa uma área menor quando integrada e drena energia da bateria apenas no instante do fechamento da chave do conversor, contudo apresenta aumentos significativos de corrente quando a tensão monitorada atinge patamares próximos ao ponto de disparo e é dependente do V_{th} dos transistores MOS do tipo N da tecnologia escolhida.

A segunda versão, com um comparador de tensão, opera com uma corrente constante, na fase de monitoramento, devido à sua fonte de polarização, porém não demonstra os mesmos efeitos indesejados do caso anterior, além de apresentar uma

topologia com dois transistores que variam a velocidade de transição da tensão de saída do comparador e reduzem ainda mais o consumo do bloco.

Os resultados apresentados nesta dissertação foram parcialmente publicados em [28] [29].

Os trabalhos futuros consistem na fabricação (Figura 4.1) e teste dos circuitos de controle propostos, bem como no desenvolvimento de um projeto com todas as partes do sistema de coleta de energia vibracional integradas. Além disso, está incluído o desenvolvimento de novas variantes do dobrador de eletricidade, de novos geradores regenerativos baseados em outros dispositivos eletrostáticos e de um novo circuito de polarização em *deep subthreshold* composto apenas por transistores MOS, visando reduzir ainda mais o consumo do sistema de controle.

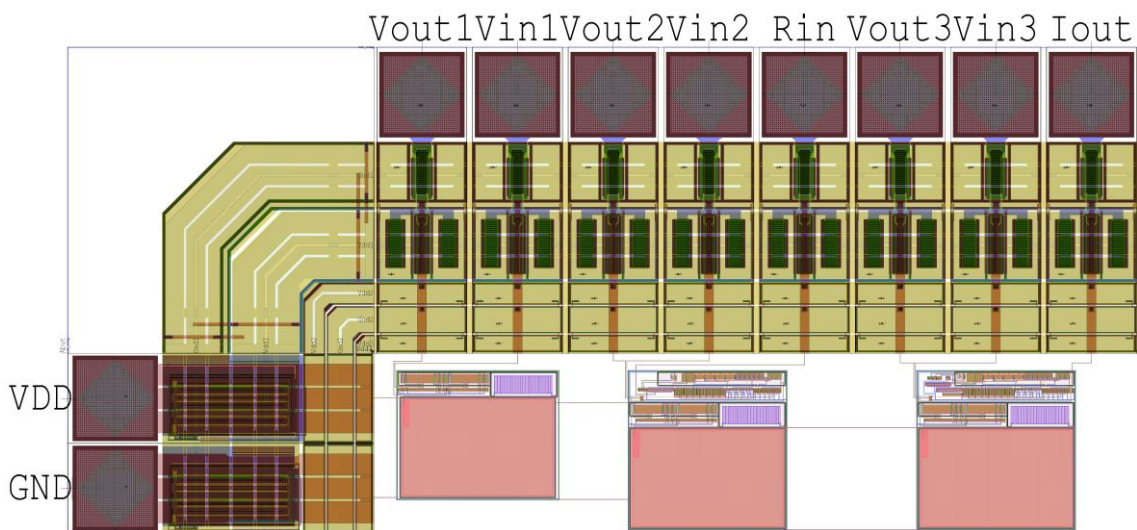


Figura 4.1 – *Layout* proposto dos circuitos de controle com *pads*

Referências Bibliográficas

- [1] PUCCINELLI, D., HAENGGI, M., “Wireless sensor networks: Applications and challenges of ubiquitous sensing”, *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 19–29, 2005.
- [2] ROUNDY, S., WRIGHT, P. K., RABAEY, J. M., *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks With Special Focus on Vibrations*, 1 ed, Kluwer, 2004.
- [3] DESPESSE, G., *et al*, “Design and fabrication of a new system for vibration energy harvesting”, *2005 PhD Research in Microelectronics and Electronics*, vol. 1, pp. 225–228, Julho 2005.
- [4] MITCHESON, D., GREEN, T. C., YEATMAN, E. M., “Power processing circuits for electromagnetic, electrostatic and piezoelectric inertial energy scavengers”, *Microsystem Technologies*, vol. 13, no. 11, pp. 1629–1635, Julho 2007.
- [5] TORRES, E. O., RINCÓN-MORA, G. A., “Electrostatic energy-harvesting and battery-charging CMOS system prototype”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 9, pp. 1938–1948, Setembro 2009
- [6] KIZIROGLOU, M., HE, C., YEATMAN, E., “Rolling rod electrostatic micro generator”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 4, pp. 1101–1108, Abril 2009.
- [7] STARK, B. H., *et al*, “Converter Circuit Design, Semiconductor Device Selection and Analysis of Parasitics for Micropower Electrostatic Generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 27–37, Janeiro 2006.
- [8] YEN, B. C., LANG, J. H., “A variable-capacitance vibration-to-electric energy harvester”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 2, pp. 288–295, Fevereiro. 2006.
- [9] BENNET, A., “An account of a doubler of electricity,” *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, vol. 77, pp. 288–296, Janeiro 1787.
- [10] DE QUEIROZ, A. C. M., “Doubblers of Electricity”, *Physics Education*, 42, pp. 156–162, Março 2007.

- [11] DE QUEIROZ, A. C. M., “Electrostatic vibrational energy harvesting using a variation of Bennet’s doubler”, *53rd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seattle, USA, pp. 404–407, Agosto 2010.
- [12] DE QUEIROZ, A. C. M., PINHEIRO, P. R. M., CALÔBA, L. P., “Nodal analysis of switched-current filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, vol. 40, no. 1, pp 10–18, Janeiro 1993.
- [13] WAHLSTROM, S. E., “Method and apparatus for charging batteries using variable capacitors,” US patent 4054826, Outubro 1977.
- [14] ROUNDY, S., WRIGHT, P. K., PISTER, K. S. J., “Micro-electrostatic vibration-to-electricity converters”, *Proceedings of IMECE 2002*, New Orleans, USA, pp. 1–10, Novembro 2002.
- [15] PASCHEN, F., “Ueber die zum Funkenübergang in Luft, Wasserstoff und Kohlensäure bei verschiedenen Drucken erforderliche Potentialdifferenz”, *Annalen der Physik*, vol. 273, no. 5, pp. 69–96, 1889.
- [16] CARAZZETTI, P., SHEA, H. R., “Electrical breakdown at low pressure for planar microelectromechanical systems with 10- to 500- μm gaps”, *Journal of MicroNanolithography MEMS and MOEMS*, vol. 8, no. 3, pp. 031305.1–9, 2009.
- [17] WALLASH, A. J., LEVIT, L., “Electrical breakdown and ESD phenomena for devices with nanometer-to-micron gaps”, *Proc. SPIE 4980*, pp. 87–96, 2003.
- [18] HARTZELL, A. L., DA SILVA, M. G., SHEA, H. R., *MEMS Reliability*, 1 ed, Springer, 2011.
- [19] TORRES, E. O., RINCÓN-MORA, G. A., “A 0.7- μm BiCMOS Electrostatic Energy-Harvesting System IC”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 2, pp. 483–496, Fevereiro 2010.
- [20] SHIH, Y.C., OTIS, B.P., "An Inductorless DC-DC Converter for Energy Harvesting with a 1.2 μW Bandgap-referenced Output Controller", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 12, no. 12, pp. 832–836, Dezembro 2011.
- [21] “0.35 μm CMOS C35 Process Parameters”, Dezembro 2008.
- [22] MALOBERTI, F., *Analog Design for CMOS VLSI Systems*, 1 ed, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [23] HASTINGS, A., *The Art of Analog Layout*, 1 ed, Prentice Hall, 2001
- [24] WESTE, N. H. E., ESHRAGHIAN, K., *Principles of CMOS VLSI Design*, 1

ed, Addison-Wesley Publishing Company, 1988.

- [25] VITTOZ, E., FELLRATH, J., “CMOS analog circuits based on weak inversion operation”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-12, pp. 224–231, Junho 1977.
- [26] OGUEY, H. J., AEBISCHER, D., “CMOS Current Reference Without Resistance”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 7, pp. 1132–1134, Julho 1997.
- [27] CAMACHO-GALEANO, E. M., GALUP-MONTORO, C., SCHNEIDER, M. C., “A 2-nW 1.1-V Self-Biased Current Reference in CMOS Technology”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs*, vol. 52, no. 2, pp. 61–65, Fevereiro 2005.
- [28] DE QUEIROZ, A. C. M., DOMINGUES, M., “Electrostatic energy harvesting using doublers of electricity,” *2011 IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Seoul, Korea, pp. 1–4, Agosto 2011.
- [29] DE QUEIROZ, A. C. M., DOMINGUES, M., “The Doubler of Electricity Used as Battery Charger”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 58, no. 12, pp. 797–801, Dezembro 2011.

Apêndice

Demonstrações

A. Dobrador com Capacitâncias Parasitas

Considerando a existência de capacitâncias parasitas em paralelo com as chaves, o modelo elétrico do dobrador passa a ter a topologia mostrada na Figura A.1.

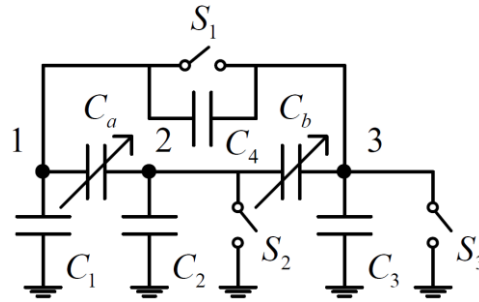


Figura A.1 – Modelo elétrico do dobrador com capacitâncias parasitas

Conseqüentemente, a matriz de capacitâncias da equação (2) passa a ser:

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} C_1 + C_4 + C_{ak} & -C_{ak} & -C_4 \\ -C_{ak} & C_2 + C_{ak} + C_{bk} & -C_{bk} \\ -C_4 & -C_{bk} & C_3 + C_{bk} \end{bmatrix} \quad (54)$$

Logo, substituindo (54) em (1) e somando linhas e colunas quando as chaves estão fechadas, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} (C_1 + C_4 + C_{a1})z^{1/2} & -C_{a1}z^{1/2} & -C_1 - C_{a2} \\ -C_{a1}z^{1/2} & (C_2 + C_{a1} + C_{b1})z^{1/2} & C_{a2} + C_{b2} \\ -C_1 - C_{a1} & C_{a1} + C_{b1} & (C_1 + C_3 + C_{a2} + C_{b2})z^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11}(z) \\ E_{21}(z) \\ E_{12}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (55)$$

Calculando o determinante da matriz, igualando a zero e extraindo as raízes do polinômio resultante em z , encontra-se a equação (7).

B. Dobrador com Resistências Parasitas

Para obter o efeito das resistências parasitas sobre o dobrador de eletricidade, foram feitas duas considerações, que simplificam a análise, mas que geram um resultado muito semelhante ao obtido nas simulações e nas montagens experimentais.

Primeiro, todas as resistências parasitas foram representadas por um resistor em paralelo ao C_1 , como mostrado na Figura B.1. Segundo, considerou-se que C_a e C_b modificam suas capacitâncias instantaneamente, não havendo, assim, perda de carga durante as transições das fases.

Essas definições atenuam ligeiramente o efeito parasita em seus resultados, contudo, numa análise que envolva resistores e capacitores variáveis, observando a forma de variação destes, não é possível obter uma solução exata que represente todas as formas de variação possíveis. Então, foram escolhidas as aproximações que reduzissem a complexidade da análise sem divergir dos efeitos esperados das fugas resistivas.

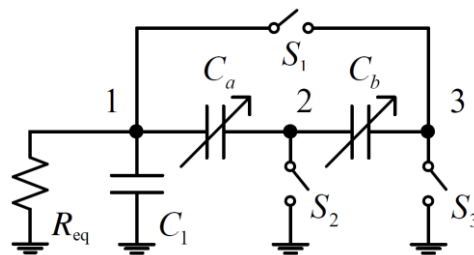


Figura B.1 – Modelo elétrico do dobrador com resistência parasita

Durante a fase 1, quando as chaves S_1 e S_2 estão abertas e a chave S_3 está fechada (Figura B.2), a presença do resistor R_{eq} promove um decaimento exponencial das tensões.

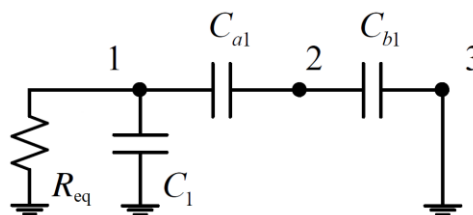


Figura B.2 – Dobrador – fase 1

$$E_{1\ final1} = E_{1\ inicial1} e^{-t_1/\tau_1} \quad (56)$$

$$E_{2\ final1} = E_{2\ inicial1} + E_{1\ inicial1} \frac{C_{a1}}{C_{a1} + C_{b1}} (e^{-t_1/\tau_1} - 1) \quad (57)$$

$$E_{3\ final1} = 0 \quad (58)$$

$$\tau_1 = R_{eq} (C_1 + C_{a1} // C_{b1}) \quad (59)$$

A seguir, ocorre a transição para a fase 2, quando os capacitores mudam de valor e todas as chaves ficam em abertas (Figura B.3), causando uma redistribuição de cargas.

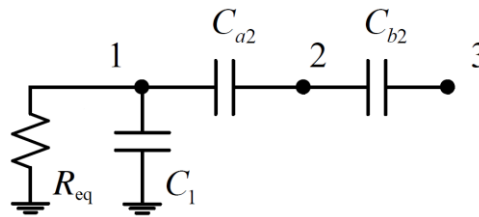


Figura B.3 – Dobrador – transição para a fase 2

$$E_{1\ transição2} = E_{1\ final1} \quad (60)$$

$$E_{2\ transição2} = E_{1\ final1} + (E_{2\ final1} - E_{1\ final1}) \frac{C_{a1}}{C_{a2}} \quad (61)$$

$$E_{3\ transição2} = E_{1\ final1} + (E_{2\ final1} - E_{1\ final1}) \frac{C_{a1}}{C_{a2}} + (E_{3\ final1} - E_{2\ final1}) \frac{C_{b1}}{C_{b2}} \quad (62)$$

Depois, o circuito passa para a fase 2, invertendo as posições das chaves em relação à fase 1 (Figura B.4), e ocorre uma nova redistribuição de cargas.

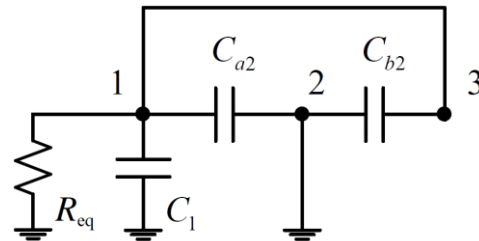


Figura B.4 – Dobrador – fase 2

$$E_{1\ inicial2} = \frac{C_1(E_{1\ transição2}) + C_{a2}(E_{1\ transição2} - E_{2\ transição2}) + C_{b2}(E_{3\ transição2} - E_{2\ transição2})}{C_1 + C_{a2} + C_{b2}} \quad (63)$$

$$E_{2\text{ inicial}2} = 0 \quad (64)$$

$$E_{3\text{ inicial}2} = E_{1\text{ inicial}2} \quad (65)$$

Durante a fase 2, também ocorre um decaimento exponencial das tensões:

$$E_{1\text{ final}2} = E_{1\text{ inicial}2} e^{-t_2/\tau_2} \quad (66)$$

$$E_{2\text{ final}2} = 0 \quad (67)$$

$$E_{3\text{ final}2} = E_{1\text{ final}2} \quad (68)$$

$$\tau_2 = R_{eq}(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) \quad (69)$$

Então, ocorre a transição de volta para a fase 1 (Figura B.5), quando as cargas são redistribuídas.

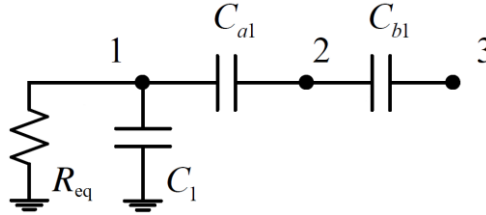


Figura B.5 – Dobrador – transição para a fase 1

$$E_{1\text{ transição}1} = E_{1\text{ final}2} \quad (70)$$

$$E_{2\text{ transição}1} = E_{1\text{ final}2} \left(1 - \frac{C_{a2}}{C_{a1}} \right) \quad (71)$$

$$E_{3\text{ transição}1} = E_{1\text{ final}2} \left(1 - \frac{C_{a2}}{C_{a1}} + \frac{C_{b2}}{C_{b1}} \right) \quad (72)$$

Por fim, as tensões transformadas para o início da nova fase 1.

$$E_{1\text{ inicial}1} = E_{1\text{ transição}1} - E_{3\text{ transição}1} \left(\frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_{a1}} + \frac{C_1}{C_{b1}}} \right) \quad (73)$$

$$E_{2\text{inicial}1} = E_{1\text{transiçãol}} + E_{3\text{transiçãol}} \left(\frac{1}{1 + \frac{C_{b1}}{C_1} + \frac{C_{b1}}{C_{a1}}} - 1 \right) \quad (74)$$

$$E_{3\text{inicial}1} = 0 \quad (75)$$

Seguindo as equações (56) – (75), pode-se calcular o fator de multiplicação a cada ciclo de trabalho. Com os capacitores C_a e C_b variando entre 10 pF e 100 pF, $C_1 = 47$ pF, $R_{eq} = 10$ G Ω e $t_1 = t_2 = 100$ ms, z vale 1,23.

Também é possível adaptar a análise das equações (1) – (3), que presumia a conservação das cargas ao longo de cada fase, e obter o mesmo resultado.

Em (1), os vetores $\mathbf{E}_1(z)$ e $\mathbf{E}_2(z)$ são as tensões nodais ao longo de cada fase, que, no caso, se mantêm constantes. Considerando, agora, o decaimento causado pela perda resistiva e que, para essa análise, são necessárias apenas as tensões iniciais e finais, esse sistema modifica-se para:

$$\begin{bmatrix} C_1 z^{1/2} & -C_2 \\ -C_1 & C_2 z^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{1\text{inicial}}(z) & \mathbf{E}_{1\text{final}}(z) \\ \mathbf{E}_{2\text{final}}(z) & \mathbf{E}_{2\text{inicial}}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (76)$$

A matriz (2) não se altera, pois a resistência não interfere no armazenamento das cargas. Então, usando as relações entre as tensões iniciais e finais de cada fase, representadas pelas equações (56) – (58) e (66) – (68), elimina-se as tensões finais e obtêm-se as equações (8) e (9). Como visto na seção 2.2.2, nas mesmas condições da outra análise, z também vale 1,23.

C. Dobrador com Diodos

Nesta análise do dobrador de eletricidade com diodos ideais e fugas resistivas, foram feitas as mesmas considerações do Apêndice B. Todas as resistências parasitas são representadas por um resistor em paralelo ao C_1 (R_{eq} da Figura C.1) e não há perda de carga durante as mudanças de fase. Entretanto, para este caso, não é válido modelar C_a e C_b modificando suas capacitâncias instantaneamente, devido a características dos diodos, que têm comportamentos dinâmicos nas transições. Considera-se, então, que as variações dos capacitores são acentuadas, sendo a de C_a um pouco mais rápida.

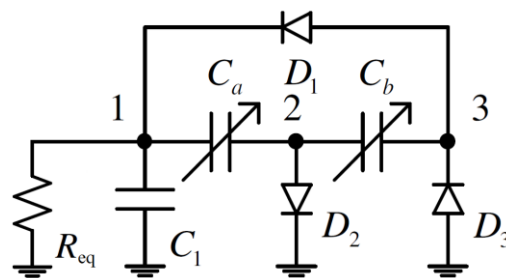


Figura C.1 – Modelo do dobrador com diodos e resistência parasita

A Figura C.2 mostra as evoluções das três tensões do dobrador ao longo das duas fases. As equações obtidas são extraídas observando esses comportamentos.

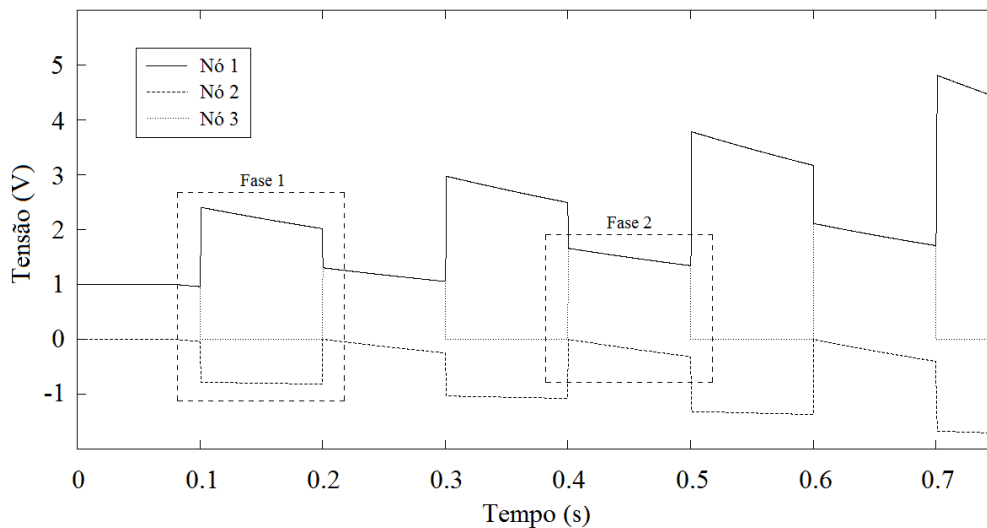


Figura C.2 – Dobrador com diodos – evolução das tensões ao longo das fases

Durante a fase 1, apenas D_3 conduz (Figura C.3) e o efeito é igual ao caso com chaves: há um decaimento exponencial das tensões (Figura C.4).

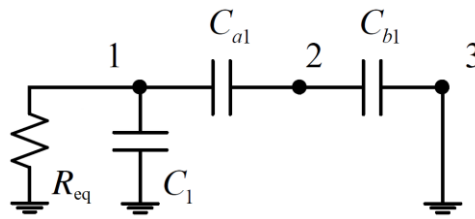


Figura C.3 – Dobrador com diodos – fase 1

$$E_{1\ final1} = E_{1\ inicial1} e^{-t_1/\tau_1} \quad (77)$$

$$E_{2\ final1} = E_{2\ inicial1} + E_{1\ inicial1} \frac{C_{a1}}{C_{a1} + C_{b1}} (e^{-t_1/\tau_1} - 1) \quad (78)$$

$$E_{3\ final1} = 0 \quad (79)$$

$$\tau_1 = R_{eq} (C_1 + C_{a1} // C_{b1}) \quad (80)$$

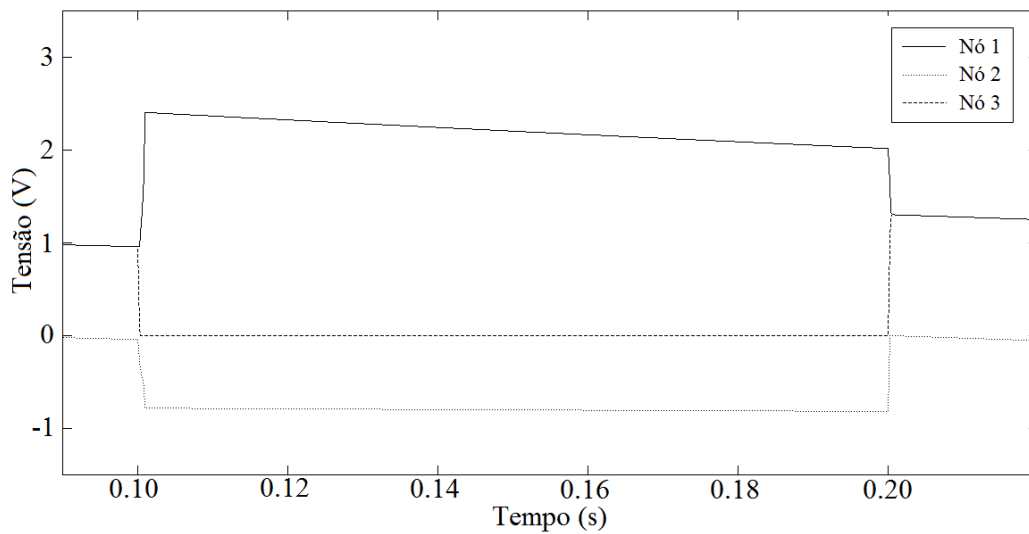


Figura C.4 – Dobrador com diodos – decaimentos na fase 1

Em seguida, ocorre a transição para a segunda fase, em três partes, como exemplificado na Figura C.5.

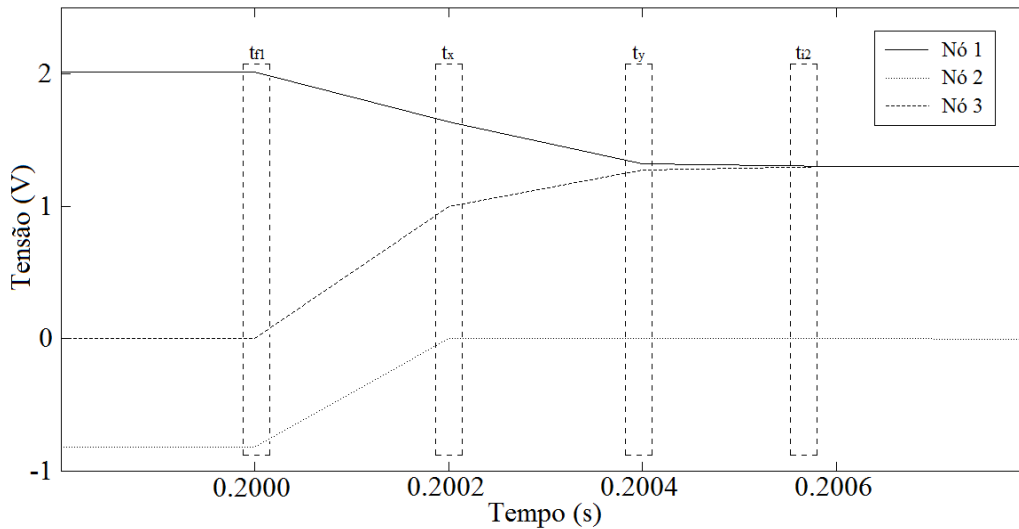


Figura C.5 – Dobrador com diodos – etapas da transição para a fase 2

Na primeira parte da transição para a fase 2, nenhum diodo conduz (Figura C.6) e dura até o momento (t_x) que $E_2 = 0$ ¹⁰. Em t_x , $C_a = C_{ax}$ e $C_b = C_{bx}$.

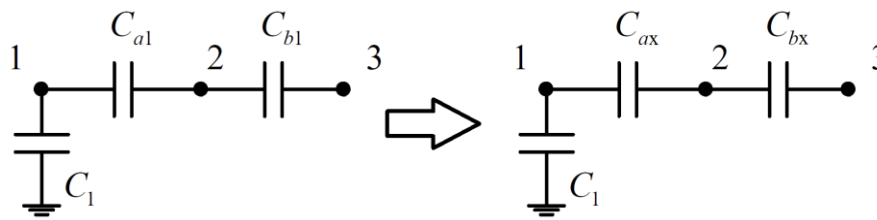


Figura C.6 – Dobrador com diodos – transição inicial para a fase 2

$$E_{1tx2} = E_{1final1} \quad (81)$$

$$E_{2tx2} = 0 \quad (82)$$

$$E_{3tx2} = -E_{2final1} \frac{C_{a2}}{C_{bx}} \quad (83)$$

Na segunda parte da transição para a fase 2, D_2 passa a conduzir (Figura C.7) até que $E_1 = E_3$, no instante t_y , quando $C_a = C_{ay} = C_a + \Delta C_a$ e $C_b = C_{by} = C_b + \Delta C_b$. Q_2 é obtido a partir do cálculo da corrente e de alguma manipulação algébrica com auxílio de um programa para esse fim.

¹⁰ Nem sempre $E_2 = 0$ em t_x . Quando isso não acontece, o efeito das fugas resistivas é atenuado. Para simplificar um pouco esta análise, essa possibilidade não foi considerada.

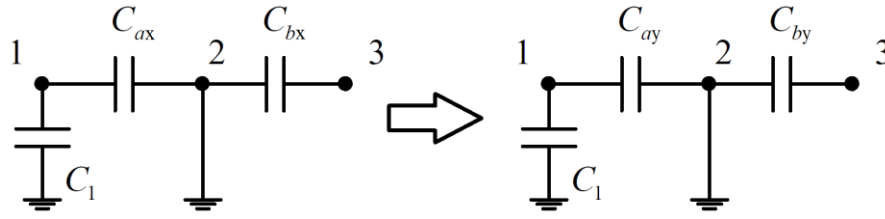


Figura C.7 – Dobrador com diodos – transição intermediária para a fase 2

$$E_{1ty2} = E_{1final1} - \frac{Q_2}{C_1} \quad (84)$$

$$E_{2ty2} = 0 \quad (85)$$

$$E_{3ty2} = E_{1ty2} \quad (86)$$

$$Q_2 = \frac{C_1(C_{a1}(E_{2final1}C_{a2} + C_{b1}(E_{1tx1} - E_{2final1})) + E_{2final1}C_{b2}) - C_{a2}(E_{2final1}C_{a2} + E_{1tx1}C_{b1})}{C_{a1}C_{b2} - C_{a2}C_{b1} - C_1(C_{b1} - C_{b2})} \quad (87)$$

Na última parte da transição para a fase 2, D_1 e D_2 conduzem (Figura C.8)¹¹.

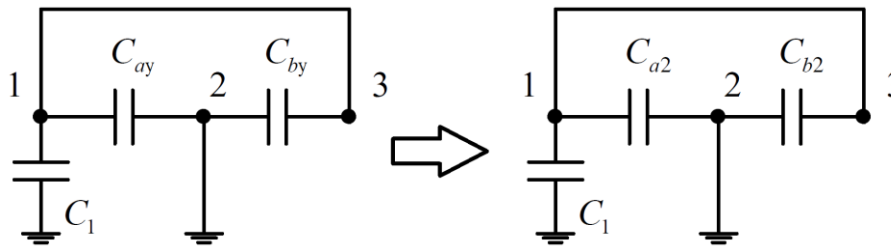


Figura C.8 – Dobrador com diodos – transição final para a fase 2

$$E_{1inicial2} = \frac{E_{1ty2}(C_1 + C_{ay} + C_{by})}{C_1 + C_{a2} + C_{b2}} \quad (88)$$

$$E_{2inicial2} = 0 \quad (89)$$

$$E_{3inicial2} = E_{1inicial2} \quad (90)$$

Durante a fase 2, nenhum diodo conduz (Figura C.9), mas a igualdade $E_1 = E_3$ permanece. Essa parte é a que apresenta a maior divergência em relação ao caso com chaves: o nó 2 não fica aterrado e assim sua tensão também decai (Figura C.10),

¹¹ É válido apenas se a variação de C_a for maior que a de C_b . Caso contrário D_2 não conduz e E_2 é menor que zero, atenuando o efeito de R_{eq} . Caso as variações sejam iguais, D_2 não conduz, mas $E_2 = 0$.

acarretando um maior acúmulo de cargas.

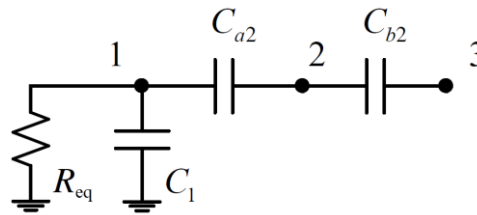


Figura C.9 – Dobrador com diodos – fase 2

$$E_{1\ final2} = E_{1\ inicial2} e^{-t_2/\tau_2} \quad (91)$$

$$E_{2\ final2} = E_{2\ inicial2} - E_{1\ inicial2} (1 - e^{-t_2/\tau_2}) \quad (92)$$

$$E_{3\ final2} = E_{1\ final2} \quad (93)$$

$$\tau_2 = R_{eq} C_1 \quad (94)$$

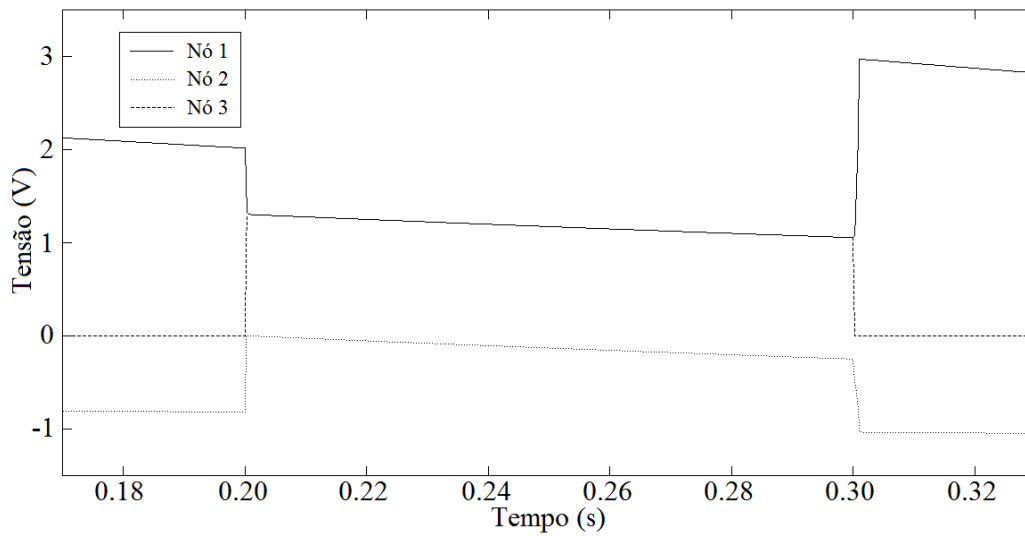


Figura C.10 – Dobrador com diodos – decaimentos na fase 2

Fechando o ciclo, a transição para a fase 1 é dividida em duas partes, como visto na Figura C.11.

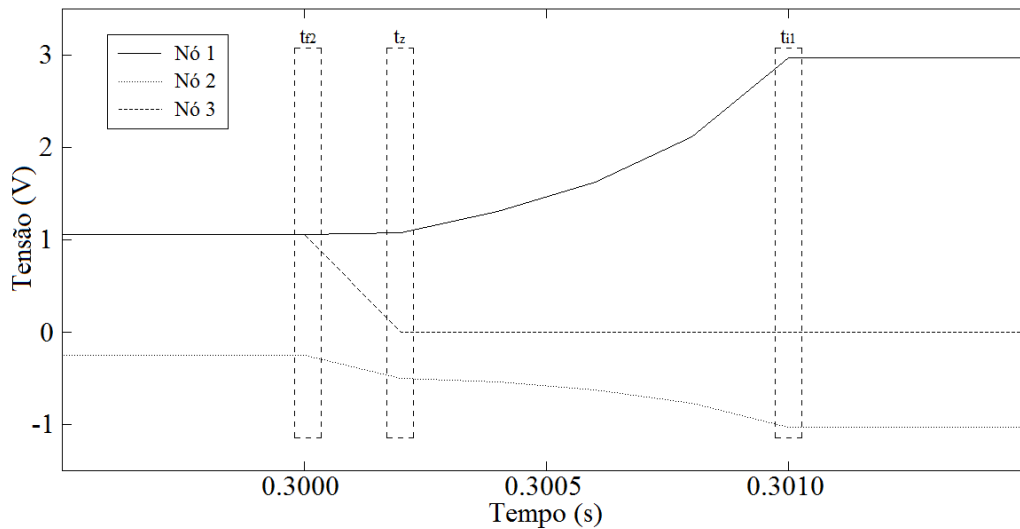


Figura C.11 – Dobrador com diodos – etapas da transição para a fase 1

Na primeira, nenhum diodo conduz (Figura C.12), até que $E_3 = 0$, em um instante t_z , quando $C_a = C_{az}$ e $C_b = C_{bz}$. Aqui só é preciso calcular as tensões sobre os capacitores variáveis, V_{az} e V_{bz} .

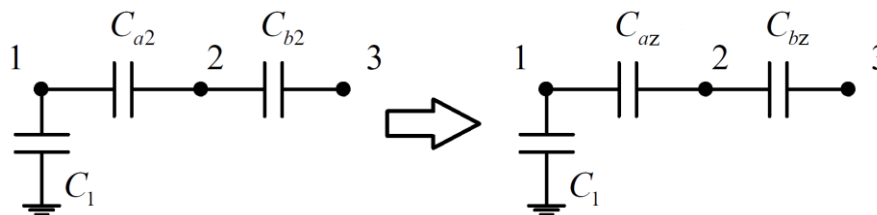


Figura C.12 – Dobrador com diodos – transição inicial para a fase 1

$$V_{az} = E_{1\text{inicial}} \frac{C_{a2}}{C_{az}} \quad (95)$$

$$V_{bz} = -E_{1\text{inicial}} \frac{C_{b2}}{C_{bz}} \quad (96)$$

Na segunda parte, D_3 conduz (Figura C.13), carregando C_1 . Q_1 é obtido a partir do cálculo da corrente da malha.

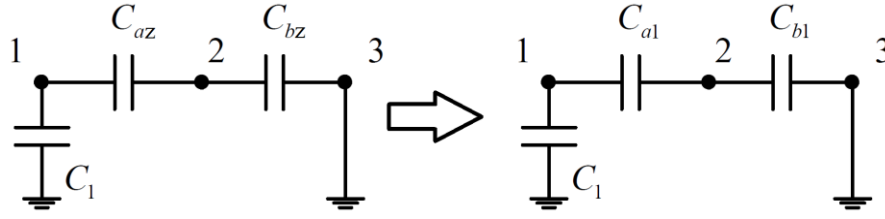


Figura C.13 – Dobrador com diodos – transição final para a fase 1

$$E_{1\text{inicial}1} = E_{1\text{final}2} + \frac{Q_1}{C_1} \quad (97)$$

$$E_{2\text{inicial}1} = \frac{V_{bz} C_{bz} - Q_1}{C_{b1}} \quad (98)$$

$$E_{3\text{inicial}1} = 0 \quad (99)$$

$$Q_1 = \frac{V_{az} \frac{C_{az}}{C_{a1}} + V_{bz} \frac{C_{bz}}{C_{b1}} - E_{1\text{final}2}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_{b1}}} \quad (100)$$

Fazendo as substituições das variáveis das equações (77) – (100) com ajuda de um programa de cálculo algébrico, é possível obter a equação do fator de multiplicação do dobrador:

$$z = \frac{e^{-t_1/\tau_1 - t_2/\tau_2} C_1 (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} (C_{b1} - C_{a2}))}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} C_{b1})} + \frac{e^{-t_1/\tau_1} (C_{a2} C_{b1} - C_{a1} C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} (C_{b1} - C_{a2}))}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) (C_1 (C_{a1} + C_{b1}) + C_{a1} C_{b1}) (C_{a1} + C_{b1})} + \frac{(C_{a2} + C_{b2}) (C_{a1} + C_{a2})}{(C_1 + C_{a2} + C_{b2}) (C_{a1} + C_{b1})} \quad (101)$$

Com $C_1 = 47$ pF, $C_{a1} = C_{b2} = 10$ pF, $C_{a2} = C_{b1} = 100$ pF e $t_1 = t_2 = 100$ ms, o ganho obtido através da equação (101) é igual a 1,27. Este é o mesmo resultado obtido na simulação com variação instantânea dos capacitores e é um pouco menor que o da simulação com a variação durando 25 ms (Figura C.14).

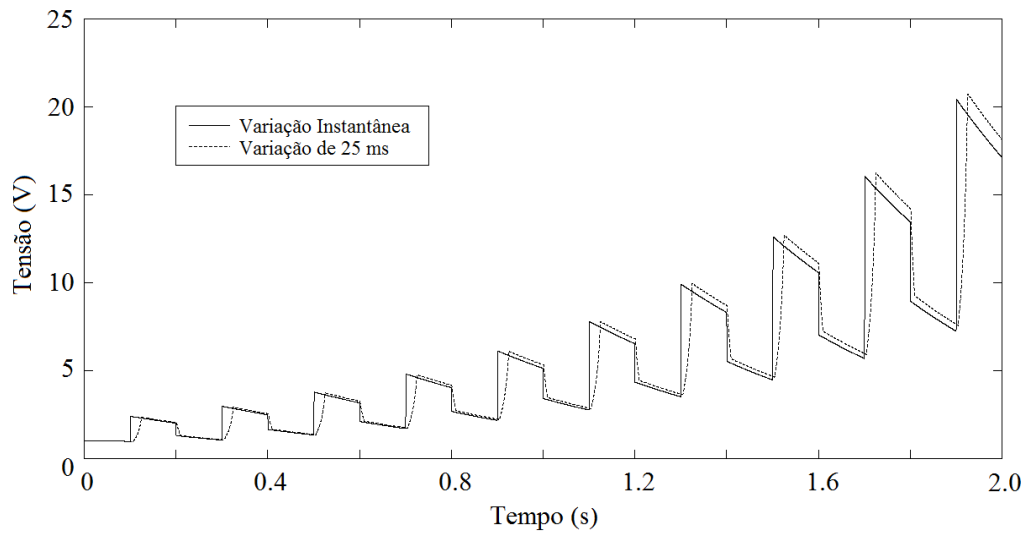


Figura C.14 – Dobrador com diodos – fugas resistivas – validação da análise

D. Carregador de Bateria Estável com Queda de Tensão nos Diodos

Considerando as quedas de tensão nos diodos do carregador de bateria estável e as representando por V_D , as equações (12) – (14) se transformam em:

$$V_{ax} = (V_{bat} - E_{22}) \frac{C_{a2}}{C_{ax}} \quad (102)$$

$$V_{bx} = (E_{22} - V_{bat} - V_D) \frac{C_{b2}}{C_{bx}} \quad (103)$$

$$V_{bat} = V_{ax} \frac{C_{ax}}{C_{a1}} - \frac{1}{C_{a1}} \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt + V_{bx} \frac{C_{bx}}{C_{b1}} - \frac{1}{C_{b1}} \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt - V_D \quad (104)$$

Isolando a integral da corrente incidente na bateria, é possível obter a quantidade de carga transferida a cada ciclo:

$$Q = \int_x^{x+\Delta t} j(t) dt = \frac{V_{bat} \left(\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - \frac{C_{b2}}{C_{b1}} - 1 \right) - V_D \left(1 + \frac{C_{b2}}{C_{b1}} \right) - E_{22} \left(\frac{C_{a2}}{C_{a1}} - \frac{C_{b2}}{C_{b1}} \right)}{\frac{1}{C_{a1}} + \frac{1}{C_{b1}}} \quad (105)$$

E_{22} representa a tensão no nó 2 do dobrador de eletricidade ao final da fase 2 e é o fator que diferencia os casos com dois capacitores variáveis, com C_b fixo e com polarização.

No caso polarizado, E_{22} é definido pelo circuito de polarização, sendo um valor conhecido, e, dessa forma, as equações (20) e (105) se equivalem. Com C_b fixo, a tensão no nó 2 assume o valor V_D , como pode ser visto na Figura D.1, e logo a equação (105) simplifica-se para (19).

Quando os dois capacitores são variáveis, a tensão no nó 2 modifica-se durante a fase 2, como pode ser observado na Figura D.2. Ela inicia em V_D e depois estabiliza em um valor que depende da forma com que ocorre a variação das capacitâncias.

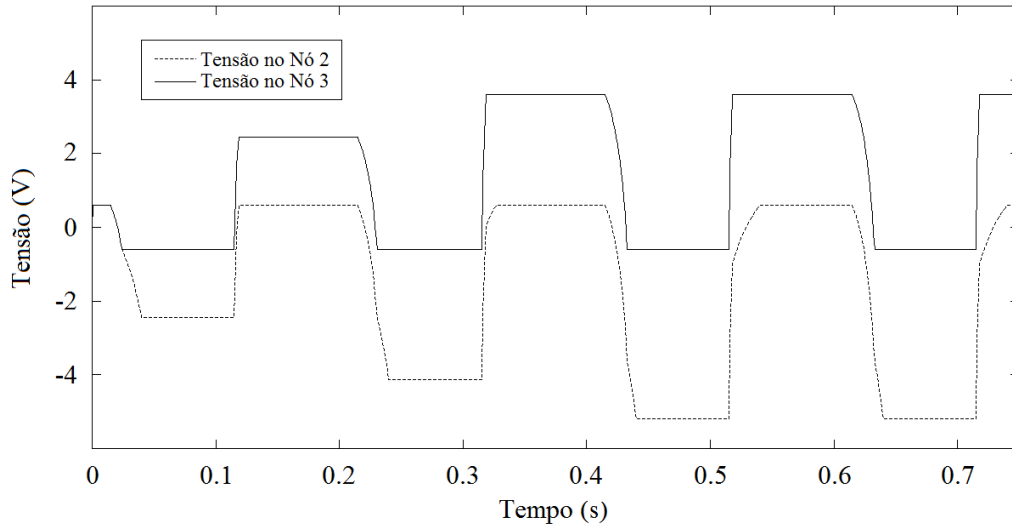


Figura D.1 – Tensões no carregador estável com queda de tensão nos diodos e C_b fixo

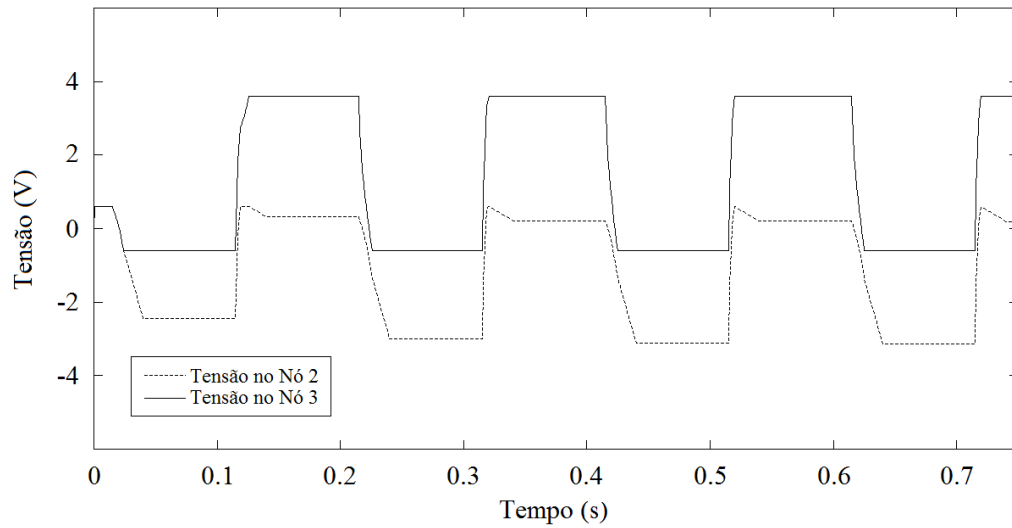


Figura D.2 – Tensões no carregador estável com queda de tensão nos diodos

Para a análise, define-se t_y o instante quando a tensão E_2 atinge o valor de pico V_D . Nesse momento, a tensão E_3 equivale a $V_{bat} + V_D$ e é possível obter as tensões sobre os capacitores:

$$V_{ay} = V_{bat} - V_D = (V_{bat} - E_{21}) \frac{C_{a1}}{C_{ay}} \quad (106)$$

$$V_{by} = -V_{bat} = (E_{21} + V_D) \frac{C_{b2}}{C_{by}} \quad (107)$$

Para uma variação trapezoidal simétrica, C_{ay} e C_{by} podem ser escritos como $C_{a1} + \Delta C$ e $C_{b2} - \Delta C$, respectivamente, e, assim, extrai-se E_{21} e ΔC das equações (106) e (107):

$$E_{21} = \frac{C_{a1}V_D V_{bat} + C_{b1}(V_D^2 - V_{bat}^2)}{C_{a1}V_{bat} + C_{b1}(V_{bat} - V_D)} \quad (108)$$

$$\Delta C = \frac{C_{a1}C_{b1}(2V_D + V_{bat})}{C_{a1}V_{bat} + C_{b1}(V_{bat} - V_D)} \quad (109)$$

Com esses valores e a corrente que circula pela malha formada entre C_a , C_b e D_1 na fase 2:

$$\int_y^{y+\Delta t} j_2(t) dt = \frac{-V_{bat} \left(\frac{C_{a1}}{C_{a2}} \right) - V_D \left(1 + \frac{C_{b1}}{C_{b2}} \right) + E_{21} \left(\frac{C_{a1}}{C_{a2}} - \frac{C_{b1}}{C_{b2}} \right)}{\frac{1}{C_{a2}} + \frac{1}{C_{b2}}} \quad (110)$$

calcula-se E_{22} através da relação:

$$E_{22} = V_{bat} - V_{a2} = V_{bat} - (V_{bat} - V_D) \frac{C_{ay}}{C_{a2}} - \frac{1}{C_{a2}} \int_y^{y+\Delta t} j_2(t) dt \quad (111)$$

Fazendo as substituições com o auxílio de um programa de cálculo algébrico, chega-se ao valor da carga transferida:

$$Q = \frac{C_{a1}^2 C_{b2} V_{bat} (V_D - V_{bat}) + C_{a2} C_{b1} (V_{bat} - V_D) (C_{b1} V_{bat} - C_{b2} V_D) + C_{a1} (C_{b1} C_{b2} (V_D^2 + V_D V_{bat} - 2V_{bat}^2) - C_{a2} V_D V_{bat} (2C_{b1} + C_{b2}))}{(C_{a1} V_{bat} + C_{b1} (V_{bat} - V_D)) (C_{a2} + C_{b2})} \quad (112)$$

Esta equação é equivalente à (18) quando $C_{max} = C_{a2} = C_{b1}$ e $C_{min} = C_{a1} = C_{b2}$. Com $V_{bat} = 3$ V, $V_D = 0,6$ V, $C_{a2} = C_{b1} = 100$ pF e $C_{a1} = C_{b2} = 10$ pF, $Q = 219$ pC e $E_{21} = -3,1$ V, o mesmo resultado visto na Figura D.2.

E. Carregador de Bateria Instável com Conversor CC/CC

Uma análise exata do comportamento do carregador de bateria instável com conversor CC/CC pode ser obtida observando a forma de onda da corrente no indutor e considerando, quando a chave está fechada, o circuito equivalente disposto na Figura E.1.

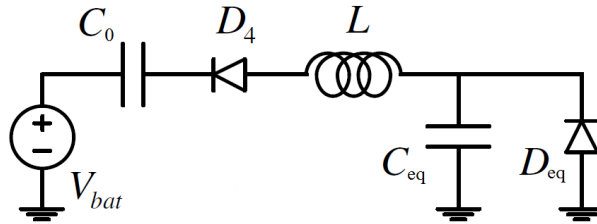


Figura E.1 – Circuito equivalente do carregador com conversor CC/CC

O capacitor C_0 corresponde a uma correção do modelo ideal do conversor, representando um aumento na tensão da bateria. $C_{eq} = C_1 + C_{ab}$ e D_{eq} é um diodo equivalente da associação de D_1 e D_3 .

Em uma primeira fase da conversão, quando ocorre o fechamento da chave, a tensão em C_{eq} está elevada. Logo, desconsidera-se D_{eq} e a corrente em L aumenta na forma de uma senoide:

$$j_{L, fase1}(t) = \sqrt{\frac{C_{eq} // C_0}{L}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) \sin \frac{1}{\sqrt{LC_{eq} // C_0}} t \quad (113)$$

a tensão no capacitor C_{eq} decai na forma de uma cosenoide com um nível constante:

$$V_C(t) = V_{C1} - \frac{C_0}{C_0 + C_{eq}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) + \frac{C_0}{C_0 + C_{eq}} (V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) \cos \frac{1}{\sqrt{LC_{eq} // C_0}} t \quad (114)$$

e a tensão na bateria associada ao capacitor C_0 cresce da mesma forma:

$$V_{out}(t) = V_{bat} + \frac{C_{eq}}{C_0 + C_{eq}}(V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) - \frac{C_{eq}}{C_0 + C_{eq}}(V_{C1} - V_{D4} - V_{bat}) \cos \frac{1}{\sqrt{LC_{eq} // C_0}} t \quad (115)$$

A fase 1 dura até a tensão no nó 1 se reduza a:

$$V_C(t_x) = -V_{Deq} \quad (116)$$

A partir da equação (114) é possível determinar este instante, como foi definido na equação (23). Na segunda fase da conversão, desconsidera-se C_{eq} e a corrente no indutor decai na forma aproximada de uma reta de inclinação negativa, mostrada na equação (26). Quando a corrente cessa, a fase está terminada, determinando-se esse momento a partir da mesma equação e chegando-se ao resultado de (27).

Finalmente, a carga é calculada através da integral das duas correntes:

$$Q = \int j_L(t) dt = \int_0^{t_x} j_{L\ fase1}(t) dt + \int_0^{t_y} j_{L\ fase2}(t) dt \quad (117)$$

A primeira integral resulta numa equação semelhante ao caso da ligação direta:

$$\int_0^{t_x} j_{L\ fase1}(t) dt = C_{eq} (V_{Deq} + V_{C1}) \quad (118)$$

A segunda integral demonstra a carga extra transferida para a bateria:

$$\int_0^{t_y} j_{L\ fase2}(t) dt = \sqrt{j_L(t_x)^2 LC_0 + (V_{Deq} + V_{D4} + V_{out}(t_x))^2 C_0^2} - (V_{Deq} + V_{D4} + V_{out}(t_x)) C_0 \quad (119)$$

Somando (118) e (119) com ajuda de um programa de cálculo algébrico e substituindo $j_L(t_x)$ e $V_{out}(t_x)$ no resultado, é possível obter a equação (28).